



# ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН



# ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

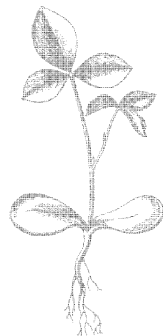
---

ИЗДАНИЕ ПЯТОЕ,  
ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ

Под редакцией  
профессора, доктора технических наук  
П. В. Новицкого



«ЭНЕРГИЯ»  
Ленинградское отделение  
1975



Scan AAW

6П2.1.08

Э 45

УДК 621.317.39

А в т о р ы:

**А. М. Туричин, П. В. Новицкий, Е. С. Левшина, В. С. Гутников, С. А. Спектор, И. А. Зограф, Б. Э. Аршанский, В. Г. Кнорринг, П. Д. Пресняков**

Рецензент *Е. А. Старосельцева*

**Э 45      Электрические измерения неэлектрических величин.**  
Изд. 5-е, перераб. и доп. Л., «Энергия», 1975.

576 с. с ил.

На обороте тит. л. авт.: А. М. Туричин, П. В. Новицкий, Е. С. Левшина и др.

В книге рассматриваются физические основы и теория элементов и методов построения различных электрических приборов для измерения неэлектрических величин.

Книга предназначена в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, готовящих специалистов в области промышленного и научного приборостроения и автоматизации процессов управления, а также для инженерно-технических и научных работников смежных областей.

30306-172  
Э ————— 267-75  
051(01)-75

6П2.1.08

© Издательство «Энергия», 1975

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Книга «Электрические измерения неэлектрических величин» была написана А. М. Туричиным и издавалась с небольшими изменениями в 1951, 1954 и 1959 гг. Благодаря своему энциклопедическому характеру эта книга стала основным учебным пособием как для студентов приборостроительных специальностей вузов, так и для инженеров и научных работников, занимающихся измерениями различных физических величин. Эти издания книги пользовались большим спросом в нашей стране, а также были переведены на иностранные языки в ряде зарубежных стран. Однако со смертью автора в 1961 г. дальнейшие издания этой книги прекратились.

Для 4-го издания в 1966 г. книга была в основном написана заново коллективом авторов под общей редакцией П. В. Новицкого, который являлся редактором двух предыдущих ее изданий. Однако за время, истекшее с 1966 г., учебные планы подготовки инженеров-приборостроителей как в СССР, так и в ряде социалистических стран претерпели существенные изменения. Техника построения измерительных устройств, характерная ранее лишь для приборов измерения неэлектрических величин (когда прибор составляется из последовательного ряда измерительных преобразователей), оказалась настолько прогрессивной, что быстро распространилась и на другие области приборостроения. В этих условиях было признано целесообразным изучение всех измерительных устройств в учебных планах подготовки студентов-приборостроителей строить в такой же последовательности, как до этого изучались лишь приборы для измерения неэлектрических величин. Кроме того, вопросы теории, разбросанные ранее по разным курсам, теперь сосредоточены в едином курсе «Теоретические основы измерительной техники», изучаемом ранее курса «Измерительные преобразователи» и «Методы измерений физических величин».

Одновременно эта книга нашла большое число читателей среди инженерных и научных работников, желающих расширить свою подготовку в первую очередь также в общих теоретических основах этой дисциплины.

Описать в одной книге все наиболее интересные вопросы теории или все перспективные приборы и методы измерений не представ-



ляется возможным, да и вряд ли целесообразно. Поэтому основное внимание в книге направлено на систематизацию вопросов теории и систематизацию физических явлений, используемых для создания элементарных измерительных преобразователей, датчиков и приборов. Исходя из этого в первой части книги, названной «Теоретические основы измерительной техники», рассматриваются основы теории погрешностей, измерительных цепей и динамики приборов и преобразователей. Во второй части книги «Физические основы приборостроения» рассмотрены основные виды измерительных преобразователей, сгруппированные по общности физического принципа действия. И, наконец, в третьей части дается обзор методов построения приборов и измерений для наиболее характерных групп измеряемых величин.

Настоящее издание написал большой коллектив авторов — специалистов по отдельным вопросам, рассматриваемым в соответствующих разделах: доктора технических наук П. В. Новицкий, Е. П. Осадчий, И. Б. Челпанов, кандидаты технических наук Б. Э. Аршанский, Г. А. Берман, В. С. Гутников, Н. Б. Докукина, П. Д. Зегжда, И. А. Зограф, И. И. Иванова, В. Г. Кнорринг, Е. И. Король, Л. С. Кудрицкая, Э. А. Кудряшов, Е. С. Левшина, В. Я. Ложников, Л. И. Любимов, В. Д. Мазин, В. С. Моисейченко, И. А. Назаров, В. В. Новицкий, Г. Н. Новопашенный, П. Д. Пресняков, Э. И. Родион, С. А. Спектор, А. И. Тихонов, Э. М. Шмаков, инженер Н. П. Кремлевский (участие авторов в написании тех или иных разделов указано в оглавлении).

Авторы выражают благодарность канд. техн. наук Е. А. Старосельцевой за рецензирование рукописи, канд. техн. наук Н. Б. Докукиной за работу над библиографией к настоящему изданию и Н. В. Полисовщиковой за большую помощь в подготовке и оформлении рукописи.

Замечания и пожелания по книге просьба направлять по адресу: 192041, Ленинград, Д-41, Марсово поле, д. 1, Ленинградское отделение издательства «Энергия».

*Авторы*

# *Часть первая*

## **ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ**

---

### *Глава первая*

## **ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ**

### **1-1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН**

Измерения — единственный способ получения количественной информации о величинах, характеризующих те или иные физические явления или процессы. Поэтому разработка новых машин, механизмов, аппаратов, а также непосредственное осуществление сложных технологических производственных процессов в современной промышленности связаны с необходимостью измерения многочисленных физических величин.

При этом число подлежащих измерению механических, тепловых, химических, оптических или акустических величин, т. е. так называемых *н е э л е к т р и ч е с к и х* *в е л и ч и н*, интересующих науку и производство, во много раз больше числа всех возможных электрических и магнитных величин. Поэтому измерение неэлектрических величин достигло сейчас высокого развития и образует наиболее крупную и разветвленную область современной измерительной техники, а производство приборов для измерения различных физических величин составляет основную часть приборостроительной промышленности.

До появления автоматических управляющих устройств и ЦВМ потребителем измерительной информации на выходе измерительных приборов был лишь человек (экспериментатор, диспетчер, летчик и т. д.). Теперь же очень часто измерительная информация от приборов непосредственно поступает в автоматические управляющие устройства. В этих условиях господствующее положение при измерении любых физических величин заняли электрические средства измерений благодаря присущим им следующим преимуществам.

1. Исключительная простота изменения чувствительности в весьма широком диапазоне значений измеряемой величины, т. е. широкий амплитудный диапазон. Использование электроники позволяет в тысячи раз усилить электрические сигналы, а следовательно, в такое же число раз увеличивать чувствительность аппаратуры. Благодаря этому электрическими методами можно измерять

такие величины, которые другими методами вообще не могут быть измерены.

2. Весьма малая инерционность электрической аппаратуры, т. е. широкий частотный диапазон. Это дает возможность измерять как медленно меняющиеся, так и весьма быстро меняющиеся во времени величины с регистрацией их светолучевыми и электронными осциллографами.

3. Возможность измерения на расстоянии, в недоступных местах, возможность централизации и одновременности измерения многочисленных и различных по своей природе величин, т. е. возможность создания комплексных измерительно-информационных систем (ИИС), возможность передачи результатов измерения на большие расстояния, математической обработки и использования их для управления (создание управляющих систем).

4. И, наконец, но не в последнюю очередь возможность комплектования измерительных и обслуживаемых ими автоматических систем из блоков однотипной электрической аппаратуры, что имеет важнейшее значение для создания ИИС как для научного, так и для промышленного применения.

## **1-2. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ**

Согласно ГОСТ 16263—70 («Метрология. Термины и определения»), под измерением понимается нахождение опытным путем с помощью технических средств значений физической величины, которые выбираются из принятой шкалы значений физической величины, т. е. последовательности однородных физических величин различного размера.

Таким образом, в самом общем случае измерение представляет собой сравнение измеряемой величины с построенной тем или иным способом шкалой возможных размеров этой величины, а получение результата измерения состоит в выборе одного интервала из всего множества интервалов этой шкалы и сообщения его кодового наименования. Поэтому измерение всегда сопряжено, с одной стороны, с кодированием и, с другой стороны, с операцией квантования, так как всегда сообщается не бесконечно точное значение измеряемой величины, а лишь более или менее узкий интервал возможных ее значений.

**Понятие измерительного преобразования** в теории измерительной техники было первоначально предложено проф. М. Л. Цукерманом применительно к теории телеизмерительных систем, а в 1948 г. (т. е. одновременно с первой работой К. Шеннона по теории информации) оно было распространено Ф. Е. Темниковым и Р. Р. Харченко на область электрических измерений неэлектрических величин. В последующие годы это понятие стало использоваться во всех без исключения областях измерительной техники, став одним из основных исходных положений теории измерительной техники.

Измерительное преобразование представляет собой отражение размера одной физической величины размером другой физической величины, функционально с ней связанной.

Применение измерительных преобразований является единственным методом практического построения любых измерительных устройств, так как любое измерительное средство использует те или иные функциональные связи (простейшие или более сложные) между входной и выходной величинами.

Это совершенно очевидно в относительно сложных измерительных устройствах (в приборах для электрических измерений неэлектрических величин, в телеизмерительных системах и т. п. [250]). Однако если понимать под функциональным преобразованием и масштабное преобразование в виде умножения на постоянный коэффициент (в том числе равный единице), то это преобразование имеется и в простейших измерительных устройствах, например в микрометре, когда измеряемая длина отсчитывается по углу поворота головки микрометра, или в штангенциркуле, когда вместо расстояния между губками штангенциркуля отсчитывается соответствующее расстояние по его шкале.

**Измерительные преобразователи и структура измерительных устройств.** Измерительный преобразователь — это техническое устройство, построенное на определенном физическом принципе действия, выполняющее одно частное измерительное преобразование.

На том же самом физическом принципе действия могут быть осуществлены и не измерительные, а энергетические преобразователи, предназначенные для преобразования потоков энергии. В отличие от измерительных эти преобразователи обычно называются силовыми (силовой трансформатор, силовой выпрямитель и т. д.). Главное требование к энергетическим преобразователям — высокое значение энергетического к. п. д., т. е. малые потери при передаче энергии. Основное же требование к измерительным преобразователям — точная передача информации, т. е. минимальные потери информации, иначе говоря минимальные погрешности.

Понятие «измерительный преобразователь» значительно более узкое, более конкретное, чем понятие «измерительное преобразование», так как одно и то же измерительное преобразование может выполняться целым рядом различных по принципу действия измерительных преобразователей.

Так, например, измерительное преобразование температуры  $\Theta$  в механическое перемещение  $\Delta l$  может быть выполнено целым рядом различных конкретных измерительных преобразователей, показанных на рис. 1-1. Это может быть ртутный термометр (рис. 1-1, а) или биметаллический элемент (рис. 1-1, б), представляющий собой пластину, спаянную из двух материалов с различными температурными коэффициентами линейного расширения  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  и изгибающуюся при изменении температуры. И, наконец, это же преобразование  $\Theta \rightarrow \Delta l$  может быть выполнено термопарой  $T/P$ , преобразующей температуру  $\Theta$  в э. д. с.  $E$ , и милливольтметром, преобразующим



$E$  в  $\Delta l$  (рис. 1-1, в). Поэтому указание измерительного преобразования отвечает лишь на вопрос, что и во что нужно преобразовать, т. е. только ставит задачу преобразования, а указание конкретных измерительных преобразователей отвечает на вопрос о том, как это физически предполагается выполнить.

Метод измерений, т. е. совокупность отдельных измерительных преобразований, необходимых для восприятия информации о размере измеряемой величины и преобразования ее в такую форму, которая необходима получателю информации, т. е. человеку или

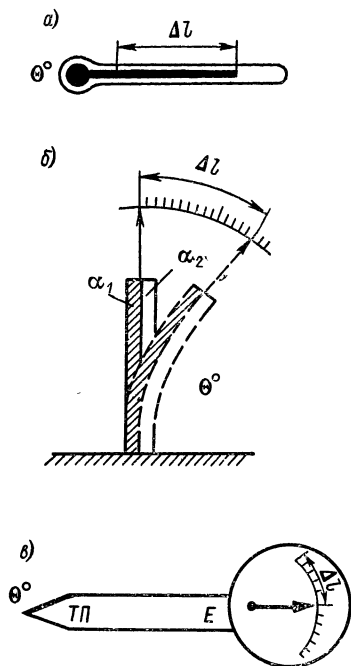


Рис. 1-1

машине, наиболее кратко и наглядно можно изобразить в виде структурной схемы измерительного устройства, т. е. в виде схематического изображения совокупности измерительных преобразователей, осуществляющих все необходимые измерительные преобразования.

Составление структурной схемы измерительного прибора рассмотрим на примере рис. 1-2, где схематически показано устройство электрического прибора для измерения уровня бензина в баке автомобиля. Высота измеряемого уровня  $X$  воспринимается поплавком 1, который с помощью рычажной передачи 2 перемещает движок реостата  $R$ . Таким образом, эта часть устройства обеспечивает однозначную функциональную зависимость перемещения  $l$  от измеряемой величины  $X$ . Реостат с равномерной намоткой (реостатный измерительный преобразователь) дает однозначную зависимость  $R = \varphi(l)$ . Электрическая

цепь (при постоянстве напряжения  $E$  источника питания и всех сопротивлений цепи, кроме сопротивления реостата) осуществляет однозначную зависимость тока  $I$  от сопротивления  $R$ . Поэтому шкала электроизмерительного прибора (указателя), по которой отсчитываются показания  $n$ , может быть градуирована непосредственно в значениях измеряемого уровня. Таким образом, все измерительные преобразования, используемые в уровнемере (рис. 1-2, а), могут быть изображены последовательной цепью

$$X \rightarrow l \rightarrow R \rightarrow I \rightarrow \alpha \rightarrow n$$

или представлены структурной схемой (рис. 1-2, б), где преобразование  $\alpha \rightarrow n$  есть снятие отсчета и регистрация показаний, производимые при использовании визуального указателя человеком-

наблюдателем, а в регистрирующих приборах осуществляемые автоматически без участия человека.

Приборы для измерений как электрических, так и неэлектрических величин конструктивно чаще всего разделяются на три самостоятельных узла: датчик, измерительное устройство и указатель (или регистратор), которые могут размещаться отдельно друг от друга и соединяются между собой лишь кабелем или другой линией связи.

*Датчиком прибора для измерения той или иной величины называется конструктивная совокупность ряда измерительных преобразователей, размещаемых непосредственно у объекта измерения.*

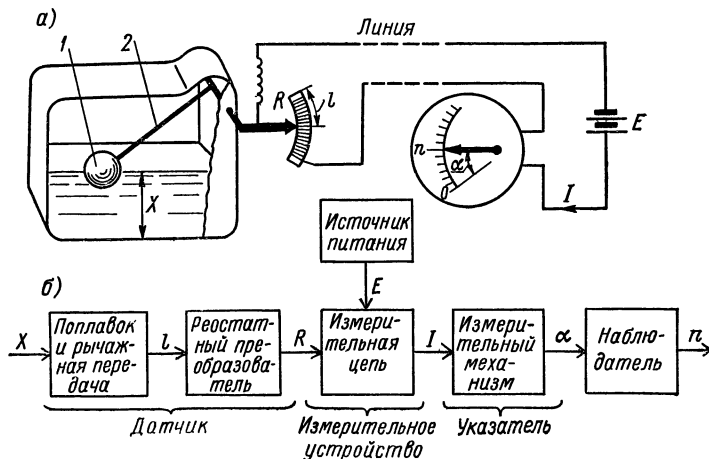


Рис. 1-2

Требования и эксплуатационные условия на объекте измерения, как правило, более суровы (повышенная температура, вибрации, недостаток места и т. д.), чем в месте отсчета или регистрации. Поэтому непосредственно в точку пространства, в которой необходимо произвести измерение, помещается минимум измерительных преобразователей, которые могут воспринять информацию о значении измеряемой величины и преобразовать ее в вид, пригодный для передачи хотя бы на небольшое расстояние (несколько метров).

Используя возможность дистанционной передачи, остальную часть измерительной аппаратуры (измерительные цепи, усилители, источники питания и т. д.), называемую обычно и з м е р и т е л ь н ы м у с т р о й с т в о м, выполняют в виде отдельного самостоятельного конструктивного узла, который может быть размещен в более благоприятных условиях и не отягощать объект измерения.

И, наконец, к последнему конструктивному узлу измерительного прибора — устройству представления информации, или у к а з а т е л ю результата измерения, — вновь предъявляются специфические требования по его размещению. Ясно, например, что указа-

тель уровня бензина должен находиться на приборном щитке водителя, а указатели приборов для измерения скорости, высоты, курса, запаса горючего самолета должны быть сосредоточены на пилотском приборном щите, в то время как измерительные устройства этих приборов могут размещаться в различных отсеках, а датчики — распределены по всем точкам, в которых производится измерение.

Раздельное конструктивное выполнение датчиков, измерительных устройств и указателей обеспечивает исключительную гибкость, взаимозаменяемость, быстрый ремонт и универсальность электрической аппаратуры.

Возвращаясь к структуре прибора, представленной на рис. 1-2, б, видим, что датчиком этого прибора, вынесенным непосредственно на объект измерения, является конструктивная совокупность двух первых преобразователей структурной схемы: предварительного преобразователя, воспринимающего измеряемый уровень, — поплавка с рычажной передачей, и основного — остаточного измерительного преобразователя. Измерительное устройство прибора включает в себя остальные звенья структурной схемы и соединяется с датчиком и указателем только линией связи.

Структурные схемы других измерительных приборов могут быть, естественно, много сложнее простейшей структурной схемы рис. 1-2, б. Однако основной принцип, заключающийся в том, что любое измерительное устройство представляет собой канал приема и преобразования информации о размере измеряемой величины, образованный последовательной цепью более простых или более сложных измерительных преобразователей, всегда остается справедливым.

### **1-3. ОБЩИЙ ПРИНЦИП ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ — МОДУЛЯЦИЯ ПЕРЕДАВАЕМЫХ СИГНАЛОВ**

В рассмотренном выше примере прибора (рис. 1-2) передача информации об измеряемой величине  $X$  в отдельных звеньях структурной схемы происходит конкретными носителями информации, а именно величинами  $l$ ,  $R$ ,  $I$ ,  $\alpha$ , образующими цепочку преобразований  $X \rightarrow l \rightarrow R \rightarrow I \rightarrow \alpha$ . Все эти величины могут быть названы общим термином — сигналы, несущие информацию о значении величины  $X$ .

Для выяснения принципа передачи информации этими сигналами представим себе, что  $x(t)$  изменяется во времени по некоторому закону, например согласно кривой рис. 1-3, а. Тогда, например, величина тока  $i(t)$  в линии также изменяется согласно кривой рис. 1-3, б, т. е. изменение тока  $i(t)$  во времени повторяет кривую изменения  $x(t)$  во времени.

Но цепь прибора (рис. 1-2) может питаться и переменным током, тогда мгновенное значение тока  $i$  в линии будет изменяться по кривой рис. 1-3, в. Каким же образом переменный ток  $i$  отражает передаваемые значения  $X$ ? Его изменение во времени происходит по за-

кону  $i = I_m \sin \omega t$ , но  $I_m$  не остается постоянным, а изменяется как  $I_m = f(X)$ . Таким образом, в этом случае все изменения  $X$  отражаются амплитудой  $I_m$  сигнала  $i$ .

Такое преобразование, когда один из параметров выходного процесса преобразователя есть функция одного из параметров входного процесса преобразователя, называется модуляцией [253].

Выходной процесс (в наших примерах постоянный или переменный ток), несущий одним из своих параметров информацию об одном из параметров входного процесса, называется **несущим процессом** или **несущим сигналом**. Воспроизводимый параметр входного процесса (в нашем случае высота уровня  $X$ ) называется

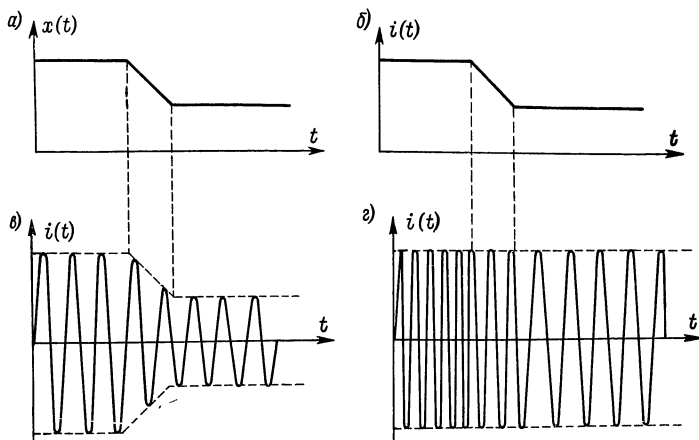


Рис. 1-3

**модулирующим параметром**, а параметр несущего процесса, воспроизводящий изменения этого параметра, называется **модулируемым параметром**.

Если, например, цепь рассматриваемого прибора питается переменным током частотой 50 Гц, то говорят, что несущий ток частотой 50 Гц промодулирован по амплитуде высотой уровня находящегося в баке горючего.

Любой синусоидальный колебательный процесс (электрический, механический, акустический и т. д.) может быть описан как  $i = I_m \sin(\varphi + \omega t)$ , т. е. характеризуется тремя параметрами  $I_m$ ,  $\varphi$  и  $\omega$ . Любой из этих параметров может быть промодулирован и использован для передачи информации. Это открывает возможность использования различных видов модуляции для передачи информации, из которых наиболее употребительны амплитудная (т. е. передача амплитудой), фазовая и временная (т. е. передача фазой или отрезком времени), частотная и число-импульсная (т. е. передача изменяющейся частотой или числом импульсов).

Например, при использовании частотной модуляции передаваемый сигнал  $i = I_m \sin \omega t$  имеет постоянную амплитуду ( $I_m =$



$= \text{const}$ ), а его частота  $\omega = f(X)$ . Вид такого промодулированного по частоте сигнала (когда большим значениям  $X$  соответствует большая частота  $\omega$  сигнала, а малым  $X$  — малая частота  $\omega$ ), показан на рис. 1-3, *г*.

Преобразование, обратное модуляции, т. е. восстановление первоначальной формы сигнала, называется **демодуляцией**. С этой точки зрения электроизмерительные приборы (амперметры, вольтметры, частотомеры) являются демодуляторами, а все датчики для измерения неэлектрических величин — модуляторами. Более сложные приборы, в которых измеряемые величины сначала преобразуются в электрические сигналы, а затем вновь преобразуются в механическое перемещение указателя, содержат в своей структурной схеме и модуляторы и демодуляторы.

**Использование различных видов модуляции** (амплитудная, фазовая или частотная) определяется следующими обстоятельствами. Амплитудная модуляция осуществляется наиболее просто и приборы с ее использованием получаются наиболее простыми, дешевыми и надежными. Основным недостатком амплитудной модуляции является слабая помехоустойчивость, так как добавление к передаваемому сигналу любых других посторонних токов или напряжений воспринимается демодулятором как изменение самого сигнала и приводит к большим погрешностям передачи.

Временная и, особенно, частотная модуляции обладают во много раз большей помехоустойчивостью, что особенно важно при высокой точности передаваемых сообщений (цифровые измерительные приборы, где отсчет должен содержать 4, 5 или даже 7 верных десятичных знаков) или при передаче информации на большие расстояния (телеметрия, передача информации со спутников).

Однако аппаратура для частотной, число-импульсной или временной модуляции и демодуляции оказывается во много раз более сложной, дорогой и менее надежной (в силу своей сложности чаще выходит из строя). Поэтому эти виды модуляции находят применение только в высокоточных цифровых приборах и телеизмерительных устройствах. При этом в подобных устройствах может одновременно (последовательно) использоваться несколько видов модуляции, и поэтому устройство содержит целый ряд модуляторов и демодуляторов. Так, например, если измеряемой величиной является не уровень бензина в баке автомобиля, как это было на рис. 1-2, а уровень воды в водохранилище Куйбышевской ГЭС и показания этого прибора необходимо иметь на щите в центральной диспетчерской Единой энергетической системы СССР в г. Москве, то структура прибора может иметь вид, показанный на рис. 1-4.

Здесь измеряемый уровень  $X$  воспринимается датчиком  $D$  (аналогичен датчику на рис. 1-2), который питается от генератора переменного несущего напряжения  $\Gamma$  и является первым амплитудным модулятором ( $AM$ ), модулирующим по амплитуде переменный несущий ток, в результате чего ток изменяется во времени, как это показано на рис. 1-3, *в*. Затем этот ток поступает в амплитудный демоду-

лятор АДМ, где его кривая приобретает вид кривой на рис. 1-3, б. На выходе АДМ включен местный указатель Ук 1, стоящий на пульте управления электростанции, и параллельно частотный модулятор ЧМ, на выходе которого получается напряжение, показанное в виде кривой на рис. 1-3, г. Это напряжение, промодулированное по частоте, по линии связи направляется в Москву, где усиливается усилителем Ус и поступает сначала в частотный демодулятор ЧДМ,

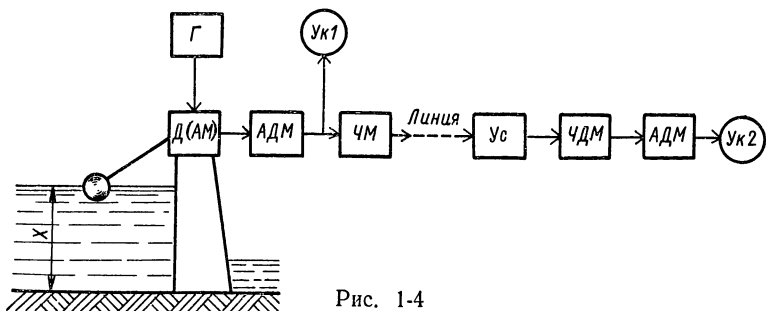


Рис. 1-4

где его кривая получает вид кривой на рис. 1-3, в, а затем в амплитудный демодулятор АДМ и, наконец, на указатель Ук2, стоящий на щите в центральной диспетчерской.

#### 1-4. ОБЩИЕ СВОЙСТВА И РАЗНОВИДНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Обстановка, в которой приходится работать измерительным преобразователям, очень сложна, и для ее анализа необходимо различать, по крайней мере, три ее составные части.

1. **Объект измерения** — это сложное, многогранное явление или процесс, характеризующееся множеством отдельных параметров, каждый из которых может быть измерен в отдельности, но в реальных условиях действует на измерительный преобразователь совместно со всеми остальными параметрами.

2. Интересующий нас единственный параметр из всего множества параметров объекта измерения, который выбран для измерения. Этот параметр называется **измеряемой величиной**.

3. Выходной параметр нашего измерительного преобразователя, который нам необходим по роду решаемой измерительной задачи, а для прибора в целом — это **результат измерения**. Его вид не зависит от объекта измерения, а целиком определяется требованиями потребителя информации.

**Естественная входная и выходная величины измерительного преобразователя.** На рис. 1-5 схематически показано, что на вход измерительного преобразователя ИП, кроме измеряемой величины

$X$ , действуют многие другие параметры объекта измерения и окружающей среды (такие, как температура  $\Theta$ , вибрации, наводки посторонних электрических напряжений, влажность). В этих условиях основной задачей измерительного преобразователя оказывается задача выделить, «вычлениить», из всего многообразия действующих на него факторов только значение измеряемой величины  $X$  и «отстроиться» от влияния всех остальных, мешающих факторов. Это подавление чувствительности к мешающим факторам достигается относительно легко, пока погрешность от влияющих факторов допускается относительно большой (5—1 %) и становится очень трудным при требовании малых погрешностей (0,1—0,01 %). Поэтому у каждого измерительного преобразователя целесообразно найти так называемую естественную входную величину, которая лучше всего воспринимается на фоне остальных, мешающих факторов. Так, на сопротивление реостатного преобразователя

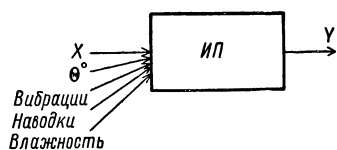


Рис. 1-5

оказывает некоторое влияние и температура, и влажность каркаса, и другие факторы, однако его естественной входной величиной является перемещение подвижного контакта. Также и на выходе преобразователя могут использоваться различные параметры его выходного процесса. Однако по-

добным же образом можно выделить и естественную выходную величину измерительного преобразователя.

**Разновидности измерительных преобразователей.** В общем случае по виду естественных входных и выходных величин измерительные преобразователи можно подразделить на преобразователи электрических величин в электрические (масштабные — усилители, трансформаторы, делители; преобразователи вида несущего процесса — шунты, выпрямители, модуляторы, демодуляторы и т. п.); преобразователи неэлектрических величин в неэлектрические (масштабные — рычаги, редукторы; преобразователи вида несущего процесса — мембраны, пружины и т. п.); преобразователи электрических величин в неэлектрические (измерительные механизмы приборов, электромагниты, двигатели, осветительные лампы, электронагреватели и т. п.) и преобразователи неэлектрических величин в электрические (измерительные преобразователи неэлектрических величин, которые подробно рассматриваются во второй части книги). Последняя группа преобразователей по виду естественной выходной электрической величины может быть подразделена на две подгруппы: генераторные (естественной выходной величиной их является э. д. с. или ток) и параметрические (с естественной выходной величиной в виде изменения  $R$ ,  $C$  или  $L$ ).

По виду модуляции все измерительные преобразователи можно подразделить на две большие группы: а) амплитудные и б) частотные, временные и фазовые, так как последние три разновидности имеют очень много общего.

Кроме аналоговых измерительных преобразователей, входная и выходная величины которых могут во всем диапазоне изменяться плавно, существуют преобразователи с дискретным (цифровым) входом или выходом. При аналоговом входе и кодовом (в частности, цифровом) выходе они называются преобразователями аналог — код или аналого-цифровыми преобразователями (АЦП), а наоборот, при кодовом входе и аналоговом выходе — преобразователями код — аналог или цифро-аналоговыми преобразователями (ЦАП).

**Функция преобразования измерительного преобразователя** — это функциональная зависимость выходной величины от входной, описываемая аналитическим выражением или графиком. Чаще всего стремятся иметь линейную характеристику преобразования, т. е. прямую пропорциональность между изменением входной величины и соответствующим приращением выходной величины преобразователя.

Для описания линейной характеристики преобразования  $\alpha = \varphi(x)$  (рис. 1-6) достаточно двух параметров: начального значения выходной величины  $\alpha_0$  (нулевого уровня), соответствующего нулевому (или какому-либо другому характерному) значению входной величины  $x$ , и показателя относительного наклона характеристики  $S = \Delta\alpha/\Delta x$ , называемого чувствительностью преобразователя.

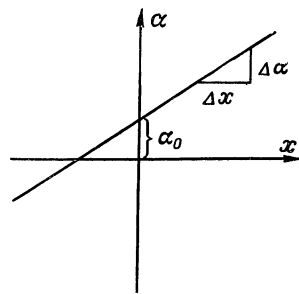


Рис. 1-6

Чувствительность преобразователя — это, как правило, именованная величина с разнообразными единицами, зависящими от природы входной и выходной величин. Для реостатного преобразователя единица чувствительности — Ом/мм, для термопары — мВ/К, для фотоэлемента — мкА/лм, для двигателя — об/(с·В) или Гц/В, для гальванометра — мм/мкА и т. д.

Для краткого обозначения кратных и дольных единиц используются приставки: тера (1 ТОм =  $10^{12}$  Ом), гига (1 ГОм =  $10^9$  Ом), мега (1 МОм =  $10^6$  Ом), кило (1 км =  $10^3$  м), милли (1 мГ =  $10^{-3}$  Г), микро (1 мкФ =  $10^{-6}$  Ф), нано (1 нФ =  $10^{-9}$  Ф), пико (1 пФ =  $10^{-12}$  Ф), фемто ( $10^{-15}$ ) и атто ( $10^{-18}$ ). Согласно п. 2.5 последней рекомендации Международной организации стандартизации (ИСО) R 1000/1969 «Правила применения единиц международной системы и выбор десятичных кратных и дольных от единиц СИ» [196, стр. 29], «обозначение приставки рассматривается как сочетание с обозначением единицы, к которой она непосредственно присоединяется, образуя с ней новое обозначение единицы, могущее быть возведенным в положительную или отрицательную степень и сочетаться с другими обозначениями единиц для образования сложных единиц». В соответствии с этим Правила рекомендуют к применению такие единицы, как г/мл и кг/л (вместо Мг/м<sup>3</sup>), Н/мм<sup>2</sup> и даже даН/мм<sup>2</sup> (примерно равно 1 атм), В/мм и В/см, А/см, А/см<sup>2</sup>, А/мм<sup>2</sup>, Ом·мм<sup>2</sup>/м (вместо



мкОм·м), кВт·ч и км/ч (хотя 1 час и не является единицей СИ) и т. д. Пользуясь удобными единицами, конструктор или исследователь практически оценивает получаемые промежуточные результаты и может контролировать их в процессе расчета или исследования. Пренебрежение же этими важными правилами часто приводит к весьма досадным ошибкам.

**Чувствительность измерительного прибора, состоящего из последовательного ряда измерительных преобразователей, определяется произведением чувствительностей всех преобразователей, образующих канал передачи информации.** Чтобы это наглядно пояснить, рассмотрим прибор (рис. 1-7) для измерения и регистрации быстрых линейных перемещений, состоящий из датчика  $D$ , из-

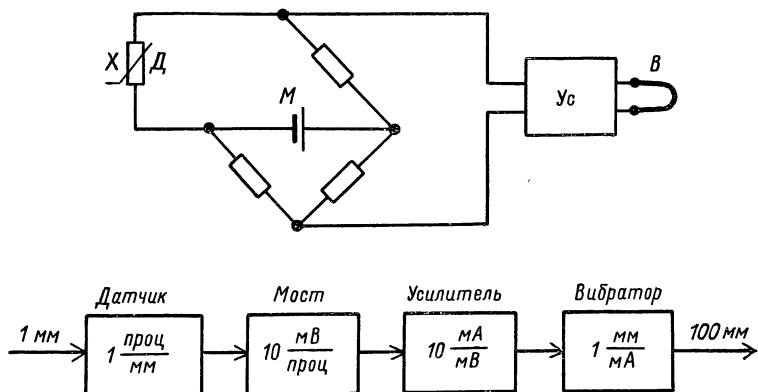


Рис. 1-7

мерительного неравновесного моста  $M$ , усилителя  $U_c$  и вибратора  $V$  магнитоэлектрического осциллографа. Пусть датчик при воздействии на него измеряемого перемещения в 1 мм изменяет свое сопротивление на 1% от начального значения. Тогда его чувствительность  $S_d = 1$  проц/мм. Датчик включен в мост, который при  $X = 0$  уравновешен. При отклонении  $X$  от 0 мост выходит из равновесия, и на его выходе возникает напряжение. Если при изменении сопротивления датчика на 1% на выходе моста появляется напряжение 10 мВ, то чувствительность моста равна  $S_m = 10$  мВ/проц. Выходное напряжение моста подается на выход усилителя, и если чувствительность усилителя составляет  $S_{yc} = 10$  мА/мВ, то выходной ток усилителя, поступающий в вибратор осциллографа, будет равен 100 мА. При чувствительности вибратора  $S_b = 1$  мм/мА этот ток вызовет отклонение луча вибратора на 100 мм. Таким образом, результирующая чувствительность прибора будет равна  $S = S_d S_m S_{yc} S_b = 1$  проц/мм  $\cdot 10$  мВ/проц  $\cdot 10$  мА/мВ  $\cdot 1$  мм/мА  $= 100$  мм/мм.

Чтобы чувствительность всего прибора была постоянной, т. е. функция его преобразования была строго линейной, функции пре-

образования всех измерительных преобразователей прибора должны быть линейными. Однако чувствительность каждого преобразователя постоянна только на определенном участке характеристики, который ограничивается с одной стороны пределом преобразования, а с другой — порогом чувствительности (подробнее см. § 2-2).

## 1-5. МЕТОДЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

Состав суммарной погрешности преобразования, осуществляемого рядом преобразователей, и ее зависимость от погрешностей отдельных преобразователей во многом определяются применяемой структурой преобразования, т. е. способом соединения между собой используемых преобразователей.

Структура измерительных преобразований, используемая в различных приборах, весьма разнообразна. Однако с метрологической позиции, т. е. с точки зрения состава результирующей погрешности и зависимости ее от погрешностей отдельных преобразователей, методы измерительных преобразований разделяются на два основных класса, принципиально отличающихся друг от друга: метод прямого преобразования и метод уравнивающего преобразования (метод уравнивания).

**Метод прямого преобразования** характеризуется тем, что все преобразования информации производятся только в одном, прямом направлении — от входной величины  $X$  через посредство одной цепи измерительных преобразователей  $\Pi_1, \Pi_2, \dots$  к выходной величине  $Y_{\text{вых}}$  (рис. 1-8, а). Буквами  $Y_1, Y_2 \dots$  на рис. 1-8, а обозначены промежуточные выходные величины соответствующих преобразователей.

Результирующая чувствительность всего канала, в котором используется метод прямого преобразования, определяется произведением чувствительностей всех составляющих его преобразователей, а результирующая погрешность канала в равной мере определяется погрешностями всех преобразователей.

**Метод уравнивания** характеризуется тем, что используются две цепи преобразователей, роли которых резко различны (рис. 1-8, б): цепь прямого преобразования, состоящая из преобразователей  $K_1, K_2 \dots$ , или кратко «цепь  $K$ », и цепь обратного преобразования, состоящая из преобразователя  $\beta$ , или кратко «цепь  $\beta$ ». Метод уравнивания отличается тем, что с помощью цепи  $\beta$  создается величина  $X_y$ , однородная с входной преобразуемой величиной  $X$  и уравнивающая ее, в результате чего на вход цепи  $K$  поступает только небольшая часть входной преобразуемой вели-

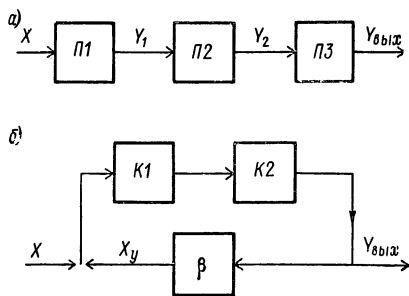


Рис. 1-8

чины  $X$ , и цепь  $K$  служит лишь для обнаружения степени неравновесия.

Метод уравнивания часто называют методом сравнения с мерой, что крайне неудачно, так как сравнение с мерой присуще любому измерению и поэтому не может быть определяющим признаком. Действительно, компенсатор переменного тока не содержит в себе меры — «нормального элемента» переменного напряжения, а для температуры, мощности или энергии и многих других величин нет меры, тем не менее метод уравнивания широко используется.

Отличительными, определяющими чертами метода уравнивающего преобразования являются *наличие обратного преобразования выходной величины в величину, однородную с входной преобразуемой величиной, и их взаимное уравнивание с той или иной степенью точности.*

В связи с этим в настоящее время целесообразно исключить из используемой терминологии термины «приборы непосредственной оценки», или «приборы прямого действия», и «приборы сравнения» и ввести более точные понятия и термины — «метод прямого преобразования» и «метод уравнивающего преобразования».

Иногда уравнивающее преобразование применяют только в одном из узлов прибора, например в измерительной цепи путем использования компенсационных или мостовых равновесных цепей или в тракте усиления (усилители с отрицательной обратной связью). Но наибольший эффект от использования уравнивающего преобразования будет тогда, когда оно охватывает весь прибор, включая датчик. Характерной для этого случая является особая структура датчика: в нем обязательно должен содержаться обратный преобразователь, выходная величина которого уравнивает измеряемую величину, и прямой преобразователь, так называемый преобразователь неравновесия (нуль-орган), в задачу которого входит обнаружение величины и знака отклонения от равновесия. При достаточно малом пороге чувствительности преобразователя неравновесия достигается почти полное равновесие и погрешность прибора определяется почти исключительно погрешностью обратного преобразователя. Датчики такого рода называются **д а т ч и к а м и у р а в н о в е ш и в а н и я** в отличие от обычных датчиков прямого преобразования.

## *Глава вторая*

# **ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ ПОГРЕШНОСТЕЙ**

## **2-1. КЛАССИФИКАЦИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ**

Качество передачи информации измерительными преобразователями и составленными из них измерительными приборами или каналами ИИС, а также качество результатов измерений принято

характеризовать не их точностью, а, наоборот, размером допущенных погрешностей. Теория погрешностей приборов и измерений является наиболее разработанным разделом теории измерительно-информационной техники. Так как проявление погрешностей приборов и измерений чрезвычайно разнообразно, то погрешности классифицируются на разновидности по целому ряду признаков.

**Методические и инструментальные погрешности.** Инструментальные погрешности обязаны своим возникновением недостаточно высокому качеству элементов прибора (инструмента). Так, например, в приборе на рис. 1-2 рычаг 2 вращается в своих опорах с некоторым трением. Вследствие этого его положение не точно соответствует значению уровня  $X$ . Изменение сопротивления в цепи прибора происходит не только от изменения  $X$ , но и от изменения температуры медных проводов линии и т. д. Это все инструментальные погрешности данного прибора.

Однако, кроме них, есть погрешности, которые останутся даже в том случае, если элементы прибора будут идеальными. Дело заключается в том, что, например, по своему назначению прибор на рис. 1-2 должен измерять количество бензина, т. е. его массу. А на рис. 1-2 выбран метод, состоящий в измерении не массы, а высоты  $X$  уровня бензина. Эта высота зависит не только от массы бензина, но и от формы бака, температуры бензина и других факторов. Это и создает погрешности самого метода, т. е. методические погрешности.

Таким образом, причиной возникновения методических погрешностей является то, что мы сознательно измеряем, преобразуем или используем на выходе преобразователя не ту величину, которая нам нужна, а другую, которая отражает нужную лишь приблизительно, но зато гораздо проще реализуется. Этот путь замены того, что нужно, тем, что несколько хуже, но проще, очень широко используется в приборостроении и позволяет создавать наиболее простые, надежные и дешевые приборы.

**Основная и дополнительные погрешности.** Любой измерительный преобразователь или измерительный прибор работает в сложных, изменяющихся во времени условиях, что было схематично представлено выше на рис. 1-5. Поэтому наряду с чувствительностью  $S(x)$  к измеряемой величине  $X$  он неминуемо имеет некоторую чувствительность  $S(n)$  и к неизмеряемым, но влияющим величинам (помехам). Прежде всего это температура, атмосферное давление, тряска и вибрация, напряжение источника питания, коэффициент содержания гармоник (клирфактор) питающего напряжения и т. п.

В лабораторных условиях, например при градуировке и аттестации прибора, все влияющие величины могут поддерживаться в узких пределах их изменения (например, температура — в пределах  $20 \pm 5^\circ \text{C}$ , атмосферное давление и напряжение питания — в пределах  $\pm 5\%$  от номинального, клирфактор — не более  $1\%$  и т. д.). Такие оговоренные в технической документации условия принято называть нормальными, а суммарную результирующую

погрешность, возникающую в этих условиях, — основной погрешностью.

В эксплуатационных условиях, при установке прибора, например, на самолет, ему придется работать при изменении температуры от  $-50$  до  $+50^{\circ}\text{C}$ , давления — от 1 до 0,01 атм, напряжения питания — на  $\pm 20\%$  и клирфактора — от 1 до 10%, что вызовет, естественно, погрешности, значительно бóльшие основной.

Изменения показаний при отклонении условий эксплуатации от нормальных называются дополнительными погрешностями и нормируются указанием коэффициента влияния изменения отдельных влияющих величин на изменение показаний в виде  $\alpha$ , проц/ $10^{\circ}\text{C}$ ,  $\beta$ , проц/ $10\% U_{\text{пит}}$  и т. д.

В тяжелых рабочих условиях дополнительные погрешности могут оказаться больше основной, заказчик прибора имеет право не соглашаться на выделение и отдельное указание дополнительных погрешностей, а потребовать аттестации прибора суммарной эксплуатационной погрешностью в рабочих условиях. Таким образом, разделение погрешностей средств измерений на основную и дополнительные является чисто условным и определяется лишь конкретным соглашением между разработчиком и заказчиком измерительной аппаратуры.

**Систематические, прогрессирующие и случайные погрешности.** Систематическими называются погрешности, не изменяющиеся с течением времени или являющиеся не изменяющимися во времени функциями определенных параметров. Основное свойство систематических погрешностей состоит в том, что они могут быть почти полностью устранены введением соответствующих поправок.

Примером первого вида систематических погрешностей является погрешность градуировки, т. е. некоторые ошибки в положении делений, нанесенных на шкалу прибора, или некоторый сдвиг всей шкалы. Погрешность градуировки может быть устранена составлением и использованием при измерении таблицы поправок на каждое деление, а погрешность от общего сдвига шкалы устраняется установкой указателя на нулевое деление шкалы перед измерением (при отсутствии измеряемой величины). Особая опасность систематических погрешностей заключается в том, что их присутствие чрезвычайно трудно обнаружить. В отличие от случайных, прогрессирующих или являющихся функциями определенных параметров погрешностей постоянные систематические погрешности внешне себя никак не проявляют и могут долгое время оставаться незамеченными. Единственный способ их обнаружения состоит в проверке нуля прибора и проверке чувствительности путем повторной аттестации прибора по образцовым мерам.

Примером второго вида систематических погрешностей служит большинство дополнительных погрешностей, являющихся не изменяющимися во времени функциями вызывающих их влияющих величин (температура, напряжение и т. п.). Эти погрешности благодаря постоянству во времени функций влияния

также могут быть скорректированы введением дополнительных корректирующих преобразователей, воспринимающих влияющую величину и вводящих соответствующую поправку в результат преобразования основного преобразователя.

Прогрессирующими называются погрешности, медленно изменяющиеся с течением времени. Эти погрешности, как правило, вызываются процессами старения тех или иных деталей аппаратуры (разрядка источников питания, старение резисторов, конденсаторов, катодов электронных ламп, деформация механических деталей, усадка бумажной ленты в самопишущих приборах и т. п.). Особенностью прогрессирующих погрешностей является то обстоятельство, что они могут быть скорректированы введением поправки лишь в данный момент времени, а далее вновь монотонно возрастают. Поэтому в отличие от систематических погрешностей, которые могут быть скорректированы один раз на весь срок службы прибора, прогрессирующие погрешности требуют непрерывного повторения коррекции, и тем более частого, чем менее желательна их остаточная величина. Другая особенность прогрессирующих погрешностей состоит в том, что с точки зрения теории вероятностей их изменение во времени представляет собой нестационарный процесс и не может быть описано в рамках хорошо разработанной теории стационарных процессов.

Случайными называются неопределенные по своей величине или недостаточно изученные погрешности, в появлении различных значений которых нам не удастся установить какой-либо закономерности. Они определяются сложной совокупностью причин, трудно поддающихся анализу. Их частные значения не могут быть предсказаны, а для всей их совокупности может быть установлена закономерность лишь для частот появления их различных значений. Присутствие случайных погрешностей (в отличие от систематических) легко обнаруживается при повторных измерениях в виде некоторого разброса результатов. В подавляющем большинстве случаев процесс появления случайных погрешностей есть стационарный случайный процесс. Поэтому разнообразие величин случайных погрешностей характеризуют указанием закона распределения их вероятностей или указанием параметров этого закона, разработанных в теории вероятностей и теории информации.

Так как большинство составляющих погрешности реальных приборов проявляется именно как случайные, то их вероятностное описание, а на его основе и информационное описание являются основным научным методом теории погрешностей.

Однако всегда надо иметь в виду, что разделение погрешностей на систематические, прогрессирующие и случайные является лишь приемом их анализа. В реальной же действительности все эти три составляющие проявляются совместно. Так, например, если мы возьмем любой измерительный преобразователь (наиболее характерным в этом отношении является усилитель постоянного тока) и будем наблюдать все изменения во времени его выходной величины при

строго заданном (например, равном нулю) значении его входной величины, то результаты наблюдений дадут нам кривую, представленную на рис. 2-1. При этом, во-первых, уже исходно (при равенстве нулю входной величины) выходная величина окажется несколько отличной от нуля, т. е. будет наблюдаться некоторая постоянная систематическая погрешность. Во-вторых, выходная величина, изменяясь случайным образом, при длительном наблюдении обнаружит тенденцию монотонного изменения в ту или иную сторону. Для дальнейшего анализа погрешностей эту сложную реальную картину мы и представляем состоящей из трех составляющих: систематической погрешности (т. е. постоянной составляющей), прогрессирующей (представляющей собой изменение во времени текущего значения математического ожидания этого случайного процесса) и центрированной случайной составляющей, оказывающейся во многих случаях стационарной.

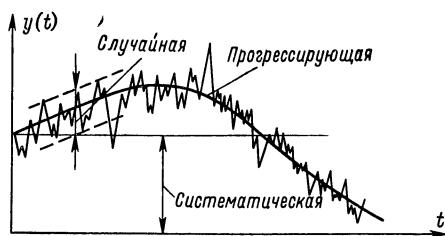


Рис. 2-1

**Понятия реальной и номинальной характеристики и полосы погрешностей измерительных преобразователей.** Наличие погрешностей у измерительных преобразователей приводит к тому, что их

характеристики оказываются в некоторых пределах неоднозначными. Поэтому при экспериментальном определении характеристики преобразователя, т. е. его градуировке, мы получаем ряд точек, более или менее близких к прямой линии, параболе или другой предполагаемой характеристике. Однако при повторной градуировке получается ряд точек, не совпадающих с первоначальными. При градуировке серии однотипных преобразователей также оказывается, что их характеристики не повторяются, а несколько отличаются друг от друга. Эта неоднозначность наблюдается даже при самых благоприятных условиях работы преобразователя. Кроме того, характеристики преобразователя изменяются под действием рассмотренных выше влияющих величин, а также подвержены медленному самопроизвольному изменению во времени (дрейф, старение).

Совместное действие всех этих факторов приводит к тому, что характеристики реальных преобразователей оказываются неоднозначными и на графике вместо одной линии образуют некоторую полосу. Вследствие этого в теории измерительной техники вводится понятие **полосы неопределенности**, или **полосы погрешностей**, преобразователей данного типа (см. рис. 2-3, б), а также понятие **номинальной характеристики** как некоторой детерминированной средней линии этой полосы, которая приписывается преобразователям данного типа, указывается в паспорте и используется при производстве измерений с участием этих преобразователей.

В этой связи вводятся понятия еще нескольких разновидностей погрешностей. Это погрешность невоспроизводимости, т. е. случайные неповторяющиеся отклонения отдельных точек характеристики, полученных в одинаковых условиях; погрешность от гистерезиса, называемая вариацией и проявляющаяся в зависимости характеристики от направления изменения преобразуемой величины; погрешность линейности, т. е. систематическое отклонение характеристики от идеализированной функции, и погрешность градуировки, т. е. отклонение, вызванное недолжным выбором параметров номинальной характеристики или ошибками, допущенными в каждой из точек.

**Абсолютная, относительная и приведенная погрешности.** Погрешности прибора или преобразователя есть отклонения его реальной функции преобразования (рис. 2-2) от номинальной. Эти отклонения реальной характеристики от номинальной, отсчитанные вдоль оси  $x$  или вдоль оси  $y$ , т. е. разности вида  $\Delta_y = y_p - y_n$  или  $\Delta_x = x_n - x_p$ , есть абсолютные погрешности преобразования, выраженные в единицах величин  $X$  или  $Y$ . (Обратите внимание на расстановку знаков при отсчете по оси  $x$  или  $y$ .)

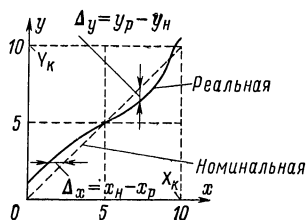


Рис. 2-2

Абсолютная погрешность не может, однако, служить мерой точности, так как, например,  $\Delta_x = 0,5$  мм при  $x = 100$  мм достаточно мала, но при  $x = 1$  мм очень велика. Поэтому вводится понятие относительной погрешности  $\gamma = \Delta_x/x = \Delta_y/y$ , выраженной обычно в процентах. Однако вследствие изменения значений  $x$  и  $y$  вдоль шкалы прибора текущее значение относительной погрешности  $\gamma$  не остается постоянным, а, наоборот, оказывается различным для различных значений  $x$  и при  $x = 0$  стремится к бесконечности. Вследствие этого в измерительной технике вводится еще одно специфическое понятие — понятие приведенной погрешности, равной  $\gamma_0 = \Delta_x/X_k = \Delta_y/Y_k$  и являющейся, по существу, выраженной в процентах абсолютной погрешностью, так как в этом случае  $\Delta x$  относится не к текущему значению  $x$ , а к постоянной величине конечного значения предела измерения  $X_k$  (или  $Y_k$ ).

**Аддитивные и мультипликативные погрешности.** В теории погрешностей оказывается весьма важным разделение погрешностей по их зависимости от значений  $x$  преобразуемой величины, так как изменение значений самой преобразуемой величины  $x$  является одной из важнейших причин появления погрешностей.

Если реальная характеристика 1 смещена относительно номинальной 2 (рис. 2-3, а) так, что при всех значениях преобразуемой величины  $x$  выходная величина  $y$  оказывается больше (или меньше) на одну и ту же величину  $\Delta_0$ , то такая погрешность называется ад-



д и т и в н о й (по-латински «получаемая путем сложения») или по г р е ш н о с т ь ю н у л я. Если она является систематической, то она может быть скорректирована путем смещения шкалы или смещения нулевого положения указателя. Для выполнения этой операции во многих приборах предусматривается электрическое или механическое устройство для установки нуля (так называемый корректор).

Если же аддитивная погрешность является случайной, то она не может быть скорректирована, и реальная характеристика, смещаясь произвольным образом, но оставаясь параллельной самой себе, образует полосу погрешностей, ширина которой остается постоянной для любых значений  $x$ , как это показано на рис. 2-3, б.

Примерами систематических аддитивных погрешностей являются погрешности от постороннего груза на чашке весов при взвешива-

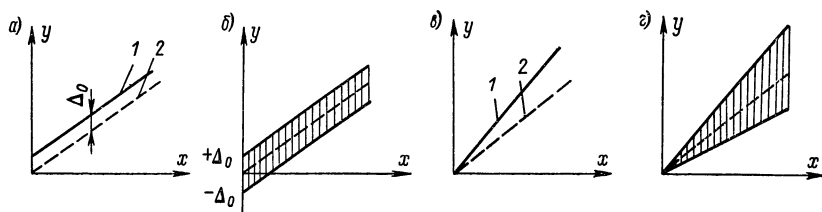


Рис. 2-3

нии, от неточной установки приборов на нуль перед измерением, от термо-э. д. с. в цепях постоянного тока и т. п. Примерами случайных аддитивных погрешностей являются погрешности от трения в опорах измерительного механизма, от наводок переменных э. д. с. на вход прибора, погрешность от ненадежных контактов при измерении сопротивлений, погрешность от порога трогания при ручном или астатическом уравнивании и т. д.

Если же абсолютная погрешность возникает от некоторого независимого от  $x$  изменения ч у в с т в и т е л ь н о с т и преобразователя (изменение коэффициента деления делителя, добавочного сопротивления вольтметра, коэффициента усиления усилителя и т. п.), то реальная характеристика 1 преобразователя отклоняется от номинальной 2 так, как это показано на рис. 2-3, в, или образует полосу погрешностей (рис. 2-3, г), если это отклонение является случайным. В том и другом случае возникающие вследствие этого абсолютные погрешности оказываются пропорциональными текущему значению преобразуемой величины  $x$ , и поэтому такая погрешность называется м у л ь т и п л и к а т и в н о й (по-латински «получаемая путем умножения») или по г р е ш н о с т ь ю ч у в с т в и т е л ь н о с т и.

**Статические и динамические погрешности** различают по их зависимости от скорости изменения измеряемой величины во времени. Погрешности, не зависящие от этой скорости, называют статическими. Погрешности же, отсутствующие, когда эта скорость близка к нулю,

и возрастающие при ее отклонении от нуля, называются динамическими. Рассмотрению этих погрешностей ниже будет посвящена гл. 7.

**Погрешность квантования** — это специфическая разновидность погрешности, возникающая в дискретных измерительных преобразователях. Рассмотрим процесс возникновения этой погрешности на простейшем примере проволочного реостатного преобразователя (рис. 2-4, а), подвижный контакт которого перемещается перпендикулярно виткам обмотки, как это показано в увеличенном виде на рис. 2-4, б.

Если считать, что входной величиной этого преобразователя является плавное перемещение  $x$  движка, а выходной величиной — сопротивление  $r$  между его зажимами, функция преобразования  $r = f(x)$  такого преобразователя изобразится ступенчатой кривой 1 (рис. 2-4, в). Основной особенностью такой реальной функции преобразования 1 является ее ступенчатость, так как перемещение  $x$  движка в пределах толщины одного витка обмотки вообще не вызывает изменения сопротивления  $r$ , а отрыв края движка от пройденного витка сразу увеличивает сопротивление  $r$  на величину сопротивления  $r_1$  одного витка обмотки. Поэтому при плавном изменении  $x$  сопротивление преобразователя  $r$  изменяется дискретно, принимая последовательно лишь заранее фиксированные значения  $0, r_1, 2r_1, 3r_1$  и т. д. Эти скачки выходного сопротивления укладываются на графике в полосу, ограниченную на рис. 2-4, в штриховыми линиями.

В качестве номинальной характеристики такого преобразователя принимают прямую 2 (рис. 2-4, в), проходящую посередине этой полосы, а его погрешностью  $\Delta_0$  считают отклонения его реальной характеристики 1 от номинальной 2, изображенные в функции  $x$  на рис. 2-4, г и называемые погрешностью квантования.

Вследствие того что преобразуемая величина  $x$  случайным образом может принимать различные значения, погрешность квантования  $\Delta_0$  также принимает случайные значения, распределенные в интервале от  $+\Delta_m$  до  $-\Delta_m$  (рис. 2-4, г), остающимся одинаковым как

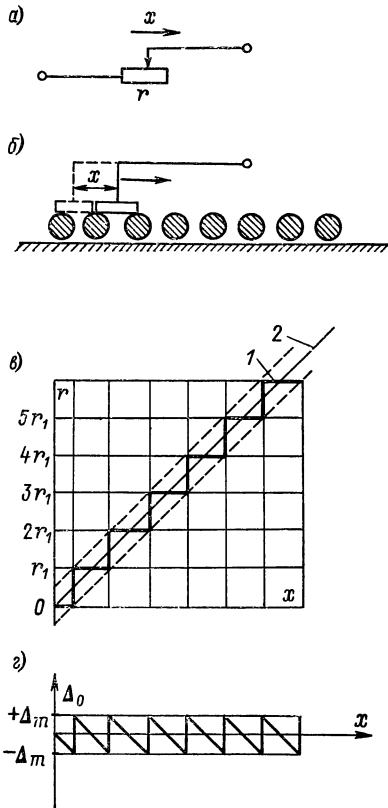


Рис. 2-4

при малых, так и при больших значениях  $x$ . Поэтому погрешность квантования является примером случайной аддитивной статической погрешности, так как не зависит ни от абсолютного значения преобразуемой величины  $x$ , ни от скорости изменения  $x$  во времени.

## 2-2. МЕТОДЫ МАТЕМАТИЧЕСКОГО ОПИСАНИЯ ТОЧНОСТИ И ДИАПАЗОНА СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

Изменение абсолютной и относительной погрешности средств измерений по диапазону преобразуемой величины. При линейной функции преобразования вида  $y = Sx$  и аддитивной погрешности  $\pm \Delta_0$  уравнение преобразования с учетом погрешности может быть записано как  $y = S(x \pm \Delta_0)$  и представлено полосой неопределенности (рис. 2-5, а). В этом случае абсолютная погрешность  $\Delta_0$ , а следовательно, и интервал неопределенности  $d = 2\Delta_0$  входной величины  $x$  при данном значении  $y$  не зависят от  $x$ , оставаясь постоянными для любых значений  $x$  (рис. 2-5, б).

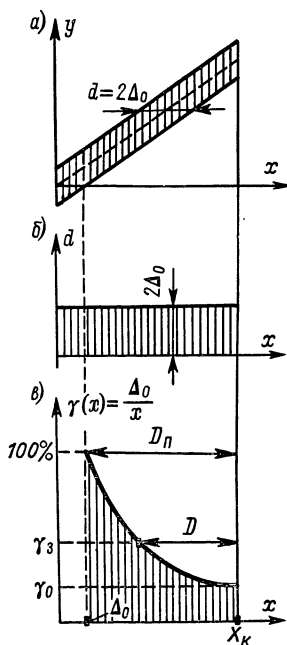


Рис. 2-5

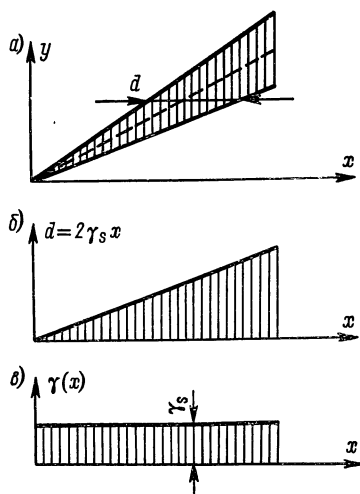


Рис. 2-6

Однако текущие значения относительной погрешности  $\gamma(x) = \Delta_0/x$  оказываются обратно пропорциональными  $x$  и изменяются по гиперболе (рис. 2-5, в), будучи достаточно малыми при больших  $x$  и возрастаая до бесконечности при приближении  $x$  к нулю. В этом заключается основное отрицательное свойство аддитивных погрешностей, не позволяющее использовать один и тот же преобразователь с аддитивной погрешностью для измерения как больших, так и малых измеряемых величин.

Для того чтобы относительная величина интервала неопределенности не возрастала по мере уменьшения  $x$ , абсолютная погрешность преобразователя должна быть чисто мультипликативной. Тогда полоса погрешностей имела бы вид рис. 2-6, а, а характеристика преобразователя с учетом погрешности описывалась бы выражением  $y = S (1 \pm \gamma_s) x$ , где  $\gamma_s$  — относительная погрешность изменения чувствительности. Абсолютная ширина полосы неопределенности в этом случае была бы пропорциональна  $x$  как

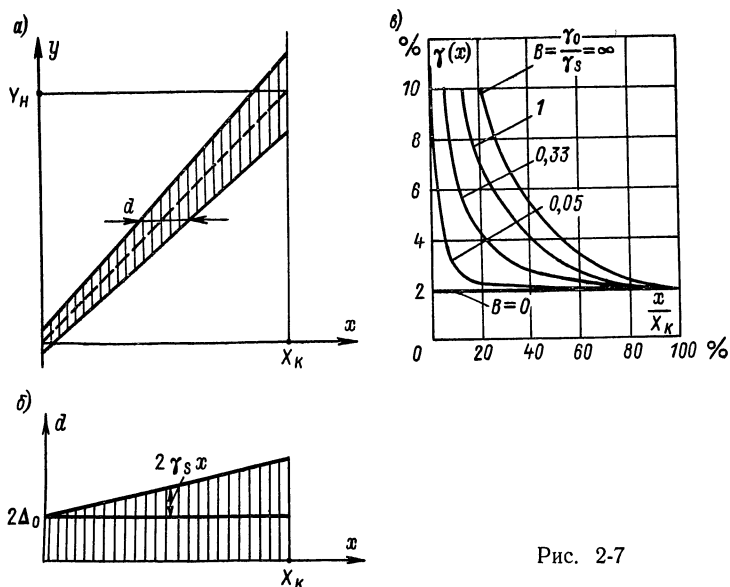


Рис. 2-7

$d = 2\gamma_s x$  (рис. 2-6, б), а относительная погрешность  $\gamma_s$  оставалась бы постоянной (рис. 2-6, в) для любых малых значений  $x$ , ибо при  $x = 0$  была бы равна нулю абсолютная погрешность преобразователя.

Однако такой идеальный случай практически не осуществим, так как невозможно построить преобразователь, полностью лишенный аддитивных погрешностей. Эти погрешности в виде погрешностей от шума, дрейфа, трения, наводок, вибраций неизбежны в любых типах измерительных преобразователей. Поэтому у реальных преобразователей полоса неопределенности характеристики выглядит так, как это показано на рис. 2-7, а.

Функция преобразования с учетом аддитивной  $\pm \Delta_0$  и мультипликативной  $\pm \gamma S$  погрешностей выражается в этом случае как  $y = S (1 \pm \gamma_s) (x \pm \Delta_0)$ , а зависимость интервала неопределенности от  $x$  получает вид  $d = 2\Delta_0 + 2\gamma_s x$  (рис. 2-7, б). Относительная величина результирующей погрешности  $\gamma(x)$  изменяется при этом в зависимости от соотношения приведенной погрешности нуля  $\gamma_0 = \Delta_0/X_n$  и погрешности чувствительности  $\gamma_s$  по одной из кривых рис. 2-7, в, где в качестве примера нанесены кривые  $\gamma(x)$  для раз-

личных значений  $B = \gamma_0/\gamma_S$  при  $\gamma_0 + \gamma_S = 2\% = \text{const}$ . При  $B \rightarrow \infty$  (т. е.  $\gamma_S = 0$ , а  $\gamma_0 = 2\%$ ) эта кривая соответствует рис. 2-5, в, а по мере уменьшения отношения  $B$  все более и более приближается к кривой рис. 2-6, в, для которой  $B = 0$  ( $\gamma_0 = 0$ ,  $\gamma_S = 2\%$ ).

Рассмотренные соотношения характерны для относительно узкодиапазонных приборов или преобразователей. Для более широкодиапазонных средств измерений, перекрывающих несколько декад изменения входной величины  $x$ , необходим учет еще одного обстоятельства. Дело заключается в том, что измерение весьма больших величин оказывается столь же трудным, как и измерение весьма малых величин. Поэтому у широкодиапазонных приборов и преобразователей часто наблюдается резкое возрастание относительных погрешностей как в области малых

(рис. 2-5, в, 2-7, в), так и в области больших величин.

Как иллюстрацию этого рассмотрим изменение погрешности по диапазону измеряемой величины у простейшего реохордного моста для измерения сопротивлений, схема которого приведена на рис. 2-8. Сопротивления  $r_1$  и  $r_2$  участков реохорда пропорциональны их длинам  $l_1$  и  $l_2$ ,

поэтому условие равновесия моста можно записать как

$$\frac{R_x}{R_N} = \frac{r_1}{r_2} = \frac{l_1}{l_2},$$

и измеряемое сопротивление определится как  $R_x = R_N l_1/l_2$ .

Для нахождения выражения относительной погрешности  $\gamma_x = \Delta R_x/R_x$  удобно использовать следующий прием, заключающийся в логарифмировании и последующем дифференцировании исходного соотношения. После логарифмирования имеем:  $\ln R_x = \ln R_N + \ln l_1 - \ln l_2$ ; дифференцируя, получаем:

$$\frac{dR_x}{R_x} = \frac{dR_N}{R_N} + \frac{dl_1}{l_1} - \frac{dl_2}{l_2}.$$

Учитывая, что  $dR_x/R_x \approx \Delta R_x/R_x = \gamma_{R_x}$ ,  $dR_N/R_N \approx \Delta R_N/R_N = \gamma_{R_N}$  и что в нашем случае  $\Delta l_1 = -\Delta l_2 = \Delta l$ , где  $\Delta l$  — погрешность отсчета по шкале реохорда, получаем:

$$\gamma_{R_x} = \gamma_{R_N} + \frac{\Delta l_1}{l_1} - \frac{\Delta l_2}{l_2} = \gamma_{R_N} + \Delta l \left( \frac{1}{l_1} + \frac{1}{l_2} \right) = \gamma_{R_N} + \Delta l \frac{l_1 + l_2}{l_1 l_2}.$$

Пренебрегая погрешностью образцового резистора  $\gamma_{R_N}$  и замечая, что  $l_1 + l_2 = L$  — полная длина реохорда, а  $\Delta l/L = \gamma_l$  — относительная погрешность отсчета по шкале реохорда, имеем:

$$\gamma_{R_x} = \frac{\Delta l}{L} \frac{(l_1 + l_2)^2}{l_1 l_2} = \gamma_l \frac{l_2^2 + 2l_1 l_2 + l_1^2}{l_1 l_2} = \gamma_l \left( \frac{l_2}{l_1} + 2 + \frac{l_1}{l_2} \right) = \gamma_l \left( \frac{R_N}{R_x} + 2 + \frac{R_x}{R_N} \right).$$

Из последнего выражения наглядно видно, что при постоянной погрешности  $\gamma_l = \Delta l/L$  отсчета по шкале реохорда относительная погрешность  $\gamma_{R_x}$  измерения сопротивления возрастает до бесконечности симметрично как при малых  $R_x$  (когда  $R_N/R_x \rightarrow \infty$ ), так и при больших  $R_x$  (когда  $R_x/R_N \rightarrow \infty$ ). Изменение абсолютной погрешности  $\Delta x = \gamma_{R_x} R_x$  происходит в этом случае по закону

$$\Delta x = \gamma_l R_N + 2\gamma_l R_x + \frac{R_x^2 \gamma_l}{R_N}$$

и полоса неопределенности имеет вид, показанный на рис. 2-9, а. Относительная погрешность  $\gamma(x)$  изменяется при этом по кривой рис. 2-9, б, которую можно представить аналитически в общем виде как

$$\gamma(x) = \frac{\Delta_0}{R_x} + \gamma_s + \frac{R_x}{R_m},$$

где для нашего примера  $\Delta_0 = \gamma_l R_N$ ;  $\gamma_s = 2\gamma_l$  и  $R_m = R_N/\gamma_l$ .

**Численное выражение текущей точности и логарифмические характеристики точности (ЛХТ) средств измерений.** Критерием точности любого измерения является значение относительной погрешности полученного результата. Однако из-за того, что эти погрешности не остаются постоянными по диапазону прибора (см. кривые на рис. 2-5, в; 2-7, в и 2-9, б), определение их значений указанием какого-либо одного числа невозможно. (Думать, что прибор класса 1,0 обеспечивает по всей шкале измерения с погрешностью  $\pm 1\%$ , — грубейшая ошибка.) Наиболее полным и наглядным является указание этих погрешностей для приборов и преобразователей кривыми вида рис. 2-5, 2-7 или 2-9. Однако такие кривые можно изобразить на одном графике лишь тогда, когда погрешность изменяется в небольшое число раз (например, от 100 до 4%, как на рис. 2-9, б). Если же она изменяется от 100 до 0,1% или 0,01%, то в области малых погрешностей кривая сливается с осью графика и не отражает изменения погрешности. В связи с этим в последние годы широко прибегают к использованию численного выражения т о ч н о с т и

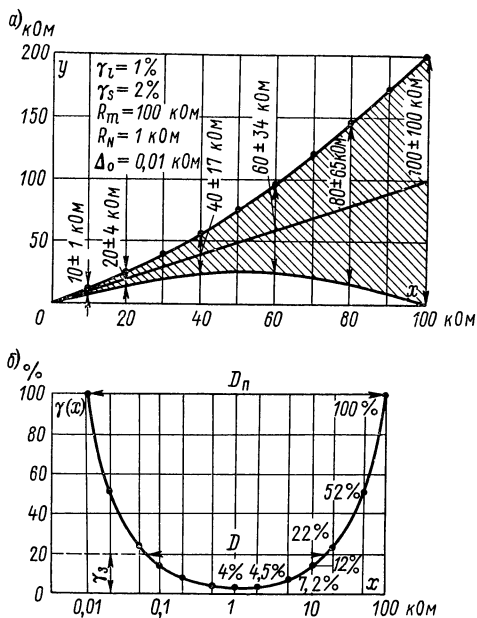


Рис. 2-9

указанием какого-либо одного числа невозможно. (Думать, что прибор класса 1,0 обеспечивает по всей шкале измерения с погрешностью  $\pm 1\%$ , — грубейшая ошибка.) Наиболее полным и наглядным является указание этих погрешностей для приборов и преобразователей кривыми вида рис. 2-5, 2-7 или 2-9. Однако такие кривые можно изобразить на одном графике лишь тогда, когда погрешность изменяется в небольшое число раз (например, от 100 до 4%, как на рис. 2-9, б). Если же она изменяется от 100 до 0,1% или 0,01%, то в области малых погрешностей кривая сливается с осью графика и не отражает изменения погрешности. В связи с этим в последние годы широко прибегают к использованию численного выражения т о ч н о с т и

как положительной характеристики достигаемого эффекта в противоположность его отрицательной характеристике в виде погрешности.

Впервые еще в тридцатые годы нашего столетия величину, обратную погрешности от трения в стрелочных приборах, ввел в практику приборостроения Г. Кейнет, назвав ее коэффициентом добротности. В 1955 г. Н. Н. Соловьев [220] величину, обратную относительной погрешности измерения, предложил называть точностью. В 1956 г. Л. Бриллюэн [278] ввел определение численного значения точности  $A$  как отношения значения измеряемой величины  $x$  к достигнутому

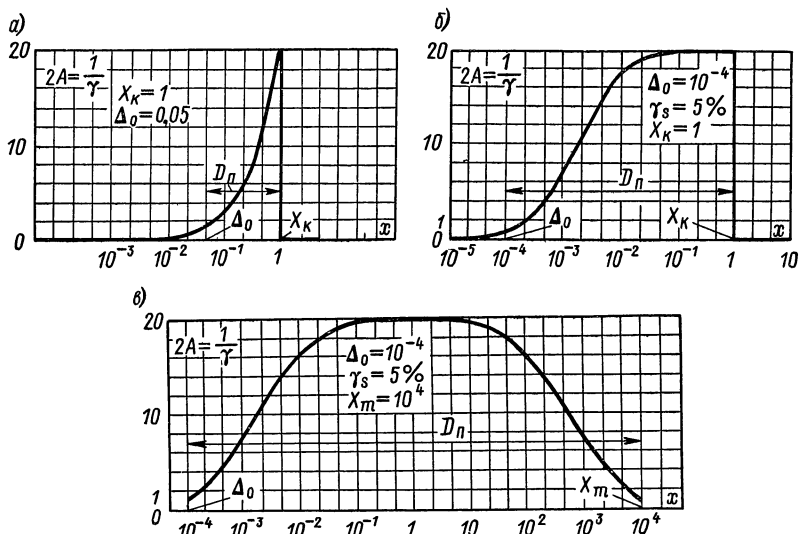


Рис. 2-10

при этом интервалу неопределенности  $d$ , т. е. как  $A = x/d = 1/(2\gamma)$ , а в 1964 г. В. Вильдхакк [287] предложил характеризовать точность приборов и методов измерений логарифмическими характеристиками точности (ЛХТ), т. е. графиками, где по оси абсцисс в логарифмическом масштабе откладываются значения измеряемой величины  $x$ , а по оси ординат — значения обеспечиваемой при этом точности  $A$ .

Графики ЛХТ оказались наиболее наглядным представлением точности приборов и методов измерений. Вид таких графиков показан на рис. 2-10, где на рис. 2-10, а приведена ЛХТ для прибора только с аддитивной погрешностью  $\Delta_0 = 0.05$  ед. при пределе измерения  $X_k = 1$  ед., на рис. 2-10, б — ЛХТ для прибора с полосой погрешности вида рис. 2-7 и  $\Delta_0 = 10^{-4}$  ед.,  $X_k = 1$  ед. и  $\gamma_s = 5\%$ , а на рис. 2-10, в — для прибора с полосой погрешности вида рис. 2-9, а и  $\Delta_0 = 10^{-4}$  ед.,  $\gamma_s = 5\%$  и  $X_m = 10^4$  ед.

**Понятие порога чувствительности средств измерений** было введено еще М. Ф. Маликовым [145, стр. 311] и заимствовано, как он указывал, из психофизиологии органов чувств. Однако формулировка этого понятия применительно к измерительным приборам в виде «Под порогом чувствительности измерительного прибора понимается наименьшее изменение значения измеряемой величины, способное вызвать малейшее изменение показаний прибора», была лишена какой-либо количественной определенности. Такой формулировке скорее соответствует термин «порог реагирования», лишенный четкого количественного содержания.

Существо же дела заключается в следующем. Обнаруживать малые значения измеряемой величины  $x$  мешает погрешность нуля прибора  $\Delta_0$ . Эта погрешность чаще всего является случайной и проявляется в виде помех или шумов, вызывающих малые беспорядочные блуждания указателя прибора. В этих условиях малейшие изменения показаний прибора, вызванные наименьшим изменением измеряемой величины, невозможно отличать от помех до тех пор, пока они не станут больше этих помех. Таким образом, порогом, до которого обнаружение измеряемой величины невозможно и после которого оно принципиально уже возможно, является  $r_{авнст}$   $x$  погрешности нуля прибора  $\Delta_0$ .

Исходя из этого в современной теории измерений понятию порога чувствительности (в отличие от численно неопределенного понятия «порог реагирования») придается строгий количественный смысл [171, 186], а именно — это такое значение измеряемой величины, когда  $x = \Delta_0$ , а относительная погрешность измерения  $\gamma_x = \Delta_0/x = 100\%$ .

**Понятие полного диапазона преобразования средств измерений.** Если значения измеряемой величины  $x$  меньше порога чувствительности, то относительная погрешность измерения  $\gamma > 100\%$ . Если же, возрастая,  $x$  становится больше предела измерения  $X_k$  прибора, то указатель прибора уходит за последнее деление шкалы, упирается в ограничитель и погрешность измерения может быть вновь сколь угодно велика.

Таким образом, интервалом значений  $x$ , в котором может быть получена информация о  $x$  с помощью данного средства измерений, является лишь интервал от  $\Delta_0$  до  $X_k$ , где погрешность  $\gamma$  не превосходит  $100\%$ . Этот интервал (см. рис. 2-5, в или 2-10, а) называется **полным диапазоном преобразования** данного средства измерений и указывается обычно в виде кратности отношения  $X_k$  к  $\Delta_0$ , т. е. в виде  $D_n = X_k/\Delta_0$ . Часто для обозначения полного диапазона употребляют заимствованный из радиотехники термин «динамический диапазон». Такой термин крайне неудачен, так как полный диапазон любых преобразователей, в том числе и радиотехнических, совершенно не связан с их динамическими свойствами [186].

Полный диапазон средств измерений с полосой неопределенности вида рис. 2-5, а весьма мал. Так, для рис. 2-10, а при приведенной погрешности  $\gamma_0 = \Delta_0/X_k$ , равной  $5\%$ , он составляет  $D_n = 20$ , а при  $\gamma_0 = 0,1\%$  равен  $1000$ . У приборов с полосой вида рис. 2-6, а



он был бы равен бесконечности, но такие средства измерений практически неосуществимы. У приборов с полосой неопределенности вида рис. 2-7, а и ЛХТ вида рис. 2-10, б полный диапазон достигает  $D_n = 10^3 \div 10^5$ , а у приборов с полосой погрешностей вида рис. 2-9, а и ЛХТ вида рис. 2-10, в он ограничен значениями  $x = \Delta_0$  и  $x = X_m$  и составляет  $D_n = X_m/\Delta_0 = 10^4 \div 10^8$  и более.

**Рабочий диапазон  $D$  преобразования средств измерений** представляет собой часть полного диапазона, где относительная погрешность не превосходит некоторой заданной величины  $\gamma_s$ . Так как в области малых значений  $x$  (рис. 2-5, в) или в области и малых и больших значений  $x$  (рис. 2-9, б) погрешности приближаются к 100%, то эти участки считаются нерабочими и не используются, а рабочий диапазон  $D$  выбирается в области, где  $\gamma \leq \gamma_s$  (см. рис. 2-5, в или 2-9, б).

**Методы нормирования точности средств измерений** сводятся к четкому указанию полосы погрешностей данного средства измерений. Так как полосы погрешностей имеют три принципиально различные формы (рис. 2-5, 2-7 и 2-9), то и нормирование погрешностей производится тремя различными способами.

Для описания полосы погрешностей вида рис. 2-9, характеризующейся уравнением относительной погрешности

$$\gamma(x) = \frac{\Delta_0}{x} + \gamma_s + \frac{x}{x_m},$$

необходимо указание всех трех постоянных коэффициентов этого уравнения: нижнего порога чувствительности  $\Delta_0$ , погрешности чувствительности  $\gamma_s$  и верхнего порога чувствительности  $X_m$ . Такое нормирование называется нормированием погрешности трехчленной формулой.

Для описания полосы погрешностей вида рис. 2-7, характеризующейся уравнениями

$$\Delta(x) = \Delta_0 + \gamma_s x \quad \text{или} \quad \gamma(x) = \Delta_0/x + \gamma_s,$$

достаточно указания двух постоянных коэффициентов: порога чувствительности  $\Delta_0$  и погрешности чувствительности  $\gamma_s$ . Такое нормирование называется нормированием погрешности двучленной формулой. Так как обычно одновременно указывается и номинальное значение предела измерений  $X_k$ , то чаще всего вместо абсолютного значения порога чувствительности  $\Delta_0$  приводится значение приведенной погрешности нуля  $\gamma_0 = \Delta_0/X_k$ . Тогда двучленная формула погрешности записывается в виде

$$\Delta(x) = \gamma_0 X_k + \gamma_s x \quad \text{или} \quad \gamma(x) = \gamma_0 + \gamma_s X_k/x.$$

Если при полосе погрешностей вида рис. 2-7 абсолютные погрешности в начале и в конце шкалы, т. е. при  $x = 0$  и  $x = X_k$ , выразить их приведенными значениями, то погрешность при  $x = 0$  будет равна  $\Delta_0/X_k = \gamma_0$ , а при  $x = X_k$  т. е. на конце диапазона, будет равна  $\gamma_k = \frac{\Delta_0 + \gamma_s X_k}{X_k} = \gamma_0 + \gamma_s$ . При расчете или экспе-

риментальном определении погрешностей легче всего получить именно эти значения погрешностей, относящиеся к нулю и концу шкалы прибора. Поэтому ГОСТ 13600—68 на нормирование погрешностей предусматривает введение в двучленную формулу именно этих значений погрешностей ( $\gamma_0$  и  $\gamma_k$ ) без разделения на аддитивную и мультипликативную составляющие. Тогда формула нормирования выражается как

$$\gamma(x) = \gamma_k + \gamma_0 \left( \frac{X_k}{x} - 1 \right),$$

а обозначение класса точности средства измерений согласно ГОСТ 13600—68 дается в виде дроби  $\gamma_k/\gamma_0$ , где через косую черту указываются выраженные в процентах приведенные погрешности в конце и нуле шкалы прибора.

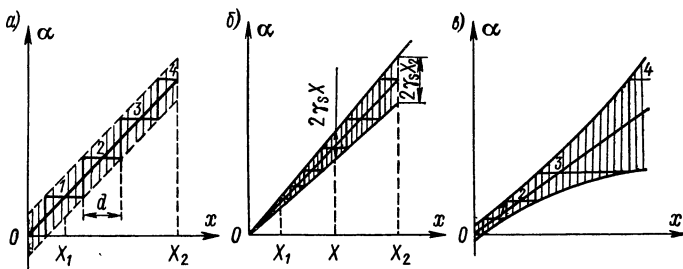


Рис. 2-11

И, наконец, если различие между  $\gamma_k$  и  $\gamma_0$  оказывается незначительным и они не могут быть выражены различными числами из ряда 1—1,5—2—2,5—3—4—5—6—10, установленного ГОСТ 13600—68 для нормирования погрешностей, то считается, что такое средство измерений характеризуется полосой погрешности вида рис. 2-5, б с постоянным интервалом неопределенности и его погрешность нормируется указанием лишь одного числа относительной приведенной погрешности  $\gamma_0$ , т. е. одночленной формулой вида

$$\gamma(x) = \gamma_0 \frac{X_k}{x},$$

а в качестве класса точности указывается лишь значение  $\gamma_0$ .

**Разрешающая способность  $R$  средств измерений** — это число градаций измеряемой или преобразуемой величины, различимое на выходе средства измерений. Для дискретных преобразователей при учете только погрешности квантования  $R$  определяется просто как число ступеней (квантов) их характеристики (см. рис. 2-4, в), однако это понятие легко распространяется на все другие преобразователи, если за различимые градации считать неперекрывающиеся интервалы, вписывающиеся в полосу неопределенности преобразователя (подобно реальной характеристике на рис. 2-4, в) по всей ее длине, как это показано на рис. 2-11.

В общем случае, если интервал неопределенности  $d(x) = 2\Delta(x)$  не остается постоянным для различных значений  $x$ , текущий размер отдельных ступеней разрешающей способности определяется текущим значением  $\Delta(x)$ . Тогда в элементарной полосе значений измеряемой величины шириной  $dx$  укладывается  $dx/[2\Delta(x)]$  градаций, а полное число различных градаций, т. е. разрешающая способность данного средства измерений в диапазоне от  $X_1$  до  $X_2$ , определяется как

$$R = \int_{X_1}^{X_2} \frac{dx}{2\Delta(x)}.$$

Учитывая, что текущее значение  $\Delta(x)$  связано с текущим значением точности  $A$  соотношением  $d = x/A = 2\Delta(x)$ , получаем:

$$R = \int_{X_1}^{X_2} A \frac{dx}{x} = \int_{X_1}^{X_2} A d(\ln x).$$

Последнее выражение показывает, что *разрешающая способность есть площадь, заключенная под кривой ЛХТ прибора в границах рассматриваемого диапазона* (см. рис. 2-10). Таким образом, число различных градаций, или разрешающая способность средств измерений, тем больше, чем выше их точность и шире диапазон (т. е. высота и ширина ЛХТ), и является обобщенной характеристикой их точности и диапазона. Из такого понимания разрешающей способности следует дальнейшее уточнение понятия относительной точности  $A$  и размерности ее численного выражения. Действительно, на горизонтальном участке ЛХТ рис. 2-10, б или 2-10, в  $A \approx \text{const}$  и разрешающая способность на этом участке

$$R = \int_{X_1}^{X_2} A d(\ln x) = A \ln \frac{X_2}{X_1} = A \ln D = \frac{1}{2\gamma} \ln D$$

равна просто произведению точности  $A$  на логарифм диапазона  $D$ . Логарифм диапазона в зависимости от выбора вида логарифмов (двоичные, натуральные или десятичные) есть диапазон прибора, выраженный числом октав, неперов или декад. Разрешающая способность  $R$  — число градаций, т. е. безразмерная величина, отсюда точность, выраженная как

$$A = \frac{1}{2\gamma} = \frac{R}{\ln D},$$

есть число градаций на один непер диапазона прибора. А учитывая, что  $\ln 10 \approx 2,3$  и  $\log_2 e \approx 1,45$ , получаем, что  $A = 2,3/(2\gamma)$  — число градаций на декаду диапазона, а  $A = 1/(2,9\gamma)$  — число градаций на одну октаву диапазона.

Подводя итог проведенному обзору, можно сказать, что одними из главных показателей качества средств измерений являются их

точность и рабочий диапазон преобразования. Поэтому в двух последующих параграфах рассмотрены общие вопросы теории повышения точности и расширения диапазона средств измерений.

### **2-3. ОБЩИЕ МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ**

Стремясь к созданию более точных средств измерений, измерительная техника выработала ряд общих методов достижения точности, которые можно подразделить на четыре группы:

1) стабилизация важнейших параметров средств измерений технологическим путем, т. е. путем использования наиболее стабильных деталей, материалов и соответствующей технологии изготовления;

2) методы пассивной защиты от быстро изменяющихся влияющих величин, т. е. уменьшение случайных погрешностей средств измерений путем применения фильтрации, амортизации, теплоизоляции и т. п.;

3) методы активной защиты от медленно изменяющихся влияющих величин путем стабилизации этих величин;

4) методы коррекции систематических и прогрессирующих погрешностей и статистическая обработка случайных погрешностей.

**Стабильность параметров средств измерений** в большинстве случаев достигается чисто технологическим путем — использованием наиболее стабильных материалов, выбором соответствующих режимов использования, отработкой технологии как самих материалов, так и соответствующих изделий из них, использованием предварительного старения, поиском и использованием все новых и новых физических явлений с наиболее стабильным процессом их протекания и т. п.

**Методы пассивной защиты от быстро изменяющихся влияющих величин** представляют собой приемы фильтрации (т. е. усреднения) быстропеременных величин с целью снижения случайных погрешностей средств измерений. Дело заключается в том, что среди влияющих величин, вызывающих дополнительные погрешности средств измерений, большую группу составляют факторы, достаточно быстро изменяющиеся во времени. Так, например, постоянное напряжение, получаемое от выпрямителей и используемое для питания измерительных цепей, всегда в той или иной мере содержит пульсации. На вход электрических цепей приборов неизбежно попадают так называемые наводки, т. е. переменные э. д. с., возникающие от электрических и электромагнитных связей с другими электрическими устройствами. Датчики и аппаратура, особенно на подвижных объектах, непрерывно подвергаются вибрации, броскам температуры и т. п. Во всех этих случаях, когда частотный спектр помехи неполностью перекрывается спектром сигнала, наиболее простым, а следовательно, дешевым и высоконадежным является

метод пассивной защиты в виде экранирования, частотной фильтрации, амортизации или теплоизоляции.

Использование электрических фильтров в цепях питания и на входе измерительных устройств позволяет во много раз уменьшить случайные погрешности средств измерений. Уменьшение вибраций аппаратуры путем амортизированной ее подвески практически устраняет влияние вибраций всех частот, которые выше собственной частоты подвески, обусловленной массой аппаратуры и податливостью подвески. Создание большой тепловой постоянной времени путем использования теплоемкости самого средства измерений и окружения его теплоизоляцией позволяет значительно уменьшить влияние быстрых бросков окружающей температуры.

Основным достоинством методов пассивной защиты является их простота, дешевизна и высокая надежность, а недостатком — невозможность защитить аппаратуру от медленно изменяющихся или постоянных влияющих величин.

**Методы активной защиты** от постоянных или медленно изменяющихся влияющих величин — это различные методы стабилизации этих величин. Это стабилизация питающих напряжений, стабилизация температуры наиболее ответственных элементов измерительных устройств путем помещения их в миниатюрные термостаты (с автоматическим поддержанием постоянной температуры, лежащей на верхнем краю возможного диапазона измерений внешней температуры) и, наконец, применяемая в ответственных случаях стабилизация аппаратуры в пространстве с помощью гироскопов и гидростабилизированных платформ.

Основной недостаток активной защиты — ее сложность и дороговизна, а преимущество — возможность защиты от постоянных и медленно изменяющихся влияющих величин. Поэтому наилучшее решение — это сочетание пассивной защиты от быстро изменяющихся величин и активной — от медленно изменяющихся.

**Коррекция систематических погрешностей** — это наиболее экономичный путь повышения точности средств измерений, широко используемый вместо методов активной защиты. Основная идея коррекции состоит в том, чтобы вместо устранения причины, вызывающей данную систематическую погрешность, произвести автоматическую оценку возникающей погрешности или вызывающей ее влияющей величины и автоматически внести соответствующую поправку в результат измерения [93].

*Коррекция температурных погрешностей.* Погрешности, возникающие от изменения температуры, присущи всем типам измерительных преобразователей, так как сопротивления медных проводников (обмотки, катушки, рамки, соединительные линии и т. п.) увеличиваются на 4% при повышении температуры на каждые  $10^{\circ}\text{C}$ , индукция постоянных магнитов и жесткость металлических пружин падает примерно на 0,2% при повышении температуры на каждые  $10^{\circ}\text{C}$ , от изменения температуры меняются и многие другие свойства деталей преобразователей.

Введение поправок на температуру путем ее непрерывного измерения чрезвычайно трудоемко. Более рациональным является создание автоматических устройств коррекции температурных погрешностей, которые практически и используются в большинстве измерительных преобразователей. Такие устройства состоят из металлического или полупроводникового терморезистора (воспринимающего температуру и изменяющего свое сопротивление в соответствии с ее изменениями) и соответствующей цепи, воздействующей на чувствительность корректируемого преобразователя. Для коррекции индукции магнитных систем используются магнитные шунты, ответвляющие в себя часть магнитного потока системы и изменяющие свое магнитное сопротивление с изменением температуры таким образом, чтобы основной рабочий магнитный поток оставался постоянным при колебаниях температуры. Автоматическая температурная коррекция параметрических измерительных преобразователей для измерения неэлектрических величин (тензорезисторные, индуктивные, емкостные, электролитические, ионизационные и т. д.) обычно осуществляется путем использования двух аналогичных преобразователей, включаемых в смежные плечи моста (см. гл. 5).

**Исключение прогрессирующих погрешностей путем коррекции нуля и чувствительности преобразователя.** Для прогрессирующих погрешностей в отличие от систематических обычно нельзя указать фактора, измеряя который, можно было бы скорректировать эти погрешности. Скорость изменения прогрессирующих погрешностей носит случайный характер. Поэтому единственным методом обнаружения и исключения накопившихся прогрессирующих погрешностей является проверка прибора по образцовым мерам.

Если до накопления прогрессирующих погрешностей характеристика преобразователя имела вид прямой 1 (рис. 2-12, а), а после накопления этих погрешностей приобрела вид прямой 2, то для ее восстановления необходимо провести две операции: 1) установку нуля, т. е. смещение нижнего конца характеристики в начало координат, и 2) установку чувствительности, т. е. смещение верхнего конца характеристики в точку  $X_k$ ,  $Y_k$ . Первая операция не нуждается в использовании образцовых мер, но требует отключения измеряемой величины, т. е. обеспечения  $x = 0$ . Для выполнения второй операции уже необходимо использование образцовой меры измеряемой величины для создания  $x = X_k$ . А для практического выполнения обеих этих операций прибор или преобразователь должен иметь приспособления для регулировки нуля и чувствительности. Преимущество такой коррекции погрешностей состоит в том, что она исключает все накопившиеся погрешности, от каких бы причин они ни возникали. Поэтому приспособлениями для такой коррекции снабжаются почти все приборы для измерения неэлектрических величин.

Однако, ввиду того что возрастание прогрессирующих погрешностей происходит непрерывно, в результате коррекции исклю-

чаются только те погрешности, которые были у прибора или преобразователя в данный момент времени, а затем идет новое возрастание этих погрешностей. Поэтому для поддержания погрешностей в заданных пределах операция коррекции должна периодически повторяться и тем чаще, чем меньше желаемый уровень остаточных погрешностей.

Этот процесс возрастания и периодического исключения прогрессирующих погрешностей показан на рис. 2-12, б. При этом, если скорость возрастания погрешности составляет  $v$  проц/ч, а коррекция проводится с периодом в  $T$  ч, то погрешность не превосходит величины  $\gamma_m = vT$  и может считаться случайной и равномерно распределенной вокруг среднего значения  $\gamma_{cp} = 0,5 vT$ .

Именно таким способом поддерживается точность всех средств измерений путем регламентированных по закону их ежегодных

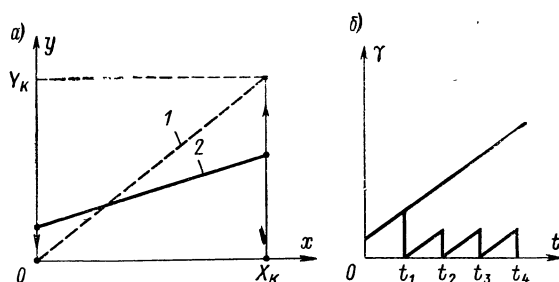


Рис. 2-12

поверок. Если период поверок уменьшить, доводя его от одного года до одной недели, дня, часа, минуты или секунды, то точность средств измерений существенно повысится. Для коррекции погрешностей с периодом от нескольких часов до нескольких минут создаются автоматические устройства, проводящие коррекцию без участия человека. Это один из наиболее прогрессивных путей повышения точности средств измерений.

В многоканальных регистрирующих измерительных устройствах часто оказывается более выгодным не корректировать погрешности (коррекция занимает много времени и требует специальных автоматических устройств), а просто регистрировать значения нулевого положения и чувствительности каждого канала, чем обеспечивается возможность коррекции при последующей обработке зарегистрированных данных.

В этом случае через определенный интервал времени измерительное устройство ИУ (рис. 2-13, а) автоматически переключается с измерения измеряемой величины  $x$  на измерение образцовой величины  $x = X_N$  и затем на  $x = 0$ . В результате этого на диаграмме кривая регистрируемого процесса  $x(t)$  периодически прерывается, и в эти моменты регистрируются значения  $x = 0$  и  $x = X_N$ . Соединяя эти значения между собой плавными линиями (как это пока-

зано штриховыми кривыми на рис. 2-13, б), получают возможность при расшифровке записи иметь в каждый момент времени фактические значения нуля и чувствительности прибора.

И, наконец, наиболее современным способом коррекции является снабжение прибора (особенно цифрового) автоматическим вычислительным устройством, обрабатывающим в ходе измерения значения  $x(0)$ ,  $x(t)$  и  $x_N$  и вычисляющим уже скорректированные значения результатов измерения. Опыт показывает, что этот метод позволяет часто на несколько порядков понизить погрешности измерения (например, с 1 до 0,01 %).

**Статистическая обработка случайных погрешностей** представляет собой усреднение получаемых результатов, т. е. фильтрацию случайностей и выделение закономерности в виде среднего значения этих случайных отклонений. Она может быть выполнена как цифровым путем (математическое определение среднего), так и аналоговым (фильтрация высокочастотных случайных составляющих). В том и другом случае эта обработка сопряжена со значительным увеличением затрат времени на измерение, так как, по существу, представляет собой определение среднего значения результата за определенный промежуток времени. При этом точность усредненного результата возрастает очень медленно — пропорционально корню квадратному из числа усредняемых отдельных результатов или, что то же самое, корню квадратному из времени усреднения — независимо от того, производится цифровое или аналоговое усреднение. Это обстоятельство и ограничивает возможности этого метода, ибо, например, для 10-кратного повышения точности нужно 100-кратное увеличение времени усреднения. Тем не менее в очень многих случаях этим путем достигается значительное уменьшение случайных погрешностей, особенно при измерении постоянных и медленно изменяющихся величин. Систематические же погрешности при этом не устраняются.

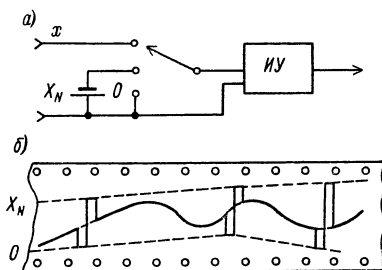


Рис. 2-13

#### 2-4. ПОГРЕШНОСТЬ ЛИНЕЙНОСТИ И МЕТОДЫ РАСШИРЕНИЯ РАБОЧЕГО ДИАПАЗОНА СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

Препятствием к расширению рабочего диапазона средств измерений в области малых значений измеряемых величин является порог чувствительности, т. е. погрешность нуля измерительных преобразователей. Поэтому все рассмотренные выше методы понижения погрешностей (особенно автоматическая коррекция и статистическая обработка) являются одновременно и методами расширения рабочего диапазона в сторону малых  $x$ .



Расширение же рабочего диапазона средств измерений в сторону больших значений измеряемых величин чаще всего ограничивается **нелинейностью** характеристик измерительных преобразователей в большом диапазоне изменения преобразуемой величины. Однако отклонение характеристики от линейной, т. е. **погрешность линейности**, является систематической и благодаря этому в некоторых пределах может быть скорректирована. Разработанные в измерительной технике методы коррекции погрешностей линейности измерительных приборов и преобразователей являются, по существу, общими и поэтому могут быть рассмотрены безотносительно к конкретным типам преобразователей. Важнейшими из них являются следующие.

**Составление таблицы поправок.** Если нелинейная функция преобразователя остается стабильной во времени, то она может быть исследована и выражена в виде таблицы, пользуясь которой, наблюдатель переводит нелинейные показания прибора в числа, пропорциональные измеряемой величине.

**Нелинейная градуировка аналоговой шкалы** представляет собой, по существу, предыдущий метод, но таблица заменяется нелинейной (по длине) шкалой делений, отсчет по которой линейно связан со входной измеряемой величиной. Этот наиболее распространенный в аналоговых показывающих и регистрирующих приборах метод трудно применим в приборах с цифровым отсчетом.

**Выбор в качестве выходной величины преобразователя такой величины, которая наиболее линейно связана со входной.** Например, при использовании емкостного преобразователя перемещение подвижной пластины и емкость оказываются связанными между собой резко нелинейной гиперболической зависимостью. Однако если в качестве выходной величины преобразователя использовать не его емкость, а его емкостное сопротивление  $x_C = 1/(\omega C)$ , то измеряемое перемещение и выходное емкостное сопротивление преобразователя оказываются связанными линейной зависимостью. Подобное положение наблюдается и во многих других преобразователях.

**Работа на малом участке нелинейной характеристики.** Как бы криволинейна ни была характеристика преобразователя, ее небольшой участок всегда можно заменить отрезком прямой линии. Допускаемая при этом погрешность тем меньше, чем меньше выбранный участок, и тем быстрее нарастает с его увеличением, чем более «кривым» является этот участок.

Для характеристики кривизны функции преобразования часто удобно использовать значение дробного показателя  $\eta$  степенной функции  $y = kx^\eta$ , аппроксимирующей эту характеристику. Действительно, для линейной  $y = kx$  характеристики  $dx/x = dy/y$ , а для нелинейной  $dx/x \neq dy/y$ . Поэтому отношение

$$\eta = \frac{dy/y}{dx/x}$$

можно рассматривать как показатель нелинейности. Записав это соотношение как  $dy/y = \eta dx/x$  и проинтегрировав, получаем  $y = kx^\eta$  или  $y = k\sqrt[n]{x}$ , где  $n = 1/\eta$ .

Такого вида аппроксимацию нелинейных характеристик преобразователей удобно использовать для анализа чувствительности, погрешности линейности и рабочего диапазона преобразователей. Например, для многих частотных датчиков (струнные, индуктивные, емкостные и др.) характерна зависимость между входной  $x$  и выходной  $y$  величинами вида  $y = Y_0 \sqrt[n]{1 + \Delta x/X_0}$  при  $n = 2 \div 8$ . Какова их чувствительность, погрешность линейности и рабочий диапазон? Используя разложение бинома  $(1 + h)^\alpha$  в ряд Маклорена

$$(1 + h)^\alpha = 1 + \frac{\alpha}{1!} h + \frac{\alpha(\alpha-1)}{2!} h^2 + \dots \\ \dots + \frac{\alpha(\alpha-1) \dots (\alpha-k+1)}{k!} h^k$$

и полагая  $\alpha = 1/n$  и  $h = \Delta x/X_0$ , получим:

$$y = Y_0 \left[ 1 + \frac{1}{n} \left( \frac{\Delta x}{X_0} \right) - \frac{(n-1)}{2n^2} \left( \frac{\Delta x}{X_0} \right)^2 + \right. \\ \left. + \frac{(n-1)(2n-1)}{6n^3} \left( \frac{\Delta x}{X_0} \right)^3 + \dots \right].$$

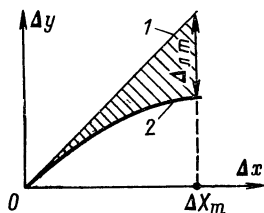


Рис. 2-14

Первый член этого ряда соответствует значению  $y = y_0$  при  $x = X_0$ , т. е. начальному значению выходной величины при  $\Delta x = 0$ . Второй член  $\Delta y = Y_0 \frac{1}{n} \left( \frac{\Delta x}{X_0} \right)$  соответствует касательной в точке разложения, т. е. прямой 1 на рис. 2-14, и характеризует чувствительность преобразователя. А третий и последующие члены характеризуют отклонение реальной характеристики 2 от прямой 1, т. е. погрешность линейности. Основную долю этой погрешности составляет старший из них, т. е. третий член. Поэтому абсолютная погрешность линейности (разность между кривыми 1 и 2) приблизительно равна

$$\Delta_{\lambda} \approx Y_0 \frac{n-1}{2n^2} \left( \frac{\Delta x}{X_0} \right)^2,$$

а относительная

$$\gamma_{\lambda} = \frac{\Delta_{\lambda}}{\Delta y} = \frac{Y_0 \frac{n-1}{2n^2} \left( \frac{\Delta x}{X_0} \right)^2}{Y_0 \frac{1}{n} \left( \frac{\Delta x}{X_0} \right)} = \frac{n-1}{2n} \frac{\Delta x}{X_0},$$

отсюда зависимость максимального допустимого относительного изменения  $\Delta X_m/X_0$  от возникающей при этом максимальной погрешности линейности  $\gamma_{\lambda m}$  выражается как

$$\epsilon_x = \frac{\Delta X_m}{X_0} = \frac{2n}{n-1} \gamma_{\lambda m}.$$

Таким образом, например, при  $n = 2$ ,  $2n/(n - 1) = 4$  и  $\epsilon_x = 4\gamma_{\text{лт}}$ , т. е. при  $\gamma_{\text{лт}} = 1\%$ , допустимое относительное изменение  $\epsilon_x$  составляет всего 4%.

Рассмотренный пример наглядно показывает, что достижение линейности путем работы на малом участке характеристики очень невыгодно, так как ведет к резкому сокращению рабочего диапазона преобразователя, а следовательно, к резкому возрастанию относительных значений всех других погрешностей (относимых к этому малому диапазону).

**Использование дифференциальных преобразователей** (см., например, рис. 5-14, а, б) — наиболее действенный и поэтому широчайше используемый на практике метод расширения рабочего диапазона как вверх благодаря взаимной коррекции нелинейности, так и вниз благодаря взаимной коррекции многих других систематических погрешностей (температурная, от изменения питания, и т. д.), т. е. благодаря понижению погрешности нуля. Эффективность этого метода покажем на примере дифференциального включения двух нелинейных преобразователей, рассмотренных в предыдущем пункте. Пусть к одному из них прикладывается входное воздействие, равное  $+\Delta x$ , а ко второму — равное ему  $-\Delta x$ . Тогда выходная величина первого преобразователя

$$y_1 = Y_0 \sqrt[n]{1 + \Delta x/X_0},$$

а второго

$$y_2 = Y_0 \sqrt[n]{1 - \Delta x/X_0},$$

и разность этих выходных величин

$$\Delta y = Y_1 - Y_2 = Y_0 \left( \sqrt[n]{1 + \Delta x/X_0} - \sqrt[n]{1 - \Delta x/X_0} \right).$$

Разлагая каждый из радикалов в ряд и вычитая их подобные члены, получаем:

$$\Delta y = Y_0 \left[ \frac{2}{n} \left( \frac{\Delta x}{X_0} \right) + \frac{(n-1)(2n-1)}{3n^3} \left( \frac{\Delta x}{X_0} \right)^3 + \dots \right].$$

Из последнего выражения видно, что на выходе дифференциального преобразователя отсутствует постоянная составляющая, т. е. при  $\Delta x = 0$  значение  $y$  равно нулю, а не  $Y_0$ , как в предыдущем случае. Чувствительности двух преобразователей складываются, и результирующая чувствительность удваивается, т. е.

$$\Delta y = Y_0 \frac{2}{n} \left( \frac{\Delta x}{X_0} \right).$$

При этом надо иметь в виду, что погрешности чувствительности, т. е. изменения чувствительности в зависимости от в л и я ю щ и х в е л и ч и н, по абсолютной величине также складываются, а не вычитаются, и поэтому коррекции мультипликативных погрешностей не происходит, а их относительная величина остается такой же, как и у отдельных преобразователей.

Погрешности линейности, обусловленные третьим членом ряда, при строгом равенстве чувствительностей обоих преобразователей взаимно корректируются, и оставшаяся погрешность линейности обуславливается не третьим, а лишь суммой четвертых членов разложения и равна

$$\Delta_L = Y_0 \frac{(n-1)(2n-1)}{3n^3} \left( \frac{\Delta x}{X_0} \right)^3,$$

а ее относительная величина

$$\gamma_L = \frac{\Delta_L}{\Delta y} = \frac{Y_0 \frac{(n-1)(2n-1)}{3n^3} \varepsilon_x^3}{Y_0 \frac{2}{n} \varepsilon_x} = \frac{(n-1)(2n-1)}{6n^2} \varepsilon_x^2,$$

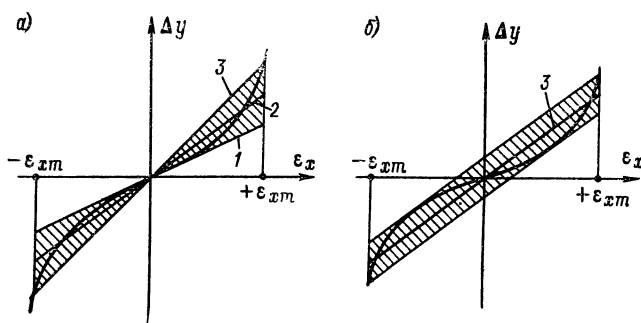


Рис. 2-15

возможный диапазон изменения  $\varepsilon_{xm}$  при заданном значении  $\gamma_{lm}$  равен

$$\varepsilon_{xm} = \sqrt{\frac{6n^2}{(n-1)(2n-1)} \gamma_{lm}}.$$

Поэтому для тех же значений  $n = 2$  и  $\gamma_{lm} = 1\%$ , что и выше,  $\varepsilon_{xm} \pm 28\%$  вместо  $4\%$ , т. е. в 7 раз больше, чем при недифференциальном включении.

**Рациональный выбор номинальной линейной характеристики нелинейного преобразователя** также представляет собой один из путей повышения точности или расширения рабочего диапазона. Характеристика преобразования дифференциального преобразователя (рис. 2-15, а) отклоняется от касательной 1 всегда в сторону увеличения чувствительности, и погрешность возрастает с увеличением  $\varepsilon_x$  как  $\gamma_L = k\varepsilon_x^2$ . Поэтому, если в качестве номинальной, указываемой в паспорте характеристики принимать не прямую 1, а прямые 2 или 3, то погрешность линейности будет значительно меньше. При этом погрешность линейности может оцениваться как мультипликативная, т. е. указанием полосы погрешностей, заштрихованной на рис. 2-15, а, или же как аддитивная с указанием полосы

погрешностей, заштрихованной на рис. 2-15, б. Таким образом, никаких новых понятий для характеристики погрешности линейности, кроме понятий аддитивной и мультипликативной погрешностей, не требуется.

Возможное уменьшение погрешности линейности, достигаемое различным выбором номинальной характеристики, иллюстрируется рис. 2-16. Так, если абсолютное значение максимальной погрешности линейности, возникающей на конце диапазона (при  $\epsilon_x = \epsilon_{xm}$ )

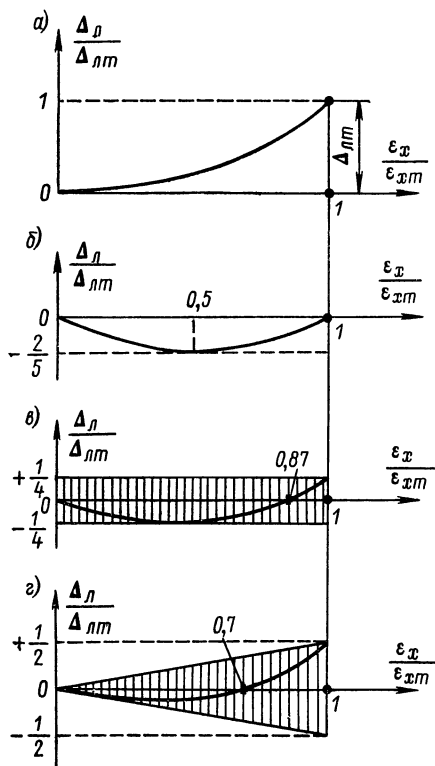


Рис. 2-16

при номинальной характеристике в виде касательной 1 (рис. 2-15, а), когда погрешность во всем диапазоне положительна (рис. 2-16, а), равно  $\Delta_{лт}$ , то при номинальной характеристике в виде хорды 3 (рис. 2-15, а) погрешность будет всегда отрицательна и будет достигать на середине диапазона  $\frac{2}{5}$  от  $\Delta_{лт}$  (рис. 2-16, б). Для достижения минимальной аддитивной погрешности (рис. 2-15, б и 2-16, в) номинальная характеристика 3 на рис. 2-15, б должна пересекать реальную характеристику в точке  $\epsilon_x = 0,87 \epsilon_{xm}$ , при этом половина ширины полосы погрешности составляет  $\Delta_l = \frac{1}{4} \Delta_{лт}$ . А для достижения минимальной мультипликативной погрешности прямая 2 на рис. 2-15, а должна пересекать реальную характеристику при  $\epsilon_x = 0,7 \epsilon_{xm}$ , при этом максимальное значение погрешности  $\Delta_l = \frac{1}{2} \Delta_{лт}$  (рис. 2-16, г).

Установление перечисленных номинальных характеристик не требует никаких дополнительных затрат и сводится лишь к экспериментальному определению номинальной чувствительности преобразователя при  $\epsilon_x = 0$  (прямая 1), при  $\epsilon_x = \epsilon_{xm}$  (прямая 2) и при  $\epsilon_x = 0,7 \epsilon_{xm}$  или  $\epsilon_x = 0,87 \epsilon_{xm}$  (прямая 2 на рис. 2-15, а или 3 на рис. 2-15, б).

**Расширение рабочего диапазона приборов путем использования ряда пределов измерений.** В силу того что создание измерительных преобразователей с большим полным диапазоном (более 100—1000) чрезвычайно сложно, а в целом ряде измерительных задач необхо-

димо измерение величин, изменяющихся в  $10^6 - 10^9$  раз, в измерительной технике очень широко применяется метод переключения пределов измерений с помощью ослабителей (аттенюаторов) — делителей тока и напряжения в электрических цепях, нейтральных светофильтров или диафрагм в приборах с оптическими преобразователями, соответствующих диафрагм (дросселей) в пневматических или гидравлических цепях и т. д. В электрических приборах для измерения неэлектрических величин для этого используют сменные датчики (например, сменные датчики электрического динамометра на 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 5; 10 т и т. д., в то время как вся электрическая аппаратура динамометра остается неизменной).

Выбор шага смены пределов измерений, т. е. величины диапазона  $D_i$  на каждом пределе измерений, определяется допустимым возрастанием погрешности  $\gamma$  (падением точности  $A$ ). Если каждый предел используется для измерения значения  $x$  от  $X_2$  до  $X_1 = X_2/D_i$ , то при аддитивной погрешности текущее значение относительной

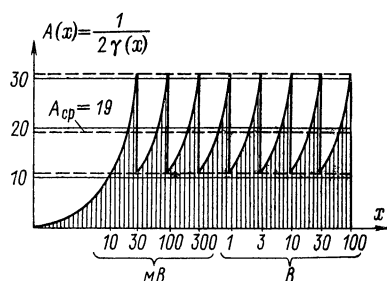


Рис. 2-17

погрешности возрастает от  $\gamma = \gamma_0$  при  $x = X_2$  до  $\gamma_2 = D_i \gamma_0$  при  $x = X_1$ , а точность падает от  $A$  до  $A/D_i$ . Поэтому ЛХТ многопредельного прибора имеет вид кривой на рис. 2-17, где приведена ЛХТ многопредельного вольтметра класса 1,5 ( $\gamma_0 = 1,5\%$ ) с пределами измерения от 30 мВ до 100 В. Так как у вольтметра  $D_i = 3$ , то погрешность на каждом пределе возрастает от 1,5 до 4,5%, а ее среднее (по количеству информации) значение [188]  $\gamma_{ср} = \gamma_0 \sqrt{D} = 2,6\%$  ( $A_{ср} = 19$ ). С этой средней точностью прибор перекрывает диапазон  $X$  от 10 мВ до 100 В. В рассмотренном примере  $\gamma_0 = 1,5\%$ ,  $\gamma_s = 0$  и  $B = \gamma_0/\gamma_s = \infty$ . Для того чтобы перепады точности были меньше, необходимо меньшее значение  $B$  (в соответствии с рис. 2-7, в).

### Глава третья

## ВЕРОЯТНОСТНАЯ И ИНФОРМАЦИОННАЯ ТЕОРИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ

### 3-1. ДЕТЕРМИНИСТИКИЙ И ВЕРОЯТНОСТНЫЙ ПОДХОДЫ К ОЦЕНКЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

На первой стадии изучения любых физических закономерностей задача состоит в том, чтобы выявить и четко определить (детерминировать) основные количественные соотношения этих закономерностей, абстрагируясь от не совсем точного их воспроизведения

в каждом отдельном случае. Таким образом, детерминистский подход неизбежен при решении исходных задач науки. Но при детерминистском подходе мы полагаем, что если на тело с массой  $m$  в течение времени  $t$  действовала сила  $F$  по направлению оси  $x$ , то это тело придет в движение именно по направлению оси  $x$  и остановится в точке  $A$  (рис. 3-1, а), пройдя путь  $S$  и затратив на трение всю энергию, полученную им за время действия силы. Однако от опыта к опыту траектории движения тела оказываются разными, и оно останавливается с различными вероятностями в точках  $A'$ ,  $A''$ ,  $A'''$  ... области  $Z$ , расположенной вокруг точки  $A$  (рис. 3-1, б).

Описание такой ситуации, когда следствия одной и той же причины оказываются разнообразными, дает статистическая физика, а результат детерминистского подхода рассматривается лишь как

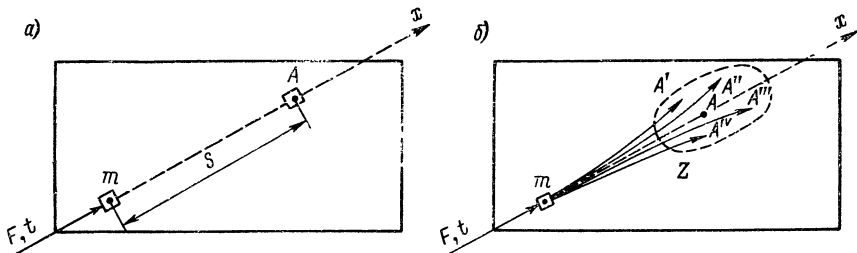


Рис. 3-1

среднее значение (математическое ожидание) исходов опыта. При этом вероятностный подход не только не противоречит детерминистскому, а дополняет его вероятностным описанием возможных отклонений от среднего. Тем не менее переход от детерминистского мышления, когда каждое следствие совершенно однозначно связано со своей причиной, к вероятностному, когда следствия одной и той же причины могут быть различными, оказывается очень трудным. Физика пережила этот период еще в прошлом веке, и теперь статистическая термодинамика или вероятностная (квантовая) механика воспринимаются как само собой разумеющиеся.

В теории измерительной техники дело обстоит далеко не так. Теория вероятностей существует уже более 100 лет, теория информации — более 20 лет, однако в теории измерительной техники они еще только-только начинают использоваться<sup>1</sup>. В результате этого вопросы вероятностной и информационной теории погрешностей еще весьма слабо исследованы. Не исследован даже простейший вопрос — каковы законы распределения вероятностей погрешностей тех или иных приборов, каковы законы распределения вероятностей различных влияющих факторов и т. п. Поэтому все,

<sup>1</sup> Основополагающие вопросы измерительной техники и приборостроения сведены в десятки общесоюзных стандартов, однако ни в одном из них до последнего времени (ГОСТ 8.009—72, 8.011—72) не упоминались вероятностные или информационные понятия.

что излагается далее в этой главе, нельзя найти в каких-либо документах законодательной метрологии или существующих стандартах на средства измерений. Тем не менее наукой накоплен уже большой материал по вероятностной и информационной теории погрешностей, который, как это будет видно из дальнейшего изложения, позволяет решать многие практические вопросы.

Создавшееся положение в теории погрешностей в значительной степени объясняется тем, что детерминистские ограничения параметров средств измерения в виде «от — до», «не больше чем» и т. п. с первого взгляда кажутся более четкими и определенными, чем вероятностные сообщения о том, что «среднеквадратическое значение погрешности равно  $n\%$ », когда с разными вероятностями возможно появление погрешностей и в  $n\%$ , и в  $2n\%$ , и даже в  $3n\%$ .

При детерминистском подходе кажется очевидным, что ток  $1\text{ мА}$ , протекая по резистору с сопротивлением  $1\text{ кОм}$ , создает на нем падение напряжения, равное  $1\text{ В}$ . Однако ответ на этот вопрос вряд ли может быть однозначным. Действительно, говоря о токе  $1\text{ мА}$  и сопротивлении  $1\text{ кОм}$ , мы подразумеваем не точные или мгновенные их значения в каждом отдельном случае, а лишь некоторые средние значения. Таким образом, падение напряжения  $1\text{ В}$  есть математическое ожидание результата, а практические его реализации могут лежать в некоторой области вокруг  $1\text{ В}$  ( $0,999\text{ В}$ ,  $1,000\text{ В}$ ,  $1,001\text{ В}$  и т. д.), причем разброс значений определяется вероятностными характеристиками и тока, и сопротивления. Такой вероятностный подход позволяет одновременно представлять как саму номинальную (детерминированную) функцию преобразования, так и присущую этому преобразованию неопределенность, т. е. его погрешности.

До сих пор в основе нормалей и стандартов лежало предположение о существовании такого «предельного» значения погрешности, которое данное средство измерений «не имеет права» превзойти. Но в действительности никакого точного значения такой «предельной» погрешности не существует. Поэтому попытка указать точное значение границы погрешностей столь же бесперспективна, как и попытка указать точное значение границы области  $Z$  на рис. 3-1, б. Если эта граница будет указана близко к точке  $A$ , то в некоторых случаях тело будет останавливаться и вне этой области. Если же границу удалить настолько, чтобы она никогда не была превзойдена, то она будет настолько далеко располагаться от точки  $A$ , что уже будет нести мало информации о районе наибольшего числа фактических реализаций. Конечно, в подобных ситуациях возможны и любые «перестраховочные» оценки, исходящие «из наихудшего стечения обстоятельств». Однако такой метод оценки практически лишается содержания, если эти «наихудшие стечения обстоятельств» бывают крайне редко и вовсе не соответствуют наиболее часто встречающимся ситуациям, определяющим фактические условия работы прибора. Интуитивно чувствуя эти обстоятельства, каждый исследователь в какое-то число раз отступает от такой «предельной» оценки, а этот произвол приводит к неизвестности «запасов» оценок,



указываемых в паспортах средств измерений, в результатах научных работ и т. п.

Объективно разобраться во всех этих вопросах можно, используя теорию вероятностей и основанную на ней теорию информации, изложение основных положений которых и приводится в последующих параграфах.

### 3-2. НЕОБХОДИМЫЕ СВЕДЕНИЯ ИЗ ТЕОРИИ ВЕРОЯТНОСТЕЙ

Сложность анализа погрешностей измерений состоит в том, что чаще всего они не могут быть точно предсказаны, т. е. проявляются случайным образом. Однако при большом числе повторных наблюдений оказывается, что они подчиняются все же некоторой закономерности, которая может быть описана методами теории вероятностей [39].

Для характеристики частоты появления различных значений случайной величины  $X$  (в нашем случае это погрешность прибора или измерения с учетом и ее систематической составляющей) теория вероятностей предлагает пользоваться законами распределения вероятностей этой величины. При этом различают два вида описания законов распределения: интегральный и дифференциальный.

Интегральным законом распределения  $F(x)$  называют значение вероятности события, заключающегося в том, что случайная величина  $X$  принимает значения, меньшие некоторой величины  $x$ , т. е. функцию  $F(x) = P[X < x]$ . Это неубывающая функция  $x$ , изменяющаяся от  $F(-\infty) = 0$  до  $F(+\infty) = 1$ . Она существует для всех случайных величин, как прерывных, так и непрерывных.

Для случайной величины с непрерывной и дифференцируемой функцией распределения  $F(x)$  можно найти дифференциальный закон распределения вероятностей, выраженный как производная от  $F(x)$ , т. е. как  $p(x) = F'(x)$ . Эта функция, иначе называемая плотностью распределения вероятности, неотрицательна и подчиняется условию нормирования

$$\int_{-\infty}^{+\infty} p(x) dx = 1,$$

что непосредственно следует из свойств  $F(x)$ .

Если непрерывная случайная величина  $X$  принимает значения в пределах некоторого конечного интервала от  $X_1$  до  $X_2$  с одной и той же плотностью вероятности, то такой закон (рис. 3-2, а, б) называется равномерным и записывается как

$$\begin{cases} p(x) = \frac{1}{X_2 - X_1} = \text{const} & \text{при } X_1 < x < X_2; \\ p(x) = 0 & \text{при } x < X_1 \text{ и } x > X_2. \end{cases}$$

Другим часто используемым в теории погрешностей законом распределения вероятностей является нормальный закон, плотность вероятности которого описывается выражением

$$p(x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}},$$

где  $m$  — математическое ожидание, а  $\sigma$  — среднеквадратическое отклонение (см. ниже). Функции интегрального  $F(x)$  (функция Лапласа) и дифференциального  $p(x)$  законов нормального распределения при  $m = 0$  приведены на рис. 3-2, в и г.

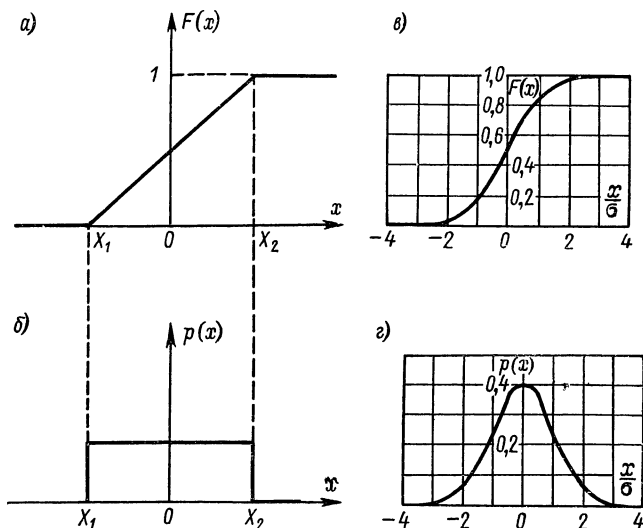


Рис. 3-2

Для оценки того или иного свойства законов распределения используют числовые характеристики, называемые м о м е н т а м и. Среди числовых характеристик случайной величины нас прежде всего интересует ее систематическая составляющая — ее среднее значение, называемое п е р в ы м н а ч а л ь н ы м м о м е н т о м или м а т е м а т и ч е с к и м о ж и д а н и е м. Она обозначается  $M[X]$  и для дискретной величины определяется как сумма произведений всех  $m$  возможных значений  $x_i$  на их вероятности  $P_i$ :

$$M[X] = \sum_{i=1}^{i=m} x_i P_i,$$

а для непрерывной величины с плотностью распределения вероятности  $p(x)$  — как интеграл:

$$M[X] = \int_{-\infty}^{+\infty} x p(x) dx.$$

Определив математическое ожидание, можно найти случайные отклонения  $\Delta_i = x_i - M[X]$  каждого результата наблюдения от математического ожидания. С этой точки зрения различают начальные моменты, найденные без исключения систематической составляющей, и центральные моменты, характеризующие случайную величину за вычетом систематической составляющей. Начальным моментом  $n$ -го порядка дискретной случайной величины  $X$  называется сумма вида

$$a_n[X] = M[X^n] = \sum_{i=1}^{i=m} x_i^n P_i,$$

а начальным моментом непрерывной случайной величины — интеграл

$$a_n[X] = M[X^n] = \int_{-\infty}^{+\infty} x^n p(x) dx.$$

Центральным моментом  $n$ -го порядка случайной величины называется математическое ожидание  $n$ -й степени соответствующей центрированной случайной величины:

$$\mu_n[X] = M[(X - M[X])^n].$$

Второй центральный момент называется дисперсией случайной величины и характеризует рассеяние значений случайной величины вокруг математического ожидания:

$$\mu_2[X] = D[X] = M[(X - M[X])^2].$$

Дисперсия имеет размерность квадрата случайной величины и выражает как бы мощность ее рассеяния. Для наглядной характеристики самого рассеяния пользуются среднеквадратическим отклонением  $\sigma = \sqrt{D[X]}$ , т. е. действующим значением случайной величины  $X - M[X]$ , которое имеет размерность самой случайной величины.

Третий центральный момент характеризует асимметрию, т. е. скошенность распределения. Для симметричных относительно математического ожидания законов распределения он равен нулю.

Четвертый центральный момент характеризует форму, т. е. крутизну спадов распределения, а его относительное значение  $\varepsilon = \mu_4/\sigma^4$  называется эксцессом. Для различных законов распределения эксцесс изменяется от 1 до  $\infty$ . Для классификации законов распределения по их форме удобнее пользоваться величиной

$\kappa = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}} = \frac{D}{\sqrt{\mu_4}} = \sqrt{\frac{\sigma^4}{\mu_4}}$ , обратной корню квадратному из эксцесса и изменяющейся для любых законов распределения от 0 до 1. Эту величину будем именовать контрэксцессом.

Особенность законов распределения таких случайных величин, как погрешности приборов и измерений, состоит в их большом разнообразии. Результирующая погрешность складывается из ряда

составляющих, а при сложении погрешностей законы их распределения существенно деформируются. Поэтому закон распределения суммы даже двух погрешностей может резко отличаться от законов распределения составляющих. Закон распределения  $p(x) = p(x_1 + x_2)$  суммы двух независимых случайных величин, имеющих распределения  $p_1(x)$  и  $p_2(x)$ , называется композицией и выражается как [152]

$$p(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} p_1(z) p_2(x-z) dz.$$

**Образование композиций законов распределения** иллюстрируется рис. 3-3. При суммировании двух равномерно распределенных случайных величин  $X_1$  и  $X_2$  образование композиции, т. е. закона распределения  $p(x_1 + x_2)$ , можно представить себе как «размыв» резко ограниченных концов более широкого распределения (шириной  $a$ ) на величину протяженности  $b$  менее широкого распределения, как показано на рис. 3-3, а. Поэтому композиция имеет форму трапеции с верхним основанием, равным  $a - b$ , и нижним основанием, равным  $a + b$ . Композиция равномерного и нормального распределений (рис. 3-3, б) образуется подобным же образом, но спад результирующего распределения по краям происходит по интегральной функции нормального закона (по функции Лапласа). Композиция двух одинаковых равномерных распределений (рис. 3-3, в) является треугольной (так называемое распределение Симпсона), так как в этом случае верхнее основание трапеции (рис. 3-3, а) обращается в нуль, а нижнее — в  $2a$ . Композиция двух треугольных распределений (рис. 3-3, г) описывается участками парабол и имеет также удвоенную ширину основания. Распределения, показанные на рис. 3-3, построены без соблюдения относительного масштаба кривых по вертикали. Этот масштаб определяется тем, что в каждом случае площадь под кривой закона распределения должна быть равна единице.

**«Предельная», или «максимальная», оценка случайной погрешности** — это ее наибольшее по модулю значение, встретившееся в данном произвольно ограниченном ряду наблюдений. Это именно та простейшая оценка, которая и используется в большинстве случаев практики. Ее основное преимущество состоит в исключительной простоте определения — из всех зарегистрированных отклонений выбирается наибольшее (без учета его знака) и принимается за размер  $\Delta_m$  данной случайной величины, а все остальные наблюдения отбрасываются.

Однако такая «предельная» оценка имеет существенные недостатки. Во-первых, она случайна. То, что в данной серии наблюдений максимальной оказалась погрешность в 1%, совершенно не гарантирует того, что в следующей серии она не окажется равной 2% или 0,5%. Во-вторых, такая оценка является хотя и случайной, но всегда возрастающей функцией длины серии наблюдений, так как при продолжении наблюдений всегда встретятся еще большие по-

грешности, чем наблюдались ранее. Например, при нормальном законе распределения максимальные погрешности  $\Delta_m = \sigma$  встречаются в среднем один раз на каждые 3 наблюдения,  $\Delta_m = 2\sigma$  —

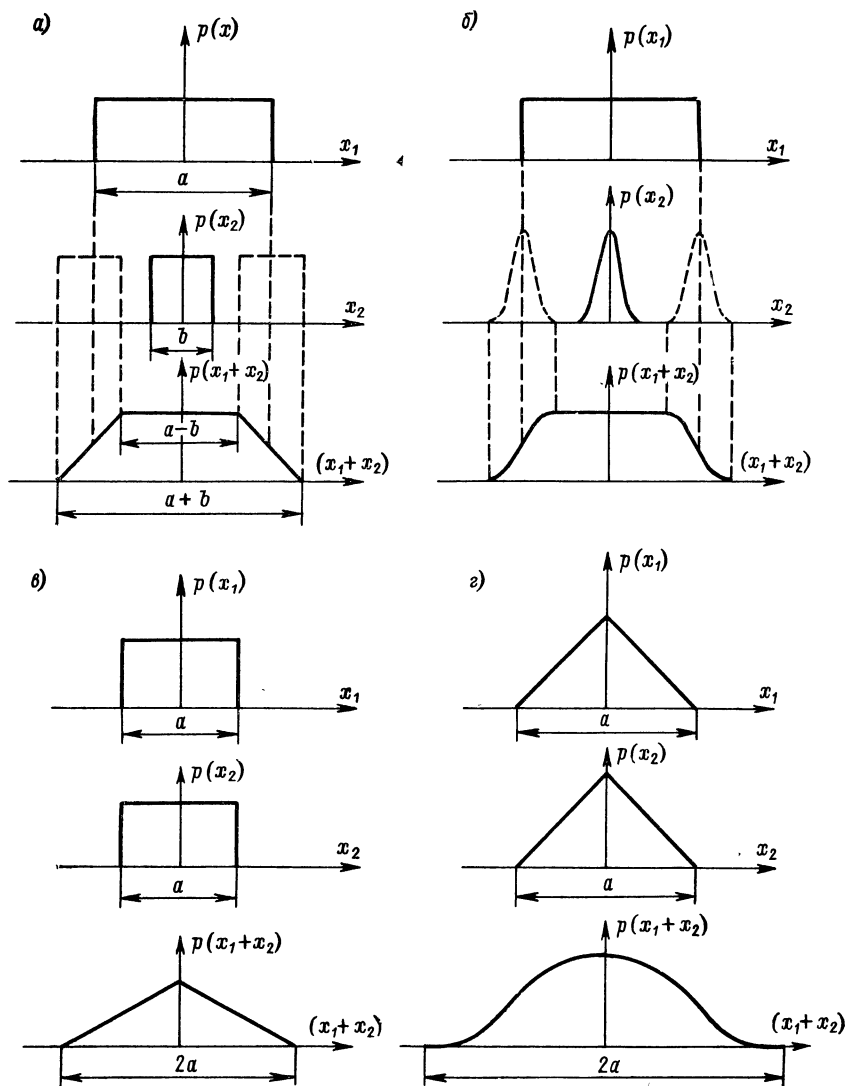


Рис. 3-3

один раз на 22 наблюдения,  $\Delta_m = 3\sigma$  — в среднем один раз на 370 наблюдений и  $\Delta_m = 4\sigma$  — один раз на 15000 наблюдений (рис. 3-4). Это создает неодинаковые условия аттестации простейших измерительных устройств, которые проверяются путем проведения 5—30 на-

блюдений, и более сложных и совершенных приборов, поверяемых путем проведения 200—400 наблюдений, так как последним при одинаковой величине  $\sigma$  приписывается погрешность, в 1,5 раза бóльшая, чем первым.

И, наконец, в-третьих, самым крупным недостатком такой оценки является почти полная бессмысленность суммирования «предельных» значений статистически независимых составляющих погрешности с целью определения результирующей погрешности измерительных устройств, составленных из нескольких отдельно аттестуемых составных частей. Получаемые при суммировании таких оценок значения погрешности могут превышать действительно наблюдаемые погрешности в несколько раз.

Это легко показать и теоретически. Пусть измерительное устройство имеет только три составляющие погрешности, каждая из которых может принимать 11 различных значений:  $-5, -4, \dots, 0, \dots, +4, +5$ . Тогда общее число возможных комбинаций  $11^3 = 1331$ . Суммирование предельных значений соответствует только двум случаям, когда все три погрешности равны  $+5$  или  $-5$ . Если принять, что все комбинации равновероятны (что также является преувеличением, так как большие погрешности обычно встречаются существенно реже малых — см. рис. 3-4), то вероятность этих двух случаев равна всего  $2/1331 = 1/665$ . Если же суммируются не три, а десять таких же погрешностей, то вероятность результирующей погрешности, равной сумме их предельных значений, составляет  $10^{-10}$ , т. е. подобная ситуация не встретится не только за весь срок службы данного прибора, но даже и при одновременной эксплуатации многих тысяч таких приборов.

Это именно тот случай, когда определение «перестраховочной» оценки для «наихудшего стечения обстоятельств» относится к несуществующей ситуации и не позволяет судить о действительной ситуации. Поэтому определения результирующей погрешности прибора путем суммирования максимальных погрешностей его узлов никогда практически и не производят, заменяя его экспериментальным определением погрешности собранного прибора.

Однако сейчас, когда сложные устройства измерительной техники, например информационные системы, наиболее перспективно создавать по агрегатному принципу, т. е. собирать их из отдельно выпускаемых и самостоятельно аттестуемых узлов, для оценки погрешностей этих узлов совершенно необходимы такие критерии, которые позволяли бы проводить расчетное суммирование погрешностей. «Максимальные», или «предельные», оценки для этого не пригодны. Они годны лишь для грубых, прикидочных расчетов и то

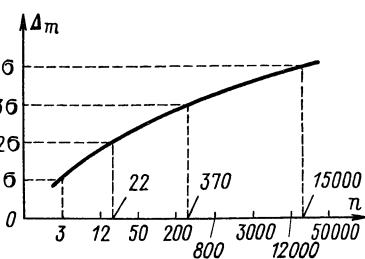


Рис. 3-4

лишь для случая суммирования не более 2—3 отдельных погрешностей (см. конец § 3-8).

**Квантильные оценки случайной погрешности.** Площадь, заключенная под кривой плотности распределения (рис. 3-5), согласно правилу нормирования равна единице, т. е. отражает вероятность всех возможных событий. Эту площадь можно разделить на некоторые части вертикальными линиями. Абсциссы таких линий называют квантилями. Так  $\beta\%$ -ная квантиль — это такая абсцисса, площадь слева от которой составляет  $\beta\%$  общей площади под кривой  $p(x)$ . Медиана — это 50%-ная квантиль, делящая эту площадь на две равные части. Между 25%-ной и 75%-ной квантилями (рис. 3-5, а) заключено 50% всех значений погрешностей, а остальные 50% лежат вне этого промежутка. Между 5%-ной и 95%-ной квантилями заключено 90% всех погрешностей, а 10% всех погрешностей лежат вне этих границ (рис. 3-5, б) и т. д. На основе такого подхода вводится понятие квантильных оценок погрешности.

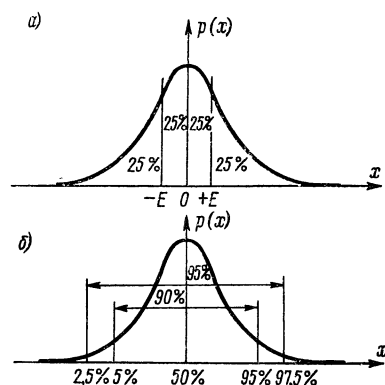


Рис. 3-5

Разность  $\beta\%$ -ной и  $(100 - \beta)\%$ -ной квантилей называется интерквантильным промежутком  $d_d$ , а половину интерквантильного промежутка обычно принимают за доверительное значение погрешности  $\Delta_d = d_d/2$ .

Так как квантили выбираются произвольно, то при сообщении доверительного значения погрешности  $\Delta_d$  должно обязательно одновременно указываться и значение так называемой доверительной вероятности  $P_d$ , т. е. вероятности того, что модуль фактической погрешности будет не больше значения  $\Delta_d$ . Следовательно, такая оценка случайной погрешности есть указание ее «максимального» значения с заданной доверительной вероятностью.

Значения  $P_d$  чаще всего выбираются равными 0,5; 0,7; 0,8; 0,9 или 0,95. Доверительная погрешность  $E$  при  $P_d = 0,5$  называется средней вероятной, так как 50% всех значений погрешности меньше ее, а другие 50% — больше (рис. 3-5, а). Доверительная погрешность при  $P_d = 0,95$  для нормального закона распределения приблизительно соответствует  $\Delta_d \approx 2\sigma$ , а при  $P_d = 0,997$  — соответственно  $\Delta_d \approx 3\sigma$ .

Достоинство доверительной погрешности состоит в том, что ее значение может быть оценено по экспериментальным данным очень простым путем. Пусть проведена серия  $n$  измерений. Из  $n$  погрешностей образуют вариационный ряд, расположив их в порядке возрастания. Слева условно приписывают значение  $-\infty$ , а справа — значение  $+\infty$ , так что вариационный ряд  $-\infty, \Delta_{(1)},$

$\Delta_{(2)}, \dots, \Delta_{(n)}, +\infty$  состоит из  $(n+2)$  членов. Индексы в скобках означают, что в вариационном ряду  $\Delta_{(1)} \leq \Delta_{(2)} \leq \dots \leq \Delta_{(n)}$ . Утверждается, что каждый из членов вариационного ряда является оценкой соответствующих квантилей, которые делят интервал  $(0,1)$  на  $(n+1)$  частей с равными значениями вероятностей, т. е. в среднем вероятности попадания значений погрешностей в каждый из интервалов  $(-\infty, \Delta_{(1)}), (\Delta_{(1)}, \Delta_{(2)}), \dots, (\Delta_{(n-1)}, \Delta_{(n)}), (\Delta_{(n)}, +\infty)$  одинаковы и равны  $1/(n+1)$ . Следовательно, значение  $\Delta_i$  является оценкой  $\frac{i}{n+1} \cdot 100\%$ -ной квантили. При  $n=19$  наибольшее  $\Delta_{(n)}$  и наименьшее  $\Delta_{(1)}$  значения дают оценки 95%-ной и 5%-ной квантилей, а половина их разности — оценку доверительной погрешности при  $P_d=0,9$ . Если при  $n=19$  отбросить крайние значения  $\Delta_{(n)}$  и  $\Delta_{(1)}$  и взять половину разности крайних членов  $\Delta_{(n-1)}$  и  $\Delta_{(2)}$  оставшегося ряда, то получится оценка доверительной погрешности при  $P_d=0,8$  и т. д.

Таким образом, практическое определение  $\Delta_d$  сводится к тому, что из результатов наблюдений отбрасываются наибольшие по модулю, а следовательно, самые неустойчивые, близкие к промахам наблюдения. Если при переменном  $n$  отбрасывается постоянная относительная часть всех наблюдений, то определяемое значение  $\Delta_d$  в отличие от  $\Delta_m$  не зависит от длины  $n$  серии наблюдений и оказывается тем более устойчивым, чем больше серия наблюдений, не уступая по простоте своего определения «максимальному» значению  $\Delta_m$ .

При этом следует иметь в виду, что по ограниченным экспериментальным данным мы получаем не точные доверительные значения, а лишь их приближенные значения — о ц е н к и. Достоверность квантильных оценок резко повышается с понижением значений  $P_d$ , а при постоянном  $P_d$  — с ростом числа наблюдений  $n$ . Поэтому наиболее устойчивой из квантильных оценок является оценка медианы, для определения которой отбрасываются все члены ряда, кроме одного, среднего, члена. Медиану можно принимать за простейшее определение абсциссы центра распределения. В случае определения по экспериментальным данным при одном и том же объеме выборки наблюдений  $n$  дисперсия медианы зависит от вида закона распределения. Для нормального закона со среднеквадратическим отклонением  $\sigma$  дисперсия оценки медианы  $D_{me} = \pi\sigma^2/2n$ , т. е. всего в  $\pi/2$  раз больше дисперсии оценки математического ожидания, равной  $D_x = \sigma^2/n$ .

Квантильные оценки с большими доверительными вероятностями могут быть найдены только при большом числе наблюдений.

Действительно, так как вариационный ряд из  $(n+2)$  членов определяет  $(n+1)$  интервалов с одинаковой в среднем вероятностью попадания в них наблюдений, то при отбрасывании лишь членов  $+\infty$  и  $-\infty$  может быть определена доверительная вероятность, не бóльшая

$$P_d \leq \frac{n-1}{n+1},$$



однако достоверность оценки  $P_d$ , найденной таким образом, очень мала. Для определения оценки  $P_d$  с большей достоверностью с каждого конца вариационного ряда должно быть отброшено большее число наблюдений. Располагая рядом из  $n$  наблюдений и отбрасывая с каждого из концов ряда по  $n_{отб}$  наблюдений, можно определить  $\Delta_d$  с доверительной вероятностью, не большей

$$P_d \leq \frac{n-1-2n_{отб}}{n+1}.$$

Отсюда число наблюдений  $n$ , необходимое для определения  $\Delta_d$  с заданной вероятностью  $P_d$ , составляет

$$n \geq \frac{1+P_d+2n_{отб}}{1-P_d} \approx \frac{2(1+n_{отб})}{1-P_d}$$

и для различных значений  $P_d$  и  $n_{отб}$  сведено в табл. 3-1. Отсюда ясно, что практически можно определить значения  $\Delta_d$  лишь с доверительной вероятностью  $P_d \leq 0,95$  ( $n \approx 100$ ), а определение  $\Delta_d$  с  $P_d = 0,99$  или  $0,997$  практически неосуществимо (необходимо  $n = 200 \div 2000$ ).

Таблица 3-1

$P_d$	Необходимое $n$ при		
	$n_{отб} = 0$	$n_{отб} = 1$	$n_{отб} = 2$
0,8	10	20	30
0,9	20	40	60
0,95	40	80	120
0,99	200	400	600
0,995	400	800	1200
0,997	667	1334	2000

Тем не менее очень часто доверительные погрешности рассчитывают, вводя ничем не обоснованное предположение о том, что вид закона распределения погрешностей точно известен. В частности, используют прием, заключающийся в вычислении по небольшой серии в 20—30 наблюдений среднеквадратического отклонения  $\sigma$ , а затем указывают «максимальную» погрешность  $\Delta_d = 3\sigma$  с доверительной вероятностью  $P_d = 0,997$  на основании предположения о нормальности закона распределения.

Из приведенного выше анализа ясно, что такой прием является «научно» замаскированным обманом вне зависимости от того, допускается ли он сознательно или бессознательно. Дело заключается в том, что реальные законы распределения погрешностей приборов весьма разнообразны и часто очень далеки от нормального. (Это далее будет подробно рассмотрено.) Для установления действительного хода кривой распределения на ее краях необходимо проведение

испытаний, число которых должно быть тем больше, чем больше выбирается значение доверительной вероятности (см. табл. 3-1 и кривую на рис. 3-4). При малом числе испытаний (20—30) какие-либо сведения о ходе кривой в районе квантилей, соответствующих  $P_d = 0,95 \div 0,99$  (не говоря уже о  $P_d = 0,997$ ), отсутствуют и утверждения о ходе кривой распределения в этом неисследованном районе лишены оснований.

Основным недостатком оценки погрешности доверительным значением  $\Delta_d$  при произвольно выбираемых  $P_d$ , как и «максимальной» погрешностью  $\Delta_m$ , является невозможность их суммирования. Приведенные выше применительно к  $\Delta_m$  рассуждения остаются в силе и для  $\Delta_d$ .

**Среднеквадратическое значение  $\sigma$  случайной величины  $X$**  — это ее действующее, эффективное значение, подобное эффективному (в энергетическом смысле) значению тока  $i(t)$  со сложной формой кривой

$$I = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}.$$

Аналогично этому

$$\sigma = \sqrt{D} = \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} x^2 p(x) dx},$$

где  $D$  — дисперсия, или второй центральный момент, случайной величины, а  $p(x)$  — плотность распределения.

Основным достоинством таких энергетических оценок тока с произвольной формой кривой или случайной величины с произвольным законом распределения является возможность простого определения оценки суммарного действия нескольких таких независимых случайных величин благодаря свойству скалярного суммирования мощностей. Так, если по данному участку цепи протекает несколько статистически независимых токов с любой формой кривых, то суммарная их мощность просто равна сумме мощностей  $P_\Sigma = P_1 + P_2 + P_3 + \dots$ , а действующее значение суммы токов определяется из соотношения  $I_\Sigma^2 = I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots$ . Для этого, однако, необходимо, чтобы  $I_1, I_2, I_3, \dots$  были представлены также их действующими (а не максимальными!) значениями.

Подобно этому основным достоинством оценки случайных величин их действующим (т. е. среднеквадратическим) значением  $\sigma$  является возможность определения действующего значения суммы статистически независимых величин как

$$D_\Sigma = \sum_{i=1}^n D_i \quad \text{или} \quad \sigma_\Sigma^2 = \sum_{i=1}^n \sigma_i^2$$

безотносительно к разнообразию законов распределения каждой из суммируемых величин и деформации законов при образовании композиций.

Таким образом, для того чтобы отдельные составляющие погрешности средств измерений можно было легко суммировать, они должны предварительно нормироваться своими среднеквадратическими значениями  $\sigma$ , а не «максимальными»  $\Delta_m$  или доверительными  $\Delta_d$  значениями. При этом открывается возможность расчетным путем не только точно складывать любое число погрешностей, что необходимо при анализе сложных измерительных устройств, но и точно вычитать погрешности, что необходимо при синтезе из отдельных узлов сложных устройств с заданной результирующей погрешностью. Действительно, если  $\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}$ , то  $\sigma_2 = \sqrt{\sigma_{\Sigma}^2 - \sigma_1^2}$ . Правда, при всех этих действиях нужно учитывать корреляционные взаимосвязи суммируемых или вычитаемых погрешностей (см. § 3-7, 3-8).

### 3-3. НЕОБХОДИМЫЕ СВЕДЕНИЯ ИЗ ТЕОРИИ ИНФОРМАЦИИ

**Вероятностная теория информации** является дальнейшим развитием теории вероятностей применительно к процессам получения и передачи информации и, в частности, к процессам измерения. «Основная идея теории информации, — писал К. Шеннон в работе [269], — состоит в том, что с информацией можно обращаться почти так же, как с такими физическими величинами, как масса или энергия». Но «почти так же» не означает «точно так же». Действительно, характеристикой «транспортной» способности тока с кривой произвольной формы (при переносе вещества, например, в электролитической ванне) является его среднее значение, равное

$$I_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt.$$

При использовании того же тока для «транспортировки» энергии его оценка в виде  $I_{cp}$  оказывается непригодной, а количество переносимой энергии обусловлено уже действующим значением этого тока, определяемым другим функционалом в виде

$$I^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt.$$

Но, как утверждал Н. Винер [286], «информация есть информация, а не вещество и не энергия». Поэтому можно предположить, что для однозначной характеристики процессов транспортировки информации необходим иной функционал.

Анализ дезинформационного действия случайных помех с различными законами распределения вероятностей привел К. Шеннона к выводу, что вносимая помехой дезинформация определяется не только мощностью этой помехи, т. е. ее среднеквадратическим значением  $\sigma$ , но еще зависит и от вида закона распределения этой помехи.

Формально это положение К. Шеннон сформулировал в виде своей 16-й теоремы [268], которая утверждает, что если помеха в вероятностном смысле не зависит от сигнала, то независимо от закона распределения и мощности сигнала дезинформационное действие помехи определяется ее энтропией

$$H(X) = - \int_{-\infty}^{+\infty} p(x) \ln p(x) dx, \quad (3-1)$$

т. е. функционалом, отличным по своему виду от двух предыдущих.

Значение этого функционала для теории измерений стало ясно после того, как советскими учеными [95, 124, 125, 168, 188, 202, 203] на основании этого подхода был разработан аппарат анализа погрешностей и введено понятие эквивалентного в энтропийном смысле деления шкалы [203], позднее [171] названного энтропийным значением погрешности.

Действительно, закономерная неоднозначность между среднеквадратическим  $\sigma$  и практически нормируемым  $\Delta$  значениями погрешности явствует из сложившейся практики. Так, при равномерном законе распределения обычно стараются определить и указать его граничные значения  $\Delta = 1,73 \sigma$ , а при нормальном законе распределения, когда граничные значения удалены в бесконечность, — значения  $\Delta = 2\sigma$ . Однако отсутствие формального, логически обоснованного метода определения приводит к индивидуальному выбору подобных соотношений каждым исследователем и порождает разноречивость.

Одним из возможных подходов к логическому обоснованию этих значений и оказалась вероятностная теория информации. Это обоснование сводится к следующему. Согласно К. Шеннону количество информации определяется как разность энтропий  $q = H(X) - H(X/X_n)$  — энтропии  $H(X)$  значений измеряемой величины до измерения и энтропии  $H(X/X_n)$  неопределенности действительного значения  $X$  в интервале неопределенности вокруг полученного после измерения показания  $X_n$ , т. е. энтропии погрешности. Например, при равномерном распределении измеряемой величины в пределах от  $X_1$  до  $X_2$  и равномерном распределении погрешности в интервале неопределенности  $d = 2\Delta$  (рис. 3-6)  $H(X) = \ln(X_2 - X_1)$ , а  $H(X/X_n) = \ln d = \ln 2\Delta$  и количество информации

$$q = \ln(X_2 - X_1) - \ln d = \ln \frac{X_2 - X_1}{d} = \ln N.$$

Последнее соотношение  $q = \ln N$ , если  $N = (X_2 - X_1)/d$ , справедливо при любом законе распределения вероятностей погрешности, поэтому В. И. Рабинович и М. П. Цапенко [203] предложили называть число  $N$  числом эквивалентных делений, различимых в диапазоне  $X_2 - X_1$  при данном законе  $p(x)$  распределения погрешности, а  $d_{\text{экв}}$  — эквивалентным (в энтропийном смысле) делением. Мы же будем называть  $N$  числом различимых градаций из-

меряемой величины, а  $d_{\text{экв}}$  — эквивалентным (по энтропии) интервалом неопределенности. Значение эквивалентного интервала неопределенности можно математически строго определить для любого закона распределения как величину, стоящую под знаком логарифма в выражении для  $H(X/X_n)$ , устраняя тем самым возможность какого-либо произвола.

Так как

$$H(X/X_n) = - \int_{-\infty}^{+\infty} p(x) \ln p(x) dx,$$

то, например, для нормально распределенной погрешности, т. е. при

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \text{ и } \ln p(x) = -\ln(\sigma\sqrt{2\pi}) - \frac{x^2}{2\sigma^2},$$

получаем:

$$\begin{aligned} H(X/X_n) &= \int_{-\infty}^{+\infty} p(x) \left( \ln \sigma\sqrt{2\pi} + \frac{x^2}{2\sigma^2} \right) dx = \\ &= \ln \sigma\sqrt{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} p(x) dx + \frac{1}{2\sigma^2} \int_{-\infty}^{+\infty} x^2 p(x) dx. \end{aligned}$$

Учитывая, что  $\int_{-\infty}^{+\infty} p(x) dx = 1$  и по определению дисперсии  $\int_{-\infty}^{+\infty} x^2 p(x) dx = \sigma^2$ , получаем:

$$H(X/X_n) = \ln \sigma\sqrt{2\pi} + 1/2 = \ln \sigma\sqrt{2\pi} + \ln \sqrt{e} = \ln(\sqrt{2\pi e} \sigma),$$

и эквивалентный интервал неопределенности  $d_{\text{экв}} = \sqrt{2\pi e} \sigma \approx \approx 4,132\sigma$ , а число различных градаций при равномерном распределении измеряемой величины

$$N = \frac{X_2 - X_1}{d_{\text{экв}}} = \frac{X_2 - X_1}{4,132\sigma}.$$

Подобным же образом число различных градаций может быть найдено для любого выраженного аналитически закона распределения погрешности.

Разделение диапазона  $X_2 - X_1$  измеряемой величины на отдельные различные градации на основании формальных положений теории информации в виде функционала (3-1) для энтропии представлено на рис. 3-7. Здесь диапазон  $X_2 - X_1$  разбит на эквивалентные интервалы  $d_{\text{экв}}$ , вычисленные указанным выше путем, и относительно центра каждого такого интервала как начала координат построена кривая соответствующего закона распределения погреш-

ности (равномерного, треугольного и нормального). Отсюда видно, что смысл шенноновского определения энтропии помехи состоит в том, что только при равномерном распределении погрешности границы интервалов неопределенности (логарифм числа которых есть количество информации  $q = \ln N$ ) совпадают с границами распределения погрешности, т. е. отдельные полосы погрешностей лишь соприкасаются между собой. При треугольном, а тем более при нормальном или экспоненциальном распределениях погрешности эквивалентные интервалы уже размаха распределения погрешностей и определяются лишь той частью распределения, где сосредоточена основная масса этих погрешностей, а края распределений перекрываются.

При практическом использовании приведенных соотношений удобнее оперировать с полови-

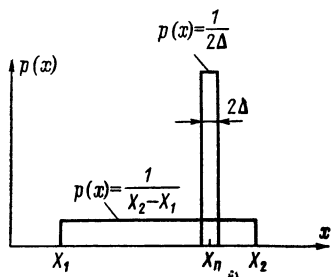


Рис. 3-6

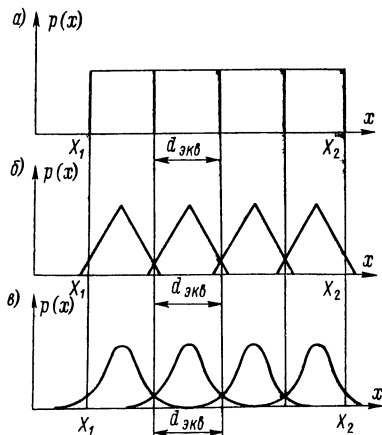


Рис. 3-7

ной интервала  $d_{эКВ}$ , именуемой энтропийным значением погрешности  $\Delta_s$ . Формальным определением энтропийного значения погрешности являются соотношения:

$$H(X/X_n) = \ln d_{эКВ} = \ln 2\Delta_s;$$

$$d_{эКВ} = 2\Delta_s = e^{H(X/X_n)} \quad \text{и} \quad \Delta_s = \frac{1}{2} e^{H(X/X_n)}.$$

Зависящее от вида закона распределения соотношение между  $\Delta_s$  и  $\sigma$  определяется энтропийным коэффициентом  $k = \Delta_s/\sigma$ . Так, для равномерного закона распределения  $\Delta_s = \Delta = \sqrt{3}\sigma = 1,73\sigma$  и  $k = 1,73$ , для нормального закона  $\Delta_s = \frac{\sqrt{2\pi e}}{2}\sigma = \sqrt{\frac{\pi e}{2}}\sigma = 2,066\sigma \approx 2,07\sigma$  и  $k \approx 2,07$ , для треугольного закона (распределение Симпсона)  $k = \sqrt{\frac{3e}{2}} = 2,02$  и т. д.

Достоинством понятий энтропийного значения погрешности и энтропийного коэффициента закона распределения является очень простая связь мощности помехи  $\sigma^2$  с вносимой ею дезинформацией

$H(X/X_n)$  или с получаемым при измерении количеством информации  $q$ , а именно:

$$\Delta_3 = k\sigma; \quad H(X/X_n) = \ln d_{\text{экр}} = \ln 2k\sigma;$$

$$N = \frac{X_2 - X_1}{2k\sigma} \quad \text{и} \quad q = \ln N,$$

исключающая допуская без этого произвол.

Вторым достоинством этого подхода является то, что энтропийное значение погрешности почти точно соответствует практически используемым сейчас оценкам случайных погрешностей, другими словами, используемая в настоящее время в большинстве случаев оценка в виде  $\Delta_m$  из серии в 20—30 наблюдений очень близка к именно энтропийному значению погрешности.

**Алгоритмическая теория информации.** Наряду с неоспоримыми достоинствами вероятностная теория информации К. Шеннона применительно к задачам измерительной техники имеет один недостаток. Дело заключается в том, что К. Шеннон принял за постулат утверждение о том, что постоянная величина, не имеющая разнообразия, информации не несет и не создает помехи передаче информации. Применительно к задачам расшифровки секретных кодов или задачам передачи радиосигналов, которыми конкретно занимался К. Шеннон, этот постулат не создавал никаких трудностей. Действительно, добавление к каждой посылке кода некоторого постоянного числа (т. е. сдвиг всех чисел этого кода по числовой оси) не усложняет его расшифровки, а добавление к радиосигналу постоянной составляющей не изменяет этого сигнала.

Однако применительно к задачам измерительной техники дело обстоит иначе. Если постоянные величины действительно не несут в себе никакой информации, то с какой же целью во всех странах содержится штат сотрудников метрологических учреждений и затрачиваются крупные суммы средств на передачу по радио образцовых, строго постоянных частот, на создание и хранение эталонов, на передачу постоянных значений этих эталонов образцовым и рабочим приборам? Спрашивается, передачей чего занята вся сеть метрологической службы в государственном и всемирном масштабе? Ответ на эти вопросы не вызывает никаких сомнений — это именно передача информации, содержащейся в постоянных величинах. Таким образом, постоянные величины безусловно несут в себе информацию, а вероятностная теория информации не позволяет ее оценивать.

Правда, какое-то суждение, скажем, о мешающем действии напряжения, остающегося постоянным во времени (рис. 3-8, а) или принимающего произвольным образом два равновероятных значения  $+U$  и  $-U$  (рис. 3-8, б), можно составить и на основании рассмотрения вероятностной энтропии. Так, в первом случае закон распределения вероятностей (рис. 3-8, в) значений этого напряжения представляется  $\delta$ -функцией с координатой  $+U$  и площадью  $P = 1$ , а во втором случае (рис. 3-8, г) — двумя  $\delta$ -функциями с  $P_1 = P_2 = 0,5$

при  $+U$  и  $-U$ . Вероятностная энтропия в первом случае есть  $H(u) = 0 = \ln 1$ , а во втором  $H(u) = \ln 2$ . Таким образом, если оценивать дезинформационное действие этих сигналов величинами, стоящими под знаком логарифма в выражениях для вероятностной энтропии, то мешающее действие первого сигнала лишь в два раза меньше мешающего действия второго. Однако, каковы они по своей абсолютной величине, остается неясным.

Дискретное двухмодальное распределение вида 3-8,  $z$  с  $P_1 = P_2 = 1/2$  при  $x = \pm U$  интересно тем, что для него совпадают между собой все рассмотренные ранее оценки случайных погрешностей: максимальная, средневероятная, доверительная при всех значениях доверительной вероятности и среднеквадратическое отклонение, равные  $U$ . Рассуждая логически, естественно принять и энтропийное значение погрешности такого закона распределения также равным  $U$ .

К такому же выводу можно прийти, если использовать идеи, выдвинутые академиком А. Н. Колмогоровым [109, 110], о том, что понятие энтропии может быть сформулировано не только для ансамблей объектов, описываемых на языке теории вероятностей, но и для одиночных объектов.

Эти идеи развивались далее в работах шведского математика Мартина-Лёфа [149, 283]. Согласно работам [109, 149] с каждым одиночным объектом можно сопоставить натуральное число на числовой оси, которое всегда можно представить в двоичном коде. При этом программа  $p$  представления числа  $x$  в двоичном коде должна быть наикратчайшей, или асимптотически оптимальной. Тогда сложность элемента  $k_a(x)$  можно характеризовать длиной  $l$  этой программы, т. е.  $k_a(x) = \min l(p)$  «Грубо говоря, — пишет Мартин-Лёф [149], — это минимальное число двоичных знаков, чтобы задать  $x$ ». А. Н. Колмогоров [109] предложил определять энтропию неслучайного объекта  $x$  как  $H_a(x) = k_a(x) = \min l(p)$ , т. е. энтропия постоянной величины может быть выражена как  $H_a(x) \approx n \approx \log_2(x)$  (где  $n$  — число двоичных разрядов, а индекс  $a$  означает алгоритмическую энтропию по Колмогорову). Используя работы А. Н. Колмогорова и Мартина-Лёфа, Т. В. Донецкая [71] предложила от двоичного логарифма в выражении для  $H_a(x)$  перейти к логарифму при любом основании, а, кроме того, для знакопеременной величины с постоянной амплитудой (рис. 3-8, б) считать длину программы  $p$  больше на один двоичный разряд.

Отдавая себе полный отчет в том, что выражение для  $H_a(x)$  в концепции А. Н. Колмогорова имеет вид лишь приближенного равенства, примем энтропию для распределения на рис. 3-8, в в виде точ-

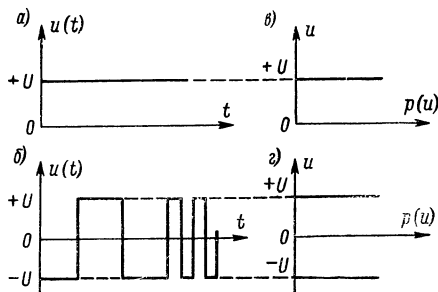


Рис. 3-8



ного равенства  $H_a(x) = \ln|u|$ , а для распределения на рис. 3-8,  $z$  — в виде  $H_a = \ln 2|u|$  и рассмотрим следствия таких соотношений.

Интервал неопределенности  $d$ , вносимый систематической составляющей погрешности, определяется при этом как  $d = |u|$ , а для постоянной по величине, но знакопеременной погрешности — как  $d = 2|u|$ . Энтропийные значения соответственно будут равны  $\Delta_a = \frac{|u|}{2}$  и  $\Delta_a = |u|$ . При этом определенное выше на основе

логического подхода энтропийное значение погрешности с двузначным дискретным законом распределения вида рис. 3-8,  $z$  совпадает с энтропийным значением той же погрешности, полученным с использованием идей А. Н. Колмогорова об алгоритмическом подходе к понятию энтропии. Энтропийный коэффициент этого закона распределения, определенный исходя из алгоритмической энтропии,  $k_a = \Delta_a/\sigma = 1$ , в то время как, определенный исходя из вероятностной энтропии, он был бы равен нулю.

В работах [109, 149] алгоритмический подход распространен только на постоянные величины и не касается величин случайного характера. Можно предполагать, что энтропия случайных погрешностей, не разложимых на дискретную и непрерывную случайные составляющие, должна описываться на языке шенноновской энтропии. Если же подобные случайные погрешности суммируются с погрешностями дискретной природы, их вероятностная энтропия должна постепенно переходить в алгоритмическую при увеличении веса второго слагаемого. Таким образом, совместное использование понятий вероятностной энтропии для случайных погрешностей и алгоритмической энтропии для систематических погрешностей позволяет иметь их единое информационное описание. Однако этот вопрос еще очень слабо исследован.

**О размерности и единицах абсолютной и относительной погрешностей, энтропии и количества информации.** Абсолютные погрешности, в каких бы значениях они ни выражались ( $\Delta_m$ ,  $\Delta_d$ ,  $\Delta_s$ ,  $\sigma$ ), измеряются в единицах самой измеряемой величины. Если эти значения применяются для выражения относительных или приведенных погрешностей, то при определении  $\gamma = \Delta/X$  или  $\gamma = \sigma/X$  значения  $\Delta$  или  $\sigma$  и значения  $X$  должны подставляться в одних и тех же единицах. Это правило остается в силе и при использовании соотношений теории информации.

Единицы энтропии и количества информации одни и те же, однако численное значение энтропии или информации зависит от основания используемых логарифмов. При теоретическом анализе, интегрировании и дифференцировании математических выражений наиболее удобно использовать натуральные логарифмы, и тогда энтропия и количество информации получаются в так называемых натуральных единицах (сокращенное обозначение — нит). При анализе цифровых машин и других устройств, работающих в двоичном коде, удобнее использовать двоичные логарифмы, и тогда энтропия и количество информации получаются в двоичных единицах

(сокращенно — бит). И, наконец, при анализе измерительных устройств, работающих в подавляющем большинстве случаев в десятичном (или двоично-десятичном) коде, удобнее использовать десятичные логарифмы и десятичные единицы энтропии и информации (сокращенно — дит).

Соотношения между этими единицами приближенно следующие: 1 дит = 2,3 нит = 3,3 бит, 1 нит = 1,45 бит = 0,43 дит и 1 бит = 0,69 нит = 0,3 дит.

Количество информации в битах, дитах или нитах будет вычислено правильно лишь тогда, когда  $X$  и  $\Delta$  будут подставляться в соответствующие выражения для энтропии безразлично в каких, но обязательно одних и тех же единицах. Действительно,

$$q = H(X) - H(\Delta) = \lg(X_2 - X_1) - \lg 2\Delta = \lg \frac{X_2 - X_1}{2\Delta},$$

где  $X$  и  $\Delta$  должны быть в одних и тех же единицах. График закона распределения  $p(\Delta)$  зависит от единиц  $\Delta$  по обоим осям, так как масштаб по оси абсцисс имеет размерность  $X$ , а по оси ординат  $1/X$ . Поэтому численное значение энтропии

$$H(\Delta) = - \int_{-\infty}^{+\infty} p(x) \ln p(x) dx$$

или в простейшем случае  $H(\Delta) = \ln 2\Delta$  зависит от единиц  $\Delta$ , совпадающих с единицами  $X$ . Энтропийное значение  $\Delta_s = \frac{1}{2} e^{H(\Delta)}$  автоматически получается в тех же единицах, в которых была отложена погрешность по оси  $\Delta$ , согласно соотношению  $\Delta_s = \frac{1}{2} e^{H(\Delta)} = \frac{1}{2} e^{\ln 2\Delta} = \frac{1}{2} 2\Delta = \Delta$ .

Сделанные замечания полностью относятся и к алгоритмической энтропии. Если, например, сумма 10 000 руб. 00 коп. была определена с точностью до 1 коп., то при определении количества информации, содержащейся в этом сообщении, обе величины должны быть выражены или в копейках (тогда  $X = 10^6$ ,  $\Delta = 1$ ,  $H(X) = 6$  дит,  $H(\Delta) = 0$  дит и  $q = 6 - 0 = 6$  дит) или обе — в рублях (тогда  $X = 10^4$ ,  $\Delta = 10^{-2}$ ,  $H(X) = 4$  дит,  $H(\Delta) = -2$  дит и  $q = 4 - (-2) = 6$  дит). Отсюда также следует, что результаты измерения, представленные числами 999, 0,999 или 0,000999, несут равные количества информации, так как первый дан с интервалом неопределенности  $d = 1$  (поскольку последующий, не указанный в этом результате знак мог бы иметь значения от 0 до 9), второй — с  $d = 10^{-3}$ , а третий — с  $d = 10^{-6}$ . Поэтому количество информации в первом равно  $3 - 0 = 3$  дит, во втором  $0 - (-3) = 3$  дит и в третьем  $(-3) - (-6) = 3$  дит, т. е., попросту говоря, трем десятичным знакам. Однако количество информации в результате, записанном как 999000, равно 6 дит, так как указание значащих нулей равносильно тому, что они не отличаются от нулей (в противном случае следует писать  $999 \cdot 10^3$ ).

### 3-4. ПРАКТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ВЫЧИСЛЕНИЯ ПО ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫМ ДАННЫМ ЧИСЛОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЗАКОНОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ (НЕОБХОДИМЫЕ СВЕДЕНИЯ ИЗ СТАТИСТИКИ)

Полный набор всех значений (в том числе и совпадающих между собой), которые может принять случайная величина при бесконечном числе испытаний, в статистике принято называть генеральной совокупностью. Проводя эксперимент, мы получаем лишь некоторое число  $n$  этих значений, называемое выборкой объема  $n$ . Определяя по данным этой выборки характеристики закона распределения, мы получаем не истинные значения  $F(x)$ ,  $p(x)$ ,  $\sigma$ ,  $\Delta$  и т. д., характерные для всей генеральной совокупности, а лишь некоторые, случайно отклоняющиеся от истинных значения  $\bar{F}(x)$ ,  $\bar{p}(x)$ ,  $\bar{\sigma}$ ,  $\bar{\Delta}$ , называемые в статистике оценками

соответствующих характеристик, найденными по выборке.

Особенность экспериментально полученных значений случайной величины состоит в том, что они оказываются естественно квантованными (округленными). Так, например, если устройство позволяет получать отсчеты измеряемой величины через 0,1%, а случайный разброс составляет  $\pm 0,2\%$ , то разнообразие всех значений погрешности, ко-

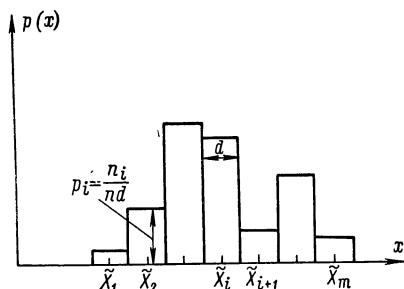


Рис. 3-9

которые будут зарегистрированы, будет ограничено пятью различными значениями:  $-0,2$ ;  $-0,1$ ;  $0$ ;  $+0,1$ ;  $+0,2$ . Поэтому, даже произведя  $n \rightarrow \infty$  наблюдений, мы не сможем построить по этим экспериментальным данным плавные функции  $F(x)$  или  $p(x)$ , а получим график  $p(x)$  лишь в виде пяти столбцов, называемый гистограммой. К этому же приводит объединение (группирование) более мелко квантованных экспериментальных значений в более крупные 5—10 столбцов гистограммы с целью упрощения вычислений, когда для последующих вычислений за  $\bar{x}_i$  для всего столбца принимается координата центра столбца (рис. 3-9).

**Эмпирическое значение вероятности** попадания значений случайной величины в  $i$ -й интервал группирования  $P_i = n_i/n$  (где  $n_i$  — количество  $x_i$ , попавших в  $i$ -й интервал, а  $n$  — полное число наблюдений) называется частотой. Оценка плотности вероятности для данного интервала группирования находится делением частоты на длину  $d$  этого интервала, т. е. как

$$p_i(x) = \frac{P_i(x)}{d} = \frac{n_i}{nd}.$$

**Оценка математического ожидания** случайной величины есть среднее арифметическое всех полученных результатов наблюдений, т. е.

$$\bar{X} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i.$$

а если оно определяется по сгруппированным данным, то

$$\bar{X} = \sum_{i=1}^m \tilde{X}_i p_i,$$

где  $\tilde{X}_i$  — координата центра  $i$ -го интервала,  $p_i$  — частота попадания наблюдений в  $i$ -й интервал, а  $m$  — число интервалов.

Чем меньше объем выборки, тем больше вероятность того, что  $\bar{X}$  будет отличаться от математического ожидания  $M(X)$  генеральной совокупности. Однако эти отличия являются случайными и могут быть как положительными, так и отрицательными при любом объеме выборки, поэтому  $M(\bar{X}) = M(X)$ . Такие статистические оценки, у которых при любом объеме выборки отсутствует систематическая погрешность, называются в статистике **несмещенными оценками**. Оценка математического ожидания в виде арифметического среднего и есть пример несмещенной оценки.

Разброс  $\bar{X}$  относительно  $M(X)$  при объеме выборки  $n$  оценивается значением дисперсии  $\bar{X}$ , которая равна  $D(\bar{X}) = D/n$ , где  $D$  — дисперсия генеральной совокупности  $x_i$ . Распределение величины  $\bar{X}$  асимптотически нормально вне зависимости от вида распределения  $x_i$ . Это означает, что уже при  $n = 100$  и более величина  $\bar{X}$  распределена нормально с  $M(\bar{X}) = M(X)$  и  $\sigma(\bar{X}) = \sigma/\sqrt{n}$ .

**Оценка дисперсии  $D^*$** , т. е. второго центрального момента, вычисленная по определению, т. е. как

$$D^* = \mu_2^*(x_i) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{X})^2$$

или как

$$D^* = \mu_2^*(x_i) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^m (\tilde{X}_i - \bar{X})^2 n_i, \quad (3-2)$$

оказывается смещенной, т. е. кроме разброса имеет систематическую отрицательную погрешность, возрастающую в среднем по мере уменьшения  $n$ , как это показано на рис. 3-10. Для исключения этой

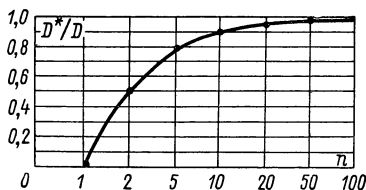


Рис. 3-10

погрешности значение  $D^*(x_i)$ , найденное по (3-2), необходимо умножить на поправочный множитель Бесселя  $A = n/(n-1)$ . Поэтому под выборочной дисперсией с поправкой Бесселя  $\bar{D}^*$  понимают величину

$$\bar{D}^*(x_i) = \frac{\sum_1^n (x_i - \bar{X})^2}{n-1} \approx \frac{\sum_1^m (\tilde{X}_i - \bar{X})^2 n_i}{n-1}, \quad (3-3)$$

а под оценкой среднеквадратического отклонения  $\bar{\sigma}^*(x_i)$  с поправкой Бесселя — корень из этой величины.

Дисперсия значений выборочной дисперсии зависит от вида закона распределения генеральной совокупности  $x_i$  и от объема выборки  $n$  как [217, стр. 320]

$$D(D^*) = \frac{1}{n} \mu_4 - \frac{n-3}{n(n-1)} \mu_2^2,$$

где  $\mu_2 = \sigma^2$  и  $\mu_4$  — второй и четвертый центральные моменты генеральной совокупности. Это соотношение приводит к приближенным соотношениям

$$D(D^*) \approx \frac{\mu_4 - \sigma^4}{n} \quad \text{и} \quad \sigma(\sigma^*) \approx \frac{\sqrt{\mu_4 - \sigma^4}}{2\sigma\sqrt{n}}.$$

Для практического определения  $D(D^*)$  и  $\sigma(\sigma^*)$  приходится пользоваться оценками  $\bar{\sigma}^*$  и  $\bar{\mu}_4^*$ , хотя они тем менее достоверны, чем меньше объем выборки.

**Оценка четвертого центрального момента** может быть вычислена (без поправки на смещение) как

$$\mu_4^* = \frac{1}{n} \sum_1^n (x_i - \bar{X})^4,$$

а с учетом поправки на смещение как

$$\bar{\mu}_4^* = \frac{n(n^2 - 2n + 3)}{(n-1)(n-2)(n-3)} \mu_4^* - \frac{3n(2n-3)}{(n-1)(n-2)(n-3)} \mu_2^{*2}.$$

**Группирование исходных данных** вне зависимости от того, определяется ли оно разрешающей способностью используемой измерительной аппаратуры или производится уже над полученными данными для упрощения последующих вычислений, также приводит к появлению систематических погрешностей, т. е. смещению определяемых численных характеристик законов распределения, для устранения которого используются поправки Шеппарда. При вычислении нечетных центральных моментов смещения от группирования не происходит, а для определения поправленного по Шеппарду значения  $\bar{\mu}$  четных моментов следует пользоваться соотношениями:

$$\tilde{D}^* = D^* - \frac{1}{12} d^2 \quad \text{и} \quad \tilde{\mu}_4^* = \mu_4^* - \frac{1}{2} \mu_2^{*2} d^2 + \frac{7}{240} d^4,$$

где  $d$  — ширина столбца гистограммы. Отсюда при определении по опытным данным среднеквадратического отклонения следует одновременно учитывать поправки на смещение от недостаточности числа наблюдений  $n$  и от группирования, т. е. недостаточно малой ширины столбцов  $d$ , т. е. вычислять его как

$$\tilde{\sigma} = \sqrt{\left[ \frac{\sum_1^m (\tilde{X}_i - \bar{X})^2 n_i}{n} - \frac{d^2}{12} \right] \frac{n}{n-1}}$$

или

$$\tilde{\sigma} = \sqrt{\tilde{\sigma}^{*2} \left( 1 - \frac{d^2}{12\tilde{\sigma}^{*2}} \right)} \approx \tilde{\sigma}^* \left[ 1 - \frac{1}{24} \left( \frac{d}{\tilde{\sigma}^*} \right)^2 \right],$$

где

$$\tilde{\sigma}^* = \sqrt{\frac{\sum_1^m (\tilde{X}_i - \bar{X})^2 n_i}{n-1}}, \quad \text{а} \quad \sigma^* = \sqrt{\frac{\sum_1^m (\tilde{X}_i - \bar{X})^2 n_i}{n}}.$$

Поправки Шеппарда были получены им при наложении на вид закона распределения ряда ограничений и справедливы лишь для одномодальных и достаточно быстро и плавно спадающих на краях законов распределения (законов экспоненциального вида, — например нормального, или симметричных экспоненциальных законов и близкого к ним треугольного) и не применимы для закона Коши, равномерного или арксинусоидального распределений.

Для равномерного закона распределения, как показала Е. И. Король [111], поправка для дисперсии имеет обратный знак и

$$\tilde{D}^* = D^* + \frac{d^2}{12}; \tilde{\sigma}^* = \sigma^* \left[ 1 + \frac{1}{24} \left( \frac{d}{\sigma^*} \right)^2 \right],$$

а для четвертого момента  $\tilde{\mu}_4^* = \mu_4^* + \frac{1}{2} \mu_2^* d^2 - \frac{7}{240} d^4$ .

Для арксинусоидального распределения [111] поправка также положительна и

$$\tilde{D}^* = D^* + \frac{d^2}{8} + \frac{d\sigma^*}{6} \quad \text{или} \quad \tilde{D}^* = D^* \left[ 1 + \frac{1}{2} \left( \frac{d}{\sigma^*} \right)^2 \right],$$

а

$$\tilde{\mu}_4^* = \mu_4^* + \sigma^{*3} \left( d - \frac{5}{40} \sqrt{d\tilde{\sigma}^*} \right).$$

**Оценка энтропийного значения случайной величины** по экспериментальным данным получается из следующих соотношений. Плотность распределения вероятностей для каждого столбца гистограммы (рис. 3-9) шириной  $d$  равна  $p_i(x_i) = n_i/(nd)$ , отсюда оценка вероятностей энтропии, определяемая как

$$H(X) = - \int_{-\infty}^{+\infty} p(x) \ln p(x) dx,$$

при нахождении ее по гистограмме из  $m$  столбцов приводит к соотношению

$$\begin{aligned} H^*(X) &= - \sum_{i=1}^m \int_{\tilde{x}_i - \frac{d}{2}}^{\tilde{x}_i + \frac{d}{2}} \frac{n_i}{nd} \ln \frac{n_i}{nd} dx = \sum_{i=1}^m \frac{n_i}{nd} \left( \ln \frac{nd}{n_i} \right) d = \\ &= \sum_{i=1}^m \frac{n_i}{n} \ln \frac{nd}{n_i} = \sum_{i=1}^m \frac{n_i}{n} \ln \frac{n}{n_i} + \frac{\ln d}{n} \sum_{i=1}^m n_i = \sum_{i=1}^m \frac{n_i}{n} \ln \frac{n}{n_i} + \ln d. \end{aligned}$$

Представив выражение для оценки энтропии в виде

$$H^*(X) = \ln \left[ d \prod_{i=1}^m \left( \frac{n}{n_i} \right)^{\frac{n_i}{n}} \right],$$

получим выражение для оценки энтропийного значения случайной величины<sup>1</sup>

$$\Delta^* = \frac{1}{2} e^{H^*(X)} = \frac{d}{2} \prod_{i=1}^m \left( \frac{n}{n_i} \right)^{\frac{n_i}{n}} = \frac{d}{2} \frac{\sqrt[n]{n^{\sum n_i}}}{\sqrt[m]{\prod_{i=1}^m (n_i)^{n_i}}} = \frac{dn}{2} 10^{-\frac{1}{n} \sum_{i=1}^m n_i \lg n_i}.$$

Такая оценка энтропийного значения также оказывается смещенной, и, как показали Е. И. Король и М. Привчева [110] для поправки на смещение от недостаточно большого числа  $n_i$  наблюдений, попадающих в каждый столбец гистограммы, она должна быть умножена на поправочный множитель  $A_1 = \left( 1 + \frac{m}{2n} \right)$ .

Поправка на смещение оценки энтропийного значения  $\Delta$  от группирования, так же как и для  $\sigma$ , зависит от вида закона распределения, но эта зависимость несколько иная. Так, при равномерном законе распределения  $x_i$  смещение оценки  $\Delta$  от группирования равно нулю и поправка не нужна. При треугольном, нормальном и симметричных экспоненциальных законах распределения поправка убывает в зависимости от ширины  $d$  столбцов гистограммы, так же как и поправка для  $\sigma$ , и поправочный множитель равен  $A_2 = \left[ 1 - \frac{1}{24} \left( \frac{d}{\sigma} \right)^2 \right]$ , а при арксинусоидальном законе распределения поправка убывает с увеличением числа  $m$  столбцов гистограммы гораздо медленнее и поправочный множитель может быть выражен как  $A_2 \approx \left( 1 - \frac{1}{5} \sqrt{\frac{d}{\sigma}} \right)$ .

Таким образом, выражение для несмещенной оценки энтропийного значения случайной величины в общем случае может быть записано как  $\tilde{\Delta} = A_1 A_2 \Delta^*$ , а в частных случаях принимает вид:

<sup>1</sup> Здесь и далее для обозначения энтропийного значения будем использовать обозначение  $\Delta$  (без индекса «э»).

Таблица 3-2

$n_i$	$n_i \lg n_i$	$n_i$	$n_i \lg n_i$	$n_i$	$n_i \lg n_i$	$n_i$	$n_i \lg n_i$
—		51	87,09	101	202,43	151	329,01
2	0,60	52	89,23	102	204,93	152	331,66
3	1,43	53	91,39	103	207,35	153	334,26
4	2,11	54	93,55	104	209,81	154	336,86
5	3,50	55	95,72	105	212,27	155	339,50
6	4,67	56	97,90	106	214,73	156	342,14
7	5,92	57	100,09	107	217,21	157	344,76
8	7,22	58	102,28	108	219,66	158	347,40
9	8,59	59	104,48	109	222,09	159	350,02
10	10,00	60	106,69	110	224,59	160	352,67
11	11,46	61	108,90	111	227,06	161	355,30
12	12,95	62	111,13	112	229,52	162	357,97
13	14,48	63	113,36	113	232,02	163	360,61
14	16,05	64	115,60	114	234,52	164	363,26
15	17,64	65	117,84	115	237,03	165	365,90
16	19,26	66	120,09	116	239,52	166	368,55
17	20,92	67	122,35	117	242,00	167	371,17
18	21,49	68	124,61	118	244,52	168	373,88
19	24,30	69	126,88	119	247,01	169	376,52
20	26,02	70	129,16	120	249,54	170	379,17
21	27,76	71	131,44	121	252,04	171	381,84
22	29,53	72	133,73	122	254,55	172	384,51
23	31,32	73	136,02	123	257,07	173	387,19
24	33,12	74	138,32	124	259,59	174	389,85
25	34,95	75	140,63	125	262,14	175	392,54
26	36,79	76	142,94	126	264,68	176	395,23
27	38,65	77	145,26	127	267,20	177	397,91
28	40,52	78	147,58	128	269,75	178	400,57
29	42,41	79	149,91	129	272,29	179	403,27
30	44,32	80	152,25	130	274,82	180	405,95
31	46,23	81	154,59	131	277,37	181	408,63
32	48,17	82	156,93	132	279,92	182	411,34
33	50,11	83	159,29	133	282,49	183	414,06
34	52,07	84	161,64	134	285,06	184	416,72
35	54,04	85	164,00	135	287,60	185	419,45
36	56,03	86	166,37	136	290,17	186	422,13
37	58,02	87	168,74	137	292,76	187	424,86
38	60,03	88	171,12	138	295,32	188	427,55
39	62,05	89	173,50	139	297,89	189	430,26
40	64,08	90	175,88	140	300,48	190	432,95
41	66,13	91	178,27	141	303,05	191	435,67
42	68,17	92	180,67	142	305,66	192	438,41
43	70,24	93	183,07	143	308,27	193	441,10
44	72,31	94	185,47	144	310,80	194	443,85
45	74,39	95	187,88	145	313,39	195	446,55
46	76,48	96	190,30	146	315,96	196	449,25
47	78,59	97	192,72	147	318,59	197	452,04
48	80,70	98	195,14	148	321,22	198	454,77
49	82,82	99	197,56	149	323,82	199	457,46
50	84,95	100	200,00	150	326,42	200	460,22



для законов экспоненциального типа

$$\tilde{\Delta} = \left(1 + \frac{m}{2n}\right) \left(1 - \frac{1}{24} \frac{d^2}{\sigma^2}\right) \frac{dn}{2} 10^{-\frac{1}{n} \sum_1^m n_i \lg n_i}$$

для равномерного закона

$$\tilde{\Delta} = \left(1 + \frac{m}{2n}\right) \frac{dn}{2} 10^{-\frac{1}{n} \sum_1^m n_i \lg n_i},$$

для арксинусоидального закона

$$\tilde{\Delta} = \left(1 + \frac{m}{2n}\right) \left(1 - \frac{\sqrt{d}}{5\sqrt{\sigma}}\right) \frac{dn}{2} 10^{-\frac{1}{n} \sum_1^m n_i \lg n_i}.$$

Для практических вычислений энтропийных оценок погрешности удобно пользоваться табл. 3-2, где приведены округленные значения  $n_i \lg n_i$ .

**Дисперсия оценки энтропийного значения случайной величины,** так же как и дисперсия  $\sigma^*$ , убывает с увеличением объема выборки  $n$ . Но уменьшение разброса с возрастанием  $n$  для  $\Delta$  происходит значительно быстрее, чем для  $\sigma$ . Поэтому если при  $n = 15$  относительные среднеквадратические погрешности  $\sigma(\sigma^*)/M(\sigma^*)$  и  $\sigma(\Delta^*)/M(\Delta^*)$  примерно одинаковы, то при определении этих оценок с большей точностью (например, с погрешностью 7,5% для равномерного распределения) для нахождения значения  $\sigma$  необходимо  $n = 30$  наблюдений, а для вычисления  $\Delta$  с той же относительной погрешностью (7,5%) достаточна выборка с  $n = 20$  наблюдений.

### 3-5. КЛАССИФИКАЦИЯ ВИДОВ ЗАКОНОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ РЕЗУЛЬТИРУЮЩЕЙ ПОГРЕШНОСТИ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

По признаку симметрии законы распределения подразделяются на симметричные, когда случайные погрешности, равные по величине, но различные по знаку, встречаются одинаково часто, и несимметричные — скошенные. Погрешности, как правило, распределены приблизительно симметрично, поэтому скошенных законов распределения мы рассматривать не будем.

По числу максимумов в кривой распределения (называемых модами) законы подразделяются на безмодальные (не имеющие моды) и одномодальные, двухмодальные и полимодальные (последние мы также рассматривать не будем).

С позиций теории вероятностей форма закона распределения численно характеризуется его относительным четвертым моментом или его обратной величиной в виде введенного выше (см. § 3-2) значения контрэксцесса  $\kappa = \sigma^2/\sqrt{\mu_4}$ , а с позиций теории информации — значением энтропийного коэффициента  $k = \Delta/\sigma$ . Поэтому более де-

тальную классификацию законов распределения удобно вести именно в плоскости этих двух координат. Для всех возможных законов распределения  $\kappa$  изменяется от 0 до 1, а  $k$  — от 0 до 2,066, поэтому каждый закон может характеризоваться некоторой точкой в этом прямоугольнике, представленном на рис. 3-11.

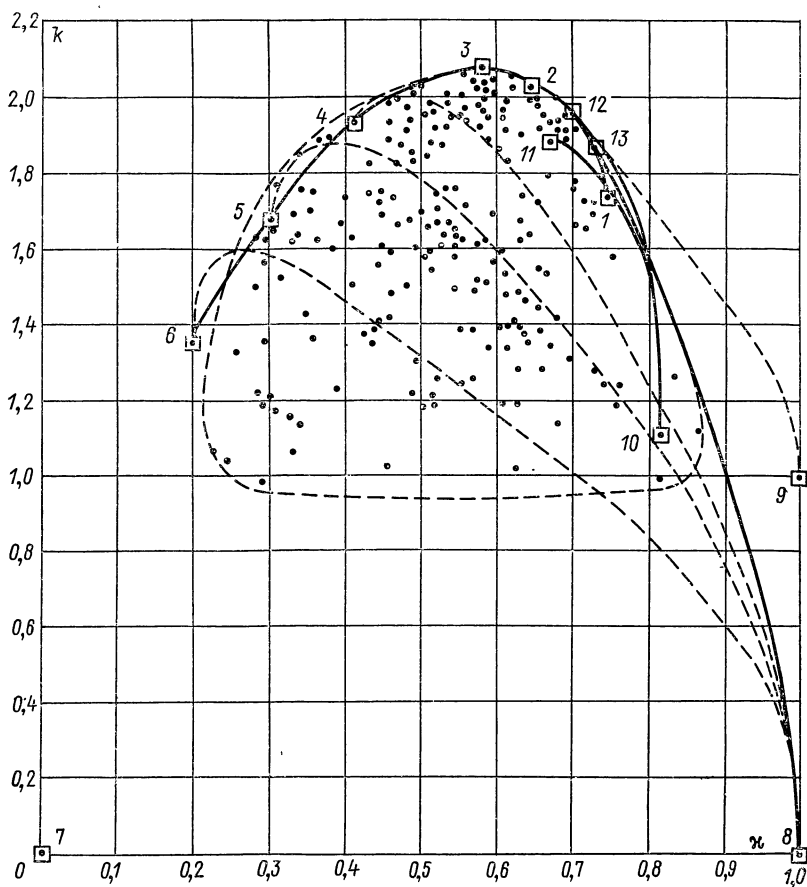


Рис. 3-11

Фактические законы распределения результирующих погрешностей различных средств измерений изучены еще весьма недостаточно, однако те немногие работы, в которых приводятся такие данные [85, 112, 171], позволяют очертить область этих законов в виде штрихового овала, показанного на рис. 3-11, где точки соответствуют законам распределения исследованных средств измерений. Для суждения о том, какими математическими выражениями эти законы могут быть аппроксимированы, рассмотрим ряд законов распределения, описываемых простейшими математическими зависимостями.

**Равномерный закон**, или закон равномерной плотности, является безмодальным, т. е. не имеющим моды, характеризуется постоянством  $p(x) = 1/(2\Delta)$  в интервале от  $-\Delta$  до  $+\Delta$  и  $p(x) = 0$  вне этого интервала (рис. 3-2, б). Его дисперсия  $D = \Delta^2/3$  и  $\sigma = \sqrt{D} = \Delta/\sqrt{3}$ . Его четвертый момент  $\mu_4 = \Delta^4/5$  и контрэксцесс

$$\kappa = \frac{\sigma^2}{\sqrt{\mu_4}} = \frac{\Delta^2 \sqrt{5}}{3 \Delta^2} = \frac{\sqrt{5}}{3} \approx 0,74.$$

Энтропия этого распределения  $H(X) = \ln 2\Delta$ , энтропийное значение погрешности равно  $\Delta$  и энтропийный коэффициент  $k = \Delta/\sigma = \sqrt{3} = 1,73$ . Таким образом, этому закону распределения в координатах рис. 3-11 соответствует отмеченная квадратом точка 1, находящаяся на правом краю области, характерной для законов распределения погрешностей средств измерений.

**Трапециевидные законы и закон Симпсона.** Если два следующих друг за другом измерительных преобразователя обладают независимыми погрешностями, распределенными по равномерным законам  $p(x_1)$  и  $p(x_2)$ , то результирующая погрешность распределена по композиции  $p(x_1 + x_2)$  этих законов, которая (как это было показано на рис. 3-3, а) представляет собой трапецию.

Если интервалы неопределенности  $x_1$  и  $x_2$  равны между собой (оба равны  $a$ ), то трапециевидное распределение превращается (см. рис. 3-3, в) в треугольное, или закон Симпсона. При основании треугольника, равном  $2a$ , его высота  $p(x)$  при  $x = 0$  найдется из соотношения  $\frac{1}{2} 2ap(x) = 1$  или  $p(x) = \frac{1}{a}$ , и закон распределения может быть записан по участкам в виде

$$p(x) = \begin{cases} 0 & \text{при } |x| > a; \\ \frac{a - |x|}{a^2} & \text{при } |x| < a. \end{cases}$$

Дисперсия этого распределения равна  $D = a^2/6$  и  $\sigma = a/\sqrt{6}$ , его четвертый момент  $\mu_4 = a^4/15$  и контрэксцесс  $\kappa = 0,646$ , а энтропия этого распределения

$$H(X) = -2 \int_0^a \frac{a-x}{a^2} \ln \frac{a-x}{a^2} dx = \ln a + \frac{1}{2} = \ln a \sqrt{e}.$$

Отсюда энтропийное значение погрешности  $\Delta = a\sqrt{e}/2 \approx 0,824a$ , а энтропийный коэффициент

$$k = \frac{\Delta}{\sigma} = \frac{a\sqrt{e}}{2} \frac{\sqrt{6}}{a} = \sqrt{\frac{3e}{2}} \approx 2,02.$$

В координатах рис. 3-11 этому распределению соответствует отмеченная квадратом точка 2, а точки, соответствующие всем трапециевидным распределениям, являющимся композициями двух равномерных, лежат на кривой, соединяющей точки 1 и 2, распо-

женной также на правом краю области реальных законов распределения погрешностей средств измерений.

**Симметричные экспоненциальные законы распределения**, вид кривых которых изображен на рис. 3-12, как показал И. А. Назаров [175], математически могут быть описаны единым выражением

$$p(x) = \frac{\alpha}{2\lambda\sigma\Gamma(1/\alpha)} e^{-\left|\frac{x-\bar{x}}{\lambda\sigma}\right|^\alpha},$$

где  $\lambda = \sqrt{\frac{\Gamma(1/\alpha)}{\Gamma(3/\alpha)}}$ , а  $\sigma$  — среднее квадратическое отклонение.

При  $\bar{x} = 0$  и  $\lambda\sigma = 1$  оно приводится к виду

$$p(x) = \frac{\alpha}{2\Gamma(1/\alpha)} e^{-|x|^\alpha} = A(\alpha) e^{-|x|^\alpha} \quad (3-4)$$

с нормирующим множителем  $A(\alpha)$ , зависящим от закона распределения, т. е. от значения  $\alpha$ . При  $\alpha \rightarrow \infty$  это выражение описывает рав-

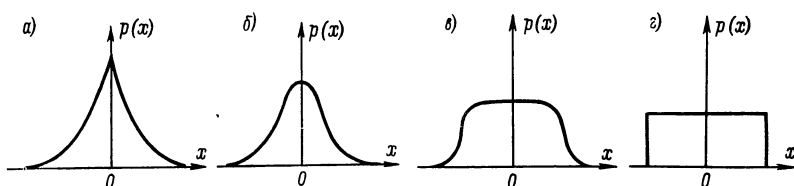


Рис. 3-12

номерный закон (рис. 3-12, г), при  $\alpha > 2$  — плавные, близкие к трапецеидальным законы (рис. 3-12, в), а при  $\alpha = 2$  — нормальный закон, или закон Гаусса (рис. 3-12, б), с

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} e^{-|x|^2} \quad \text{и} \quad \Delta = \sigma \sqrt{\frac{\pi e}{2}}$$

(вывод был дан выше на стр. 60), энтропийным коэффициентом  $k = 2,066$  и  $\kappa = 1/\sqrt{3} = 0,577$ . В координатах рис. 3-11 нормальный закон характеризуется точкой 3, а точки, характеризующие его композиции с равномерным законом (показанные на рис. 3-3, б), лежат на рис. 3-11 на кривой, соединяющей точки 1 и 3 и проходящей по правому краю отмеченной области.

При  $\alpha$ , равном 1; 0,707 и 0,5, эти законы

$$p(x) = 0,5e^{-|x|}; \quad p(x) \approx 0,399e^{-|x|^{0,707}} \quad \text{и} \quad p(x) = 0,25e^{-|x|^{0,5}}$$

принимают вид рис. 3-12, а и характеризуются на рис. 3-11 соответственно точками 4, 5 и 6 с координатами  $k = 1,92$  и  $\kappa = 0,408$ ,  $k = 1,695$  и  $\kappa = 0,304$ ,  $k = 1,35$  и  $\kappa = 0,199$ .

Перечень возможных моделей описания реальных законов распределения результирующих погрешностей средств измерений показывает, что они достаточно разнообразны. Это разнообразие простирается более чем на половину (от  $\kappa = 0,2$  до  $\kappa = 0,8$ ) всей теорети-

чески возможной области  $\kappa = 0 \div 1$ . Поэтому принимаемые часто предположения, что закон распределения погрешностей того или иного средства измерений является нормальным (или равномерным), без экспериментального определения параметров этого закона (хотя бы  $k$  и  $\kappa$ ) являются весьма рискованными.

**Экстремальные законы распределения** — это закон распределения Коши и дискретное двузначное распределение, имеющие  $\kappa = 0$  и  $\kappa = 1$  соответственно. Согласно закону Коши (рис. 3-13)

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\pi \left[ 1 + \frac{(x-m)^2}{\sigma^2} \right]},$$

где  $m$  — координата центра распределения, а  $\sigma$  — параметр ширины размытости этого распределения, но не его среднеквадратическое отклонение (см. ниже), распределяется, например, отношение двух

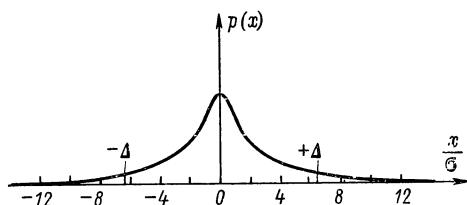


Рис. 3-13

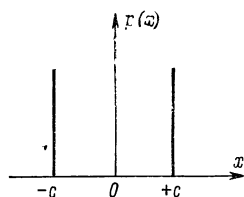


Рис. 3-14

нормально распределенных случайных величин. Экстремальность этого распределения состоит в том, что обычный аппарат теории вероятностей не позволяет определить его параметры — интегралы, определяющие дисперсию  $D$  и четвертый момент  $\mu_4$ , расходятся, т. е. дают для  $D$  и  $\mu_4$  значения, равные бесконечности, а их отношение в виде  $\kappa = D/\sqrt{\mu_4}$  оказывается равным нулю. Интеграл же, определяющий энтропию, продолжает сходиться, давая значение  $H(X) = \ln(4\pi\sigma)$  и  $\Delta_s = 2\pi\sigma$ . Однако вследствие  $D = \infty$  энтропийный коэффициент этого распределения равен нулю и точка 7, соответствующая этому закону в координатах рис. 3-11, располагается при  $\kappa = 0$  и  $k = 0$ .

Экстремальным распределением, находящимся на другом конце оси  $\kappa$  (точка 8 на рис. 3-11), является дискретное двузначное распределение, показанное на рис. 3-14, состоящее из двух  $\delta$ -функций при  $x = c$  и  $x = -c$ , под каждой из которых заключена площадь, т. е. вероятность  $P_1 = P_2 = 0,5$ . Это такое распределение, когда наблюдаются лишь равновероятные погрешности  $+c$  и  $-c$ . Таково, например, распределение погрешностей, появляющихся в нуль-органах от гистерезиса срабатывания триггера.

Такое распределение легко оценивается вероятностными критериями, и для него  $\sigma = c$ ,  $D = c^2$ ,  $\mu_4 = c^4$  и  $\kappa = 1$ . Однако его вероятностная энтропия  $H_s = \ln 2$  оказывается не зависящей от значений  $c$ , и его вероятностный энтропийный коэффициент при возра-

станции  $c$  стремится к нулю (точка 8 на рис. 3-11), т. е. аппарат вероятностной теории информации не позволяет оценить параметры этого распределения.

Алгоритмическая же энтропия этого распределения  $H_a(X) = \ln 2c$ , поэтому алгоритмическое энтропийное значение погрешности  $\Delta_a = c$  и алгоритмический энтропийный коэффициент  $k_a = \Delta_a/\sigma = 1$ . В этом случае соответствующей этому распределению точкой в координатах рис. 3-11 является точка 9.

**Композиции экспоненциальных и дискретного двухмодального распределений** при различном соотношении между  $\Delta_a = c$  дискретного и  $\sigma$  экспоненциального распределений имеют вид кривых рис. 3-15, т. е. являются двухмодальными. Геометрическим местом

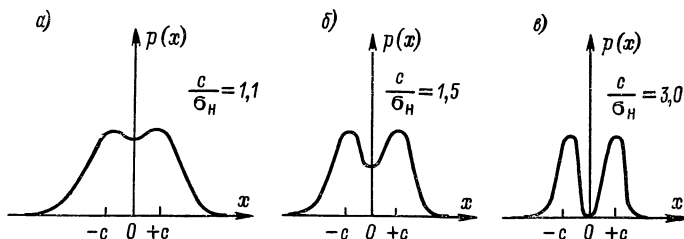


Рис. 3-15

точек, соответствующим этим распределениям в координатах рис. 3-11 при оценке их вероятностной энтропией, служат кривые, соединяющие точки 3, 4, 5, 6 и точку 8. При этом до тех пор, пока провал кривой результирующего закона распределения при  $x = 0$  не подходит близко к оси  $x$  (рис. 3-15, а и б), энтропийное значение погрешности с таким распределением близко к  $\Delta \approx \Delta_a + \Delta_s$ , где  $\Delta_a$  — энтропийное значение погрешности с дискретным распределением, а  $\Delta_s$  — энтропийное значение суммируемой погрешности с экспоненциальным распределением.

Если результирующее энтропийное значение погрешности такой композиции определять как сумму  $\Delta = \Delta_a + \Delta_s$  и при дальнейшем возрастании  $\Delta_a = c$  (рис. 3-15, в), то значения  $k = \Delta/\sigma_{\Sigma}$  на рис. 3-11 будут изменяться по штриховой кривой, соединяющей, например, точки 3 и 9. Эту кривую и можно принять в первом приближении за оценку, учитывающую одновременно как вероятностную, так и алгоритмическую энтропию.

### 3-6. ЗАКОНЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ОТДЕЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ПОГРЕШНОСТИ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

Эти законы еще мало изучены, поэтому укажем распределения лишь для тех погрешностей, для которых они известны.

**Погрешность от зазора в кинематической цепи** (или погрешность от гистерезиса триггера) распределена по дискретному дву-

значному закону (рис. 3-14), так как принимает лишь значения  $+c$  и  $-c$ . Погрешности такого вида характеризуются точкой 9 на рис. 3-11. Погрешности от гистерезиса в общем случае отличается от погрешности от зазора в кинематической цепи тем, что сосредоточение погрешностей вокруг  $+c$  и  $-c$  может быть более или менее размытым и распределение погрешности приобретает вид кривых рис. 3-15, соответствующих на рис. 3-11 штриховой линии, соединяющей точки 3 и 9.

**Погрешность от опрокидывания** подвижной части при наличии зазора между керном и подпятником в приборах на кернах, а также погрешность от наводки синусоидального напряжения распределены по так называемому арксинусоидальному закону.

Если бы опрокидывание подвижной части прибора происходило только в плоскости, перпендикулярной его стрелке, то стрелка перемещалась бы параллельно самой себе на величину зазора и погрешность имела бы распределение, показанное на рис. 3-14. Если же, наоборот, опрокидывание происходило бы только в плоскости стрелки, то ее конец просто поднимался или опускался бы над одним и тем же делением шкалы и погрешность была бы равна нулю ( $c = 0$  на рис. 3-14). Если же опрокидывание равновероятно во всех направле-

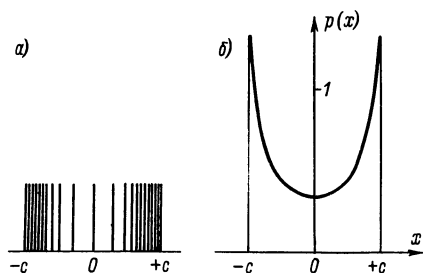


Рис. 3-16

ниях, то это равносильно множеству дискретных распределений (рис. 3-16, а), плотность которых нарастает к краям, как проекции равномерно расставленных по окружности образующих цилиндра на плоскость, параллельную его оси. Кривая плотности такого распределения показана на рис. 3-16, б.

Таким же образом распределена погрешность от наводки синусоидального напряжения на вход прибора, если считать, что моменты времени, в которые производятся мгновенные отсчеты, распределены равномерно во времени. Действительно, проходя через нуль, напряжение наводки изменяется быстро, и поэтому вероятность произвести отсчет именно в этот момент мала. В районе же положительного или отрицательного максимума напряжение изменяется медленно, долго оставаясь близким к  $+c$  или  $-c$ , и вероятность такой погрешности возрастает.

В общем виде этот закон распределения можно записать как

$$p(x) = \frac{A}{\cos \varphi} = \frac{A}{\cos \left( \arcsin \frac{x}{c} \right)} = \frac{A}{\sqrt{1 - \left( \frac{x}{c} \right)^2}},$$

где  $x$  изменяется по закону  $x = c \sin \varphi$ , а  $\varphi$  — равномерно распределенная случайная величина. Нормируя этот закон распределения,

получаем:

$$A \int_{-c}^{+c} \frac{dx}{\sqrt{1 - \left(\frac{x}{c}\right)^2}} = A\pi c = 1 \quad \text{или} \quad A = \frac{1}{\pi c}$$

и

$$p(x) = \frac{1}{\pi c \sqrt{1 - \left(\frac{x}{c}\right)^2}}.$$

Среднеквадратическое (т. е. действующее) значение синусоиды общеизвестно и равно  $\sigma = c/\sqrt{2}$ . Четвертый момент этого распределения  $\mu_4 = \frac{3}{8}c^4$ , а  $\kappa = 0,816$ . Вероятностная энтропия и определенный по ней энтропийный коэффициент равны:  $H(x) = \ln(\pi c/2)$ , отсюда  $\Delta_B = \pi c/4$  и  $k_B = \pi/2\sqrt{2} = 1,11$ .

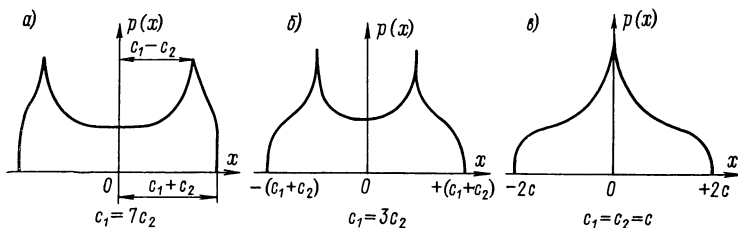


Рис. 3-17

Таким образом, при оценке по вероятностной энтропии этому распределению на рис. 3-11 соответствует точка 10.

**Композиции двух арксинусоидальных распределений** возникают при суммировании двух независимых арксинусоидально распределенных погрешностей. Они образуются аналогично кривым рис. 3-3, а и в зависимости от соотношения  $c_1$  и  $c_2$  составляющих принимают вид кривых рис. 3-17. При  $c_1 = c_2$  (рис. 3-17, в) эта композиция имеет  $k = 1,88$  и  $\kappa = 0,667$ , т. е. характеризуется на рис. 3-11 точкой 11. Поэтому все промежуточные композиции рис. 3-17 располагаются на рис. 3-11 по кривой, соединяющей точки 10 и 11.

Композиции арксинусоидального и нормального распределений на рис. 3-11 соответствует кривая, выходящая из точки 10 и далее плавно сливающаяся со штриховой кривой, соединяющей точки 9 и 3.

**Погрешности от квантования или от трения в опорах подвижной части приборов** распределены по равномерному закону. В этом легко убедиться просто из рассмотрения рис. 2-4 — погрешностей от квантования больше  $+\Delta_m$  и меньше  $-\Delta_m$  не встречается, а внутри этого интервала они равновероятны. Таково же распределение погрешностей и от трения — внутри зоны застоя подвижная часть мо-



жет с равной вероятностью остановиться в любом положении. В итоге все погрешности подобного вида характеризуются в координатах рис. 3-11 точкой 1, а их попарные композиции — кривой, соединяющей точки 1 и 2.

**Распределение дополнительных погрешностей от влияющих факторов** определяется распределением значений самого этого фактора

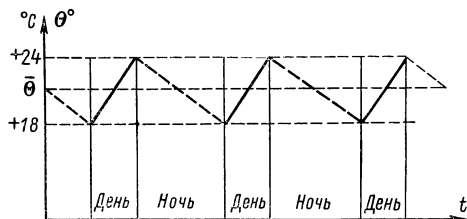


Рис. 3-18

и величиной коэффициента влияния (см. п. «Основная и дополнительные погрешности» в § 2-1). Так как функции влияния принимаются, как правило, линейными, а коэффициенты влияния — постоянными, то распределение дополнительной погрешности  $\Delta$  как неслучайной (систематической)

линейной функции случайного аргумента  $x$  повторяет с масштабом (по оси  $\Delta = \psi x$ ) в виде коэффициента влияния  $\psi$  закон распределения вероятностей влияющей величины  $x$ .

Погрешность от температуры для приборов, работающих в цеховых или лабораторных условиях при односменной работе, определяется кривой циклического изменения температуры  $\Theta^\circ(t)$ , имеющей вид кривой на рис. 3-18. За ночь помещение остывает, например, до  $+18^\circ\text{C}$ , а за рабочий день нагревается до  $+24^\circ\text{C}$ . Поэтому рас-

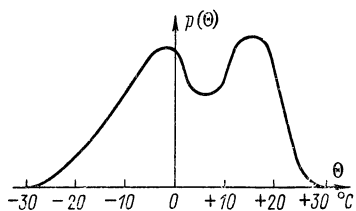


Рис. 3-19

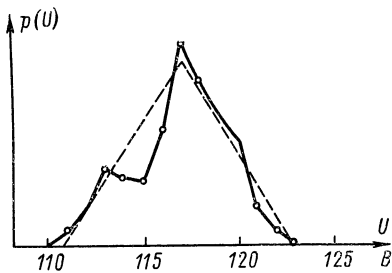


Рис. 3-20

пределение температуры оказывается равномерным, например, с математическим ожиданием  $\bar{\Theta} = +21^\circ\text{C}$  и энтропийным значением отклонения  $\Delta = 3^\circ\text{C}$ . Умножая эти значения на соответствующий коэффициент влияния, получаем параметры распределения возникающей в этих условиях температурной погрешности.

При работе приборов вне помещений такое же влияние имеет распределение температур атмосферного воздуха. Распределение этих температур согласно данным «Метеорологического ежегодника», обработанным в работе [171], имеет вид несколько асимметричной кривой (рис. 3-19) с двумя максимумами. Энтропийный коэффи-

циент этого распределения в среднем равен  $k = 1,95$ , а энтропийное значение отклонений от математического ожидания для Европейской части СССР устойчиво сохраняется равным  $20^\circ \text{C}$  ( $\pm 1 \div 2^\circ \text{C}$ ). В координатах рис. 3-11 этому распределению соответствует точка 12, лежащая на кривой 3—9 при  $k = 1,95$ .

Распределение погрешности от колебаний напряжения питания аналогичным образом повторяет распределение вероятностей колебаний питающего напряжения с учетом соответствующего коэффициента влияния. Экспериментально определенное распределение вероятностей значения напряжения сети 127 В, 50 Гц «Ленэнерго» приведено на рис. 3-20. Энтропийный коэффициент этого распределения равен  $k = 1,95$ . Оно мало отличается от треугольного и в координатах рис. 3-11 может быть представлено точкой, лежащей на кривой 1—2 на уровне  $k = 1,95$ .

### 3-7. ОСНОВЫ ТЕОРИИ СУММИРОВАНИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ

Задача определения расчетным путем значения результирующей погрешности по известным значениям ряда ее составляющих, называемая обычно задачей суммирования погрешностей, возникает во многих случаях практики. Так, для определения погрешности отдельного измерительного преобразователя необходимо найти результат суммарного действия отдельных составляющих его погрешности. Определение погрешности прибора или канала ИИС также сводится к определению суммарного действия погрешностей всех его преобразователей. И, наконец, для определения погрешности результата измерения к погрешности используемой аппаратуры должны быть добавлены методические погрешности, погрешности от нестабильности объекта, отсчета показаний, обработки результатов и т. д. Таким образом, задача суммирования погрешностей — это одна из основных задач как при проектировании средств измерений, так и при постановке и проведении измерений.

Трудность проведения такого суммирования заключается в том, что все составляющие погрешности в общем случае должны рассматриваться как случайные величины, принимающие в каждой частной реализации самые разнообразные значения. С точки зрения теории вероятностей они могут быть описаны своими законами распределения, а их совместное действие — соответствующим многомерным законом распределения. В такой постановке эта задача практически не разрешима уже для 3—4 составляющих (не говоря уже о 30—40 составляющих), так как операции с такими многомерными законами непреодолимо сложны. Поэтому задача состоит в том, чтобы подобрать для характеристики составляющих такие числовые оценки (например, среднеквадратическое или энтропийное значение, энтропийный коэффициент и т. д.), оперируя с которыми, можно было бы найти соответствующие числовые оценки результирующей погрешности без определения многомерных или результирующих одномерных законов распределения рассматриваемых случайных величин.

При этом оказывается необходимым учитывать, что 1) числовые характеристики законов распределения составляющих (например,  $\sigma_i$  и  $k_i$ ) могут не оставаться постоянными при изменении измеряемой величины, т. е. могут изменяться по диапазону ее изменения, 2) отдельные составляющие погрешности могут быть коррелированы между собой и 3) при суммировании случайных величин законы их распределения резко деформируются.

Первое из этих обстоятельств требует разделения рассматриваемых составляющих на аддитивные и мультипликативные, суммирование которых производится отдельно для определения соответственно аддитивной и мультипликативной составляющих результирующей погрешности (см. § 2-2).

Второе обстоятельство, т. е. возможность взаимных корреляционных связей составляющих, учитывается путем использования для характеристики суммируемых составляющих погрешности их числовых оценок в виде среднеквадратического значения и коэффициентов взаимной корреляции. Использование этого аппарата теории вероятностей будет рассмотрено в этом параграфе.

Третье обстоятельство, т. е. деформация формы законов распределения при суммировании случайных величин, не может быть учтено при использовании оценки погрешности в виде ее среднеквадратического значения, так как эта оценка не отражает деформации формы законов распределения. Это может быть сделано лишь с привлечением понятий теории информации, являющейся дальнейшим развитием теории вероятностей, и будет рассмотрено в следующем параграфе.

**Дисперсия суммы коррелированных и некоррелированных величин.** Согласно теории вероятностей дисперсия суммы двух величин в общем случае

$$D(x+y) = D(x) + D(y) + 2k_{xy},$$

где  $D(x)$  — дисперсия  $x$ ;  $D(y)$  — дисперсия  $y$ ;  $k_{xy} = \rho \sigma_1 \sigma_2$  — их взаимный корреляционный момент. Отсюда среднеквадратическое значение  $\sigma_\Sigma$  отклонения суммы этих величин от ее математического ожидания

$$\sigma_\Sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + 2\rho\sigma_1\sigma_2 + \sigma_2^2},$$

где  $\rho$  — коэффициент корреляции. Если эти величины между собой некоррелированы, то  $\rho = 0$  и  $\sigma_\Sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}$ .

Однако если  $x$  и  $y$  жестко и положительно ( $\rho = +1$ ) коррелированы между собой, т. е.  $y$  принимает значения, лишь строго пропорциональные  $x$ , то всякое положительное отклонение  $+\Delta x$  сопровождается также положительным отклонением  $+\Delta y$  и отклонение  $\Delta(x+y)$  складывается как  $\Delta x + \Delta y$ . Это формально следует и из формулы для  $\sigma_\Sigma$  при  $\rho = +1$ , ибо  $\sigma_\Sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + 2\sigma_1\sigma_2 + \sigma_2^2} = \sigma_1 + \sigma_2$ .

Если же при возрастании  $x$  значения  $y$ , наоборот, линейно убывают то  $\rho = -1$  и

$$\sigma_\Sigma = \sqrt{\sigma_1^2 - 2\sigma_1\sigma_2 + \sigma_2^2} = |\sigma_1 - \sigma_2|.$$

Таким образом, оценки жестко коррелированных погрешностей ( $\rho = \pm 1$ ) должны суммироваться не геометрически, а алгебраически с учетом их знаков, т. е. складываться, когда их знаки совпадают, и вычитаться, когда их знаки оказываются противоположными.

Это правило теории вероятностей в совершенно равной степени относится как к чисто случайным погрешностям, так и к систематическим погрешностям, возникающим от случайного изменения влияющих факторов. Так, например, погрешности измерительных преобразователей от изменения их температуры хорошо воспроизводятся от опыта к опыту и поэтому обычно классифицируются как систематические. Однако при суммировании температурных погрешностей ряда преобразователей они могут оказаться как коррелированными, так и некоррелированными между собой и складываться как алгебраически, так и геометрически.

### **Практические правила определения результирующей погрешности сложных измерительных устройств.**

1. Для определения значения оценки результирующей погрешности всего измерительного устройства должны учитываться взаимные корреляционные связи различных составляющих погрешности отдельных преобразователей, поэтому исходными данными для более точного расчета должны служить значения соответствующих оценок именно отдельных составляющих, а не значение оценки суммарных погрешностей преобразователей.

Эти составляющие прежде всего разделяются на аддитивные и мультипликативные для их последующего раздельного суммирования.

2. Так как суммировать с учетом корреляционных связей можно лишь среднеквадратические значения составляющих, то для каждой составляющей должны быть по исходным данным найдены ее среднеквадратические значения.

3. Далее должны быть выделены группы сильнокоррелированных между собой составляющих погрешности и внутри этих групп произведено алгебраическое суммирование. При этом следует заметить, что вычислить точные значения коэффициентов взаимной корреляции составляющих погрешности, как правило, чрезвычайно трудно. Поэтому по степени коррелированности погрешности обычно подразделяют лишь на два вида — сильнокоррелированные ( $\rho = 1 \div 0,7$ ), включая случай жесткой ( $\rho = 1$ ) корреляции, и слабокоррелированные ( $\rho = 0 \div 0,7$ ). К первым, как правило, относятся погрешности, вызванные одной общей причиной (общим источником питания, примерно одинаковыми изменениями температуры и т. д.), когда тесные корреляционные связи определяются логически, и для них принимают  $\rho$  равным  $+1$  или  $-1$ . Погрешности же, между которыми такие взаимосвязи не обнаруживаются, относят к некоррелированным и для них принимают  $\rho = 0$ .

4. После того как все группы сильнокоррелированных погрешностей выделены и внутри их произведено алгебраическое суммирование, суммарные по группам и оставшиеся вне группы погреш-

ности можно считать уже некоррелированными и складывать по правилу  $\sigma_{\Sigma}^2 = \sum \sigma_i^2$ .

Таким образом, однако, находятся лишь среднеквадратические значения аддитивной и мультипликативной составляющих результирующей погрешности, которые не учитывают деформации законов распределения при образовании композиций, и остаются неизвестными параметры формы закона распределения результирующей погрешности.

### **3-8. МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ РЕЗУЛЬТИРУЮЩИХ ЭНТРОПИЙНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ЗАКОНОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ И ЭНТРОПИЙНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ПОГРЕШНОСТЕЙ ПРИ ИХ СУММИРОВАНИИ**

Если составляющие погрешности были исходно заданы своими энтропийными значениями  $\gamma_i$  и энтропийными коэффициентами  $k_i$ , то процедура суммирования (при  $\rho_i = 0$ ) может быть представлена следующими соотношениями:

$$\sigma_1 = \frac{\gamma_1}{k_1}; \quad \sigma_2 = \frac{\gamma_2}{k_2}, \quad \dots, \quad \sigma_n = \frac{\gamma_n}{k_n} \quad \text{и} \quad \sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sum \sigma_i^2}.$$

Энтропийное значение результирующей погрешности определяется как  $\gamma_{\Sigma} = k_{\Sigma} \sigma_{\Sigma}$ . Таким образом, для определения  $\gamma_{\Sigma}$  по  $\sigma_{\Sigma}$  достаточно знать лишь одну числовую характеристику результирующего закона распределения в виде его энтропийного коэффициента  $k_{\Sigma}$ .

Нахождение энтропийного коэффициента для суммы жестко ( $\rho \approx 1$ ) коррелированных погрешностей облегчается тем обстоятельством, что законы распределения каждой из этих погрешностей просто повторяют форму закона распределения вероятностей вызывающей их общей влияющей величины. Так, например, если распределение вероятностей различных значений температуры в условиях лаборатории (рис. 3-18) равномерно, то и все возникающие температурные погрешности (при условии линейной зависимости погрешности от температуры) распределены равномерно и отличаются только шириной своих распределений. Сумма жестко коррелированных ( $\rho \approx 1$ ) погрешностей распределена опять-таки по тому же закону, так как мгновенные значения всех ее составляющих пропорциональны друг другу и совпадают по знаку. Таким образом, при суммировании жестко коррелированных погрешностей деформация законов распределения не происходит и энтропийный коэффициент распределения сохраняет свое значение.

Задача определения энтропийного коэффициента композиции некоррелированных погрешностей по энтропийным коэффициентам и относительным весам дисперсий каждой из них в суммарной дисперсии достаточно сложна. Однако в ряде опубликованных работ [79, 80, 111, 112, 124, 188, 200, 202, 203] эта задача решена для композиций всех рассмотренных выше видов законов распределения. Результаты этих решений удобнее всего представить в виде графиков

рис. 3-21, где по оси абсцисс отложены значения  $p = \sigma_2^2/(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)$ , т. е. относительный вес дисперсии  $\sigma_2^2$  второго из двух суммируемых слагаемых в суммарной дисперсии ( $\sigma_1^2 + \sigma_2^2$ ), а по оси ординат — значения энтропийного коэффициента  $k$  образующейся при этом композиции.

Так, если обе суммируемые погрешности распределены арксинусоидально, то при возрастании второго слагаемого от  $\sigma_2 = 0$  до  $\sigma_2 = \sigma_1$  их композиция изменяет свою форму, приобретая последовательно вид кривых на рис. 3-16, б, 3-17, а, б и при  $\sigma_2 = \sigma_1$  — вид кривой на рис. 3-17, в. При дальнейшем возрастании  $\sigma_2$  от  $\sigma_2 = \sigma_1$  до  $\sigma_2 = \infty$  вид распределения проходит все эти формы в обратном порядке. Поэтому соответствующая такой композиции точка на рис. 3-11 сначала поднимается от точки 10 до точки 11, а затем вновь опускается до точки 10. В координатах рис. 3-21, а этим композициям соответствует кривая 1, начинающаяся и заканчивающаяся при  $k = 1,11$ . При  $\sigma_1 = \sigma_2$ , т. е. при  $p = 0,5$ , энтропийный коэффициент достигает максимума, равного  $k = 1,88$ .

Суммированию арксинусоидально распределенной погрешности с  $\sigma_1$  и равномерно распределенной погрешности с  $\sigma_2$  соответствует кривая 2 на рис. 3-21, а, начинающаяся при  $k = 1,11$ , проходящая через максимум с  $k = 1,98$  и заканчивающаяся при  $k = 1,73$ . Суммированию двух равномерно распределенных погрешностей соответствует кривая 3 на рис. 3-21, а, проходящая через точки  $k = 1,73$ ,  $k = 2,02$  и  $k = 1,73$ . Суммированию равномерно распределенной погрешности с нормально распределенной соответствует кривая 4, плавно проходящая из точки  $k = 1,73$  в точку  $k = 2,066$ . А суммированию двух нормально распределенных погрешностей — горизонтальная прямая 5 на уровне  $k = 2,066$ , так как композиция двух нормальных распределений всегда нормальна.

Особый случай представляет суммирование высокоэнтропийных распределений с двухмодальными распределениями. Изменение энтропийного коэффициента при образовании таких композиций приведено на графиках рис. 3-21, б, где кривые 1, 2 и 3 соответствуют суммированию погрешностей с равномерным треугольным и нормальным распределением с погрешностью с дискретным двухмодальным распределением, а кривые 4, 5 и 6 — суммированию погрешности с нормальным распределением соответственно с погрешностями с арксинусоидальным, равномерным и экспоненциальным распределением.

Несмотря на то, что кривые рис. 3-21 построены только для нескольких видов законов распределения, их сетка настолько густа, что позволяет на глаз интерполировать значения  $k$  для композиций любых законов распределения с известным энтропийным коэффициентом, тем более, что значения энтропийного коэффициента точнее чем до 0,1 (т. е.  $\sim 5\%$ ) уточнять не имеет смысла.

**Пример суммирования погрешностей с учетом деформации законов распределения при образовании композиции.** Изложенный метод расчета позволяет следить за изменением формы деформирующихся

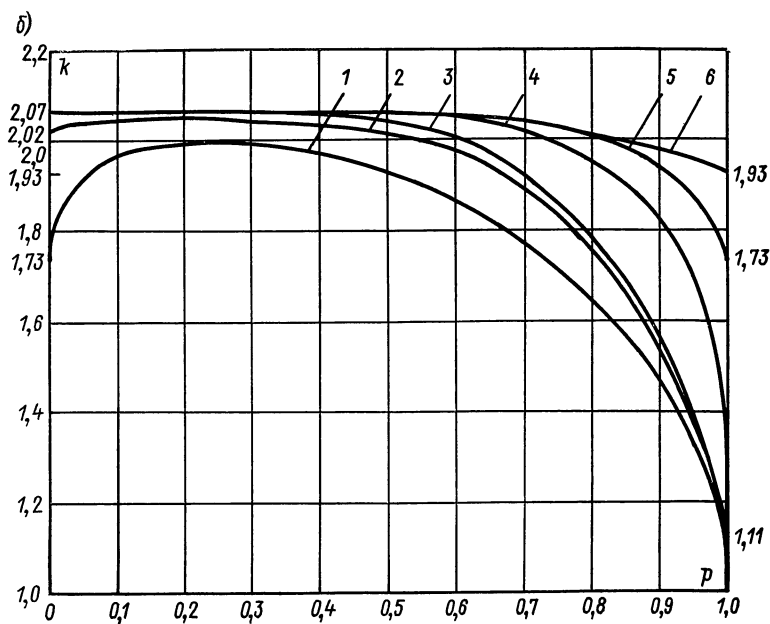
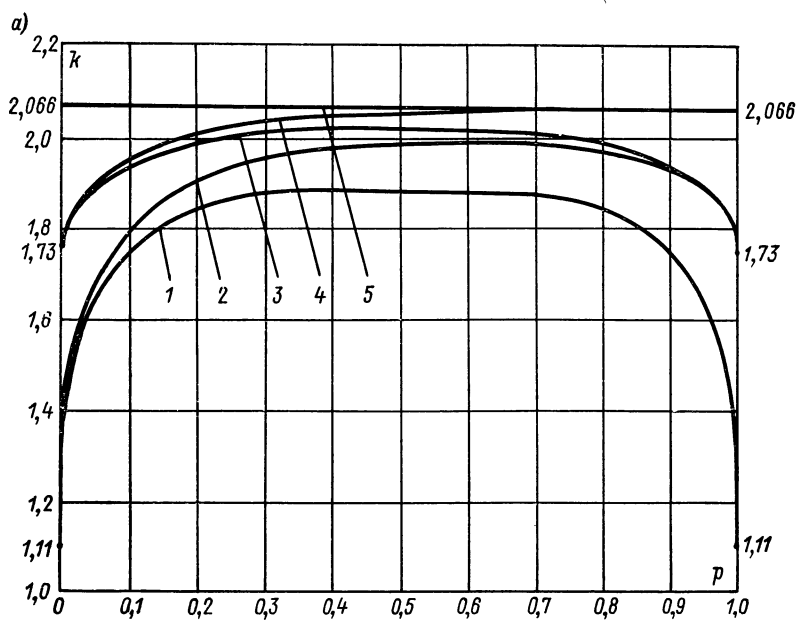


Рис. 3-21

законов распределения путем определения лишь значений энтропийных коэффициентов этих законов. Покажем это на простейшем примере.

Пусть подлежит определению результирующая погрешность прибора, предназначенного для записи кривых напряжения от 0 до 100 мВ и состоящего из усилителя переменного тока и светолучевого осциллографа. Пусть при этом рассматриваются только три составляющие погрешности: наводка синусоидального напряжения на вход усилителя с действующим значением 1 мВ, изменение коэффициента усиления усилителя на  $\pm 4\%$  на каждые  $\pm 10\%$  изменения напряжения питающей сети и погрешность записи, определяемая толщиной линии записи, равной 0,5 мм при полной ширине записи 100 мм.

Прежде всего должны быть определены виды законов распределения каждой погрешности. Примем, что напряжение наводки распределено арксинусоидально (рис. 3-16, б), закон распределения погрешности от изменения коэффициента усиления повторяет близкий к треугольному закон распределения напряжения питающей сети (рис. 3-20) с  $k = 1,95$ , а погрешность отсчета по осциллограмме распределена равномерно в пределах толщины линии. Тогда среднеквадратические значения относительных погрешностей составят: погрешность от наводки  $\sigma_1 = 1 \text{ мВ}/100 \text{ мВ} = 1\%$ , погрешность записи  $\sigma_2 = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{0,25 \text{ мм}}{100 \text{ мм}} = 0,14\%$  и погрешность коэффициента усиления, если положить, что максимальное изменение напряжения сети равно  $\pm 10\%$ , а распределение близко к треугольному,  $\sigma_3 \frac{\Delta 3m}{\sqrt{6}} = \frac{4\%}{\sqrt{6}} = 1,7\%$

Разделяя погрешности на аддитивные и мультипликативные, замечаем, что  $\sigma_1$  и  $\sigma_2$  — аддитивные, а поэтому их приведенные значения одинаковы как при  $x = 0$ , так и при  $x = 100 \text{ мВ}$ , а  $\sigma_3$  — мультипликативная и при  $x = 0$  равна нулю, а свое полное значение получает лишь при  $x = 100 \text{ мВ}$ . Поэтому погрешность нуля прибора складывается из  $\sigma_1$  и  $\sigma_2$ , и ее среднеквадратическое значение

$$\sigma_{(1+2)} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} = \sqrt{1^2 + 0,14^2} = \sqrt{1,02} = 1,01\%,$$

т. е. влияние погрешности записи  $\sigma_2$  на среднеквадратическое значение  $\sigma_{(1+2)}$  ничтожно. Однако присутствие этой погрешности резко изменяет форму закона распределения. Относительный вес ее дисперсии в суммарной дисперсии

$$p = \frac{\sigma_2^2}{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} = \frac{0,14^2}{1,02} = \frac{0,02}{1,02} \approx 0,02$$

достаточен для того, чтобы энтропийный коэффициент согласно кривой рис. 3-21, а, проходящей через точки 1,11; 1,98; 1,73, изменился с  $k_1 = 1,11$  при  $p = 0$  до  $k_{(1+2)} = 1,5$  при  $p = 0,02$ , а закон распределения деформировался от вида кривой на рис. 3-16, б до вида кривой на рис. 3-17, а. В результате этого энтропийное зна-



чение приведенной погрешности нуля прибора достигает  $\gamma_0 = k_{(1+2)}\sigma_{(1+2)} = 1,5 \cdot 1,01 = 1,5\%$ .

Приведенная погрешность  $\gamma_k$  в конце шкалы прибора складывается уже из всех трех составляющих, и ее среднеквадратическое значение

$$\sigma_{(1+2+3)} = \sqrt{1^2 + 0,14^2 + 1,7^2} = \sqrt{3,9} \approx 2\%.$$

Энтропийный коэффициент этого результирующего закона распределения с погрешностью около 5% можно найти по интерполированной на глаз кривой, выходящей на рис. 3-21, а из точки  $k = 1,5$  при  $p = 0$  и приходящей в точку  $k = 1,95$  (подобной кривой, проходящей через точки 1,11; 1,98; 1,73) при относительном весе второй составляющей  $p = 1,7^2/3,9 = 0,75$ , или же (полагая, что добавление к  $\sigma_3$  с  $k_3 = 1,95$  составляющей  $\sigma_2$  с  $k_2 = 1,73$  дает распределение, близкое к треугольному с  $k_{(2+3)} = 2,02$ ) по интерполированной кривой рис. 3-21, б для суммирования треугольного и арксинусоидального законов, соединяющей точки  $k = 2,02$  и  $k = 1,11$ . Для  $p = 0,75$  в том и другом случае получаем  $k_{(1+2+3)} \approx 2,0$ .

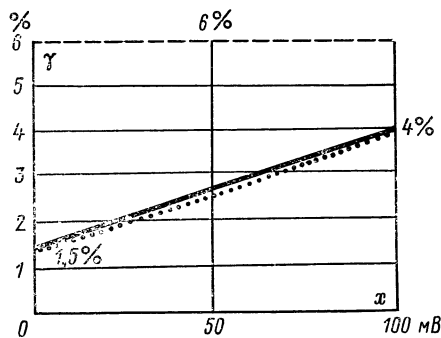


Рис. 3-22

Таим образом, энтропийное значение относительной приведенной погрешности при  $x = 100$  мВ получаем равным  $\gamma_k = k_{(1+2+3)}\sigma_{(1+2+3)} = 2 \cdot 2\% = 4\%$ . В результате распределение погрешности по шкале прибора изобразится графиком рис. 3-22 и в соответствии с ГОСТ 13600—68 должно быть нормировано формулой  $\gamma(x) = 4\% + 1,5\%(X_k/x - 1)$ , а класс прибора указан как 4/1,5.

Пользуясь рассмотренным примером, следует заметить, во-первых, что вид закона распределения результирующей погрешности при наличии мультипликативной составляющей значительно изменяется вдоль шкалы прибора. При  $x = 0$  он имеет вид кривой на рис. 3-17, а с  $k = 1,5$ , а при  $x = X_k$  — вид кривой на рис. 3-15, а с  $k = 2$ . Поэтому при экспериментальном определении общего закона распределения погрешности такого прибора по всем точкам шкалы он может получиться вида кривой на рис. 3-15, б с  $k = 1,7 \div 1,8$ . И, во-вторых, если определение результирующей погрешности производить не только при  $x = 0$  и  $x = X_k$ , а в ряде промежуточных точек шкалы, то построенный по этим данным график (пунктирная линия на рис. 3-22) будет представлять собой несколько прогнутую вниз кривую. Однако при малом рабочем диапазоне (т. е. большом  $B = \gamma_0/\gamma_s$ ) различие этих графиков незначительно. Так, в приведенном примере погрешность при  $x = 50$  мВ, определенная по

сплошной прямой, составляет 2,75%, а по пунктирной кривой — 2,6%. Поэтому производить вычисления в ряде точек диапазона имеет смысл лишь для широкодиапазонных приборов ( $D > 10$ ), т. е. для приборов, нормируемых трехчленными формулами.

**Общая картина механизма суммирования любого числа погрешностей при произвольной степени положительной корреляции и произвольных законах распределения.** Рассмотрим сначала суммирование всего двух погрешностей, энтропийные значения которых  $\Delta_1 = 1 = \text{const}$ , а  $\Delta_2$  изменяется от 0,01 до 100 единиц. Пусть при этом  $X_k = 100$  единиц и численное значение точности  $2A = 100/\Delta_\Sigma$ .

Наибольшее энтропийное значение погрешности  $\Delta_\Sigma$  и наименьшая точность  $A$  будут наблюдаться лишь тогда, когда  $\Delta_1$  и  $\Delta_2$  будут жестко и положительно коррелированными ( $\rho = +1$ ) или систематическими. Тогда  $\Delta_\Sigma = \Delta_1 + \Delta_2$ . Изменение точности  $A$  в функции отношения  $\sigma_1/\sigma_2$  показано для этого случая в виде кривой 1 на рис. 3-23. Минимальное значение суммарной погрешности и максимальная точность будут при некоррелированных ( $\rho = 0$ ) и нормально распределенных погрешностях, когда энтропийное значение

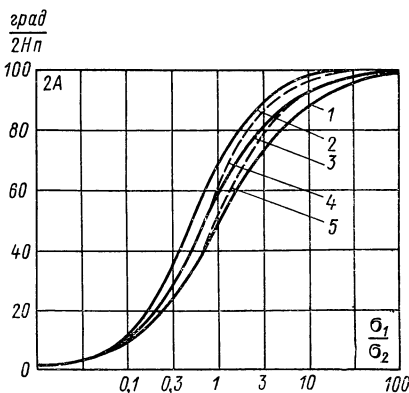


Рис. 3-23

$$\Delta_\Sigma = 2,07 \sqrt{\left(\frac{\Delta_1}{2,07}\right)^2 + \left(\frac{\Delta_2}{2,07}\right)^2} = \sqrt{\Delta_1^2 + \Delta_2^2},$$

а точность выражается кривой 2 на рис. 3-23.

Отступление от условий  $\rho = 0$  и  $k_1 = k_2 = 2,07$  приводит к отступлению от кривой 2 в сторону кривой 1. Так, если обе погрешности  $\Delta_1$  и  $\Delta_2$  будут распределены равномерно, то при  $\rho = 0$  изменение результирующей точности изобразится кривой 3, проходящей почти точно посередине между кривыми 1 и 2. При равномерно распределенной  $\Delta_1$  и нормально распределенной  $\Delta_2$  кривая 4 плавно переходит с кривой 3 на кривую 2, а при  $\Delta_1$  с дискретным двузначным распределением и  $\Delta_2$  — с равномерным подобным же образом переходит кривая 5 с кривой 1 на кривую 3.

Таким образом, при суммировании двух произвольно распределенных и произвольно положительно коррелированных погрешностей значения результирующей точности всегда ограничены кривыми 1 и 2. Максимальное расхождение этих кривых наблюдается при  $\sigma_1/\sigma_2 = 1$  и составляет  $\sqrt{2}$ , т. е. 1,42 раза.

Если же число  $n$  суммируемых погрешностей больше двух, то максимальное отношение рассматриваемых оценок растет как  $\sqrt{n}$

и равно при  $n = 4$  двум, при  $n = 16$  — четырем и т. д. Поэтому учет степени корреляции и деформации законов распределения при суммировании тем важнее, чем больше число суммируемых составляющих.

На этом основании можно сделать ошибочный вывод, что при малом числе погрешностей (например,  $n = 3$ ) такой анализ излишен, но мы уже убедились в противном на приведенном выше примере. Действительно, если бы вместо этого расчета были арифметически просуммированы максимальные значения всех погрешностей и  $\gamma_{\Sigma}$  была определена как  $\gamma_{\Sigma} = \gamma_{1m} + \gamma_{2m} + \gamma_{3m} = 1,42\% + 0,25\% + 4\% = 5,67\% \approx 6\%$  (округленно в соответствии с разрешенными ГОСТ 13600—68 значениями погрешности), то прибору была бы приписана на всех точках шкалы приведенная погрешность в 6% (см. рис. 3-22).

В этой связи стоит напомнить, что 100—200 лет тому назад подобное же положение наблюдалось, например, в мостостроении. Без использования сопромата и расчета напряжений в каждой балке моста все его балки выполнялись с хорошими «запасами на незнание». Подобным же образом выглядит и измерительный прибор, выполненный без должного анализа погрешностей. А если учесть, что уменьшение погрешности на каждую 0,1% достигается понижением быстродействия и чувствительности, уменьшением диапазона и надежности, то нетрудно представить, каким тормозом в развитии приборостроения является замена анализа погрешностей ссылкой на «запас» на случай «наихудшего стечения обстоятельств».

#### *Глава четвертая*

### **ОСНОВЫ ИНФОРМАЦИОННО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ТЕОРИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ**

#### **4-1. НЕГЭНТРОПИЙНЫЙ ПРИНЦИП, ВСКРЫВАЮЩИЙ МЕХАНИЗМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В ПРОСТРАНСТВЕ И ВО ВРЕМЕНИ**

С философской точки зрения можно различить два вида передачи информации: 1) передача на расстояние (от долей миллиметра до многих миллионов километров), т. е. передача в пространстве, и 2) запись, книгопечатание, регистрация, запоминание и хранение информации, т. е. передача во времени. Оба эти вида передачи информации могут быть выполнены только материальным путем, т. е. путем использования для транспортировки информации вещества или энергии.

Примеры использования вещества для передачи информации — зарубки на дереве или камне наших предков, перфокарты и перфоленты современных ЭВМ, нанесение штрихов краски на бумагу (письма, книги, ноты), намагничивание участков ленты или опре-

деленная конфигурация молекул ДНК—РНК в хромосомах живых существ. Примеры использования энергии для передачи информации — это акустические колебания, испускаемые нами при разговоре, импульсы тока, посланные по кабелю, радиоволны, излучаемые с космической станции на Землю, или свет, приходящий от далекой звезды.

При сопоставлении этих способов передачи информации обнаруживается их единое общее свойство — информация никогда не возникает сама собой, а напротив, самопроизвольно постепенно, но неуклонно убывает (забывается).

В чем же самая общая причина того, что упорядоченность, несущая передаваемую информацию, неуклонно самопроизвольно убывает и никогда не возникает сама собой? Дело заключается в том, что для создания некоторого упорядоченного состояния вещества или энергии, могущего нести информацию (для создания электрического или акустического импульса, намагничивания участка ленты и т. д.). необходимо з а т р а т и т ь р а б о т у. Затраченная же работа создает в объекте запас энергии, который стремится освободиться, рассеяться. В итоге объект самопроизвольно стремится вернуться в прежнее состояние, т. е. «забыть» внесенную в него информацию. В результате этого наиболее вероятными состояниями являются беспорядочные состояния, а состояния с высокой упорядоченностью маловероятны.

Мерой «беспорядка» в газовой термодинамике служит энтропия  $S = W/\Theta$ , являющаяся отношением тепловой энергии  $W$  газа к его абсолютной температуре  $\Theta$  и измеряемая в Дж/К. Она может быть выражена также формулой Больцмана — Планка как  $S = k \ln P$ , где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К — постоянная Больцмана, а  $P$  — число энергетических микросостояний молекул этого газа. Это число чрезвычайно велико, но конечно, поэтому и термодинамическая энтропия есть величина конечная. Согласно второму началу термодинамики энтропия во всех случаях возрастает или, по крайней мере, остается неизменной.

Выражение для информационной энтропии объекта с дискретными и равновероятными состояниями  $H = k \ln N$  (где  $N$  — число этих состояний, а  $k$  — коэффициент, принимаемый безразмерным) аналогично формуле Больцмана — Планка. Поэтому К. Шеннон и заимствовал из статической термодинамики термин «энтропия» для обозначения этого понятия в создаваемой им теории информации.

Однако Клаузевиц, впервые внесший в статистическую физику понятие термодинамической энтропии, придал ей отрицательный смысл — смысл меры беспорядочности. Для характеристики упорядоченности, т. е. запасенной в системе энергии и ее способности содержать информацию, отсчет энтропии должен вестись в обратную сторону, т. е. энтропия должна браться с обратным знаком. Для обозначения понятия «мера упорядоченности», Л. Бриллюэн предложил термин «негэнтропия», т. е. отрицательная энтропия. Таким образом, негэнтропия системы — это взятая с обратным знаком ее термодина-

мическая энтропия, являющаяся мерой упорядоченности системы и отражающая ее способность произвести работу или содержать информацию.

Средством транспортировки информации в измерительных устройствах являются потоки энергии. Без поступления энергии на вход прибора или отдельного измерительного преобразователя (от объекта измерения или предыдущего измерительного преобразователя) осуществление процесса передачи измерительной информации невозможно.

Однако количество переносимой информации зависит не от абсолютной величины энергии, а от соотношения ее с другими потоками энергии, несущими информацию о других объектах и являющихся помехами (фоном) в процессе получения информации о данном объекте. Так, если на фоне небольшой яркости ночного неба для получения информации достаточен свет очень слабых звезд, то днем, при большой яркости голубого неба, на его фоне видны лишь очень яркие небесные тела. От этих помех, от этого фона не избавит нас и помещение телескопа в глубокий колодец, так как одновременно со светом звезды объектив телескопа захватит и тот или иной участок неба, имеющий намного большую яркость, чем наша звезда, и мы будем видеть небо, а не будем видеть звезду.

Изложенный механизм транспортировки информации энергетическими потоками получил название негэнтропийного принципа передачи информации, или принципа Бриллюэна.

Этот механизм представляется достаточно понятным при измерении энергетических величин — силы, давления, тока, напряжения, температуры и т. д., когда от объекта измерения на вход прибора действительно поступает энергия и направление потока энергии и направление передачи информации совпадают. Однако при измерении сопротивления омметром или работе с параметрическими преобразователями для измерения неэлектрических величин энергия по линии, соединяющей датчик с прибором, передается от прибора к датчику, а информация, наоборот, — от датчика к прибору. Для анализа этого парадокса обратимся к более простому примеру.

Пусть нашей задачей является обнаружение летящего ночью самолета. Если самолет летит с опознавательными огнями (рис. 4-1, а), то механизм передачи информации  $q$  аналогичен выше рассмотренному. Если же он летит с потушенными огнями, т. е. сам не является источником света, то мы освещаем его прожектором (рис. 4-1, б) или лучом радиолокатора (рис. 4-1, в). Если теперь мы измерим среднюю мощность, проходящую через плоскость  $A-A$ , пересекающую луч локатора, то действительно убедимся, что энергия  $W$  распространяется в сторону самолета, т. е. встречно потоку информации  $q$  (рис. 4-1, в).

Однако если вернуться к рис. 4-1, б, то станет ясно, что эта большая энергия  $W$  не несет информации, а используется лишь для освещения пассивного объекта. Что же касается информации  $q$ , то она как в том, так и в другом случае переносится не мощным

лучом  $W$ , а лишь слабым лучом  $\Delta W$ , отраженным от самолета. Поэтому принцип Бриллюэна применим именно к этому отраженному потоку энергии, а измеряемая величина (отражательная способность объекта) определяется отношением интенсивности луча  $\Delta W$  к интенсивности луча  $W$ . Эта зависимость сигнала от интенсивности источника питания является общей особенностью при использовании параметрических преобразователей или при измерении пассивных параметров типа  $R$ ,  $L$ ,  $C$ ,  $M$  и т. д.

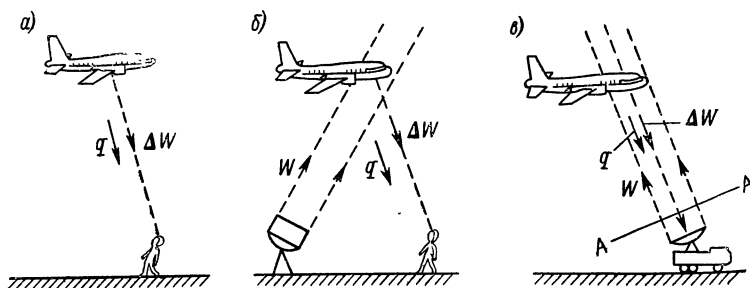


Рис. 4-1

Так, например, схема потоков энергии при измерении сопротивления методом амперметра и вольтметра (рис. 4-2, а) аналогична схеме рис. 4-1, б, так как поток энергии  $W$  от источника  $E$  к объекту измерения  $R$  является потоком «освещения» и определяется током  $I$ ,

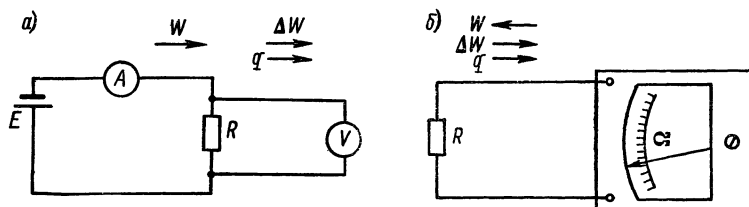


Рис. 4-2

измеряемым амперметром, а поток энергии от  $R$  к вольтметру  $V$  есть поток  $\Delta W$ , измеряемый вольтметром. Поэтому для работы прибора поток  $W$  должен быть стабилизирован, тогда шкала указателя  $V$  может быть проградуирована в значениях  $R$ , в противном же случае измеряемая величина определяется отношением  $R = U/I$ .

Случай же измерения омметром (рис. 4-2, б) аналогичен использованию радиолокатора (рис. 4-1, в), когда информация  $q$ , поступающая в прибор, определяется не всем потоком энергии  $W$ , поступающим на возбуждение («освещение») объекта, а лишь его изменением  $\Delta W$ , происшедшим под действием изменения этого объекта.

Подводя итог, основные положения неэнтропийного принципа понимания механизма передачи информации можно сформулиро-

вать следующим образом. Носителем измерительной информации является энергия. Чтобы внести на вход измерительного канала или отдельного измерительного преобразователя информацию, которая бы затем могла передаваться дальше, необходимо затратить энергию. Поэтому без потребления энергии от объекта измерения невозможно и само измерение.

Чем больше потребляемая энергия по сравнению с уровнем помех, тем больше может перенести она информации; однако, чтобы отдать эту энергию на вход прибора, объект должен ею обладать, т. е. иметь достаточную негэнтропию. Если же негэнтропия объекта ниже негэнтропии окружающего его фона, то измерение невозможно принципиально, независимо от используемой аппаратуры.

#### **4-2. СООТНОШЕНИЯ МЕЖДУ ВЕЛИЧИНОЙ ЭНЕРГИИ И ПЕРЕНОСИМОЙ ЕЮ ИНФОРМАЦИЕЙ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ВИДАХ МОДУЛЯЦИИ**

Соотношение между величиной энергии процесса и переносимой им информацией оказывается зависящим от того, что измеряется: интенсивность, время или частота этого процесса. Рассмотрим данный вопрос для этих трех случаев.

**Понятие термодинамической помехи.** Информация, получаемая на выходе измерительного прибора, определяется погрешностями прибора, которые могут быть весьма разнообразными. Рассмотрим сигнал на входе прибора или преобразователя, пока он свободен от погрешностей всех последующих звеньев измерительной цепи. В этом случае на сигнал могут накладываться лишь помехи или наводки, уменьшающие содержащуюся в нем информацию. Представим себе, что мы сумели полностью экранировать все помехи и наводки. Чем же при этом будет ограничена точность входного сигнала или она, а следовательно, и содержащаяся в сигнале информация будут бесконечны?

Термодинамика утверждает, что если температура входной части прибора не равна (в точности) абсолютному нулю, то сигнал будет подвержен распределенным по нормальному закону случайным флуктуациям, средняя мощность которых на каждую степень свободы определяется формулой Найквиста  $\bar{P}_m = 4k\Theta\Delta f$ , где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К — постоянная Больцмана;  $\Theta$  — абсолютная температура;  $\Delta f$  — полоса частот, к которой относится эта мощность.

Так как прибор или преобразователь пропускает входной сигнал только в некоторой полосе частот, то флуктуации с более высокими частотами им усреднятся и не внесут погрешности, поэтому представляет интерес рассматривать шумовую мощность только в полосе  $\Delta f$  рабочих частот прибора. Если же инерционность прибора характеризуется не частотным диапазоном  $\Delta f$ , а временем установления показаний  $t$ , то формулу Найквиста можно преобразовать следующим образом. Если бы за время  $t$  было сделано  $n$  отсчетов и найдено среднее, то согласно теории вероятностей дисперсия этого среднего (при условии статистической независимости отсчетов) уменьшилась

бы в  $n$  раз. Однако согласно теореме Котельникова (подробнее см. гл. 7) число независимых отсчетов для функции с граничной частотой  $\Delta f$  за время  $t$  равно  $n = \Delta f t$ . Отсюда мощность термодинамических флуктуаций при усреднении за время  $t$

$$\bar{P}_{\text{ш}} = \frac{4k\Theta \Delta t}{n} = \frac{4k\Theta \Delta f}{2\Delta f t} = \frac{2k\Theta}{t}.$$

Для электроизмерительного прибора с входным сопротивлением  $r$  наличие термодинамической помехи проявляется в том, что на сопротивлении возникает напряжение тепловых шумов, действующее значение которого

$$\sigma_{\text{ш}} = \sqrt{\bar{U}_{\text{ш}}^2} = \sqrt{\bar{P}_{\text{ш}} r} = \sqrt{\frac{2k\Theta r}{t}}, \quad (4-1)$$

и ограничивает максимальное значение воспринимаемой прибором информации<sup>1</sup>.

Вследствие нормального закона распределения вероятностей мгновенных значений этих флуктуаций энтропийное значение шумового напряжения

$$\Delta_{\text{ш}} = k\sigma_{\text{ш}} = \sqrt{\frac{\pi e}{2}} \sqrt{\frac{2k\Theta r}{t}} = \sqrt{\frac{\pi e k \Theta r}{t}}.$$

Соотношение между величиной энергии и предельным значением переносимой ею информации при измерении интенсивности или при амплитудной модуляции легко определить из следующих соотношений. Если измеряемое прибором напряжение равно  $E$ , то относительная погрешность составит

$$\gamma_{\text{ш}} = \frac{\Delta_{\text{ш}}}{E} = \sqrt{\frac{\pi e k \Theta}{t}} \frac{r}{E^2} = \sqrt{\frac{\pi e k \Theta}{Pt}}, \quad (4-2)$$

где  $P = E^2/r$  — мощность, потребляемая прибором от объекта измерения, а  $Pt$  — энергия, полученная от объекта за время установления показаний, т. е. необходимая для получения отсчета (так как дальнейшее потребление энергии можно считать бесполезным). Стоящее в числителе произведение  $\pi e k \Theta = W$  является почти постоянной величиной (так как  $\Theta$  изменяется мало — от 223 до 323 К, т. е. от  $-50$  до  $+50^\circ \text{C}$ ) и равной (при  $\Theta = 293$  К или  $20^\circ \text{C}$ )  $W_{\text{ш}} = 3,5 \cdot 10^{-20}$  Дж.

От полученного выражения легко перейти к количеству информации, записав

$$q = \lg N = \lg \frac{1}{2\gamma} = \lg \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Pt}{W_{\text{ш}}}}$$

или

$$N = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Pt}{W_{\text{ш}}}}. \quad (4-3)$$

<sup>1</sup> Шунтирование сопротивления  $r$  внутренним сопротивлением объекта измерения изменяет эти шумы. Однако, имея в виду, что эта поправка может быть введена в каждом конкретном случае, в дальнейшем выводе это явление мы учитывать не будем.



Полученные соотношения (4-2) и (4-3) <sup>1</sup> не содержат в себе каких-либо специфических электрических величин (хотя вывод и иллюстрировался примером электроизмерительного прибора) и показывают, что число различных градаций  $N$  при амплитудной модуляции прямо пропорционально, а погрешность — обратно пропорциональна корню квадратному из энергии сигнала  $\sqrt{Pt}$ .

Второй интересный вывод состоит в том, что  $\gamma_{\text{ш}}$  возрастает с уменьшением  $Pt$ , при  $Pt = W_{\text{ш}}$  погрешность, вызванная шумами, становится равной  $\gamma_{\text{ш}} = 100\%$  и измерение — невозможным, т. е.  $W$  определяет термодинамический порог чувствительности любых измерительных устройств, использующих амплитудную модуляцию.

**Соотношение между энергией и информацией при измерении времени или временной модуляции** может быть найдено аналогичным путем, что и в предыдущем случае (вывод см. в работе [171]), и при измерении периода синусоидального сигнала выражается как

$$\gamma_{\text{ш. в}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{W_{\text{ш}}}{Pt}}; \quad N_{\text{ш. в}} = \pi \sqrt{\frac{Pt}{W_{\text{ш}}}}. \quad (4-4)$$

Таким образом, при той же мощности сигнала при измерении периода или при передаче периодом измеряемой величины ошибка в 2π (или примерно в 6 раз) меньше, чем при амплитудной модуляции.

**Соотношение между энергией и переносимой ею информацией при измерении частоты или при частотной модуляции** также следует из формулы Найквиста, и вытекающая из него связь количества информации  $g = \lg N_{\text{ш}}$  и максимального числа  $N_{\text{ш}}$  различных градаций, ограниченного термодинамической помехой при частотной модуляции с энергией сигнала  $Pt$  (вывод см. в работе [171]), выражается как

$$N_{\text{ш}} = \frac{0,43}{\lg \frac{Pt}{4k\Theta}}. \quad (4-5)$$

Отсюда основное отличие частотного сигнала от временного или амплитудного состоит в том, что при последних  $N_{\text{ш}} = k_1 \sqrt{Pt}$ , т. е. пропорционально корню квадратному из энергии сигнала, а при частотном сигнале  $N_{\text{ш}} \approx k_2 Pt$ , т. е. приблизительно пропорционально самой этой энергии (так как влияние величины  $Pt$ , входящей под знак логарифма, достаточно мало).

**Сравнение информационных свойств различных входных и выходных процессов средств измерений** удобно представить в виде графика рис. 4-3, где в соответствии с приведенными соотношениями изображены зависимости количества информации  $q_{\text{ш}}$  в дитах (т. е. числа достоверных десятичных знаков), ограниченного принципиально неустраняемой термодинамической помехой, от энергии сигнала  $Pt$ ,

<sup>1</sup> Более обоснованный вывод этого соотношения дан в работе [171].

выраженной в джоулях. Рассматриваемые сигналы могут быть как входными сигналами измерительных устройств, так и выходными сигналами датчиков или образцовых мер (нормальный элемент, кварцевый генератор и т. п.). При времени наблюдения сигнала 1 с отложенные по оси  $Pt$  значения соответствуют мощности сигнала, а при  $P = \text{const}$  — времени наблюдения (усреднения). При ограничении точности не термодинамической, а какой-либо другой нормально распределенной помехой (пусть много большей) расположение кривых рис. 4-3 не изменится, а в соответствующее число раз изменятся лишь значения, отложенные по оси  $Pt$ . Поэтому график рис. 4-3 является достаточно универсальным для сравнения возможностей различных средств измерений.

Из рис. 4-3 видно, что при заданной энергии  $Pt$  амплитуда сигнала (прямая  $AM$  на рис. 4-3) несет в себе наименьшую информацию, т. е. обладает минимальной неэнтропией. Однако в силу того, что большинство интересующих нас в природе величин представлено именно интенсивностями различных процессов, то входная величина подавляющего большинства измерительных устройств содержит интересующую нас информацию именно в виде амплитудной модуляции этой величины. Временная модуляция (прямая  $BM$ ) при этой

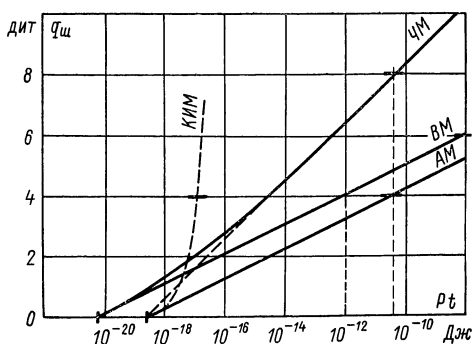


Рис. 4-3

же энергии сигнала обеспечивает в  $2\pi$  (т. е. примерно в 6 раз) большее число различимых градаций, или при той же точности могут быть в 40 раз понижены мощность сигнала или время наблюдения. Наконец, кривая, соответствующая частотной модуляции (кривая  $ЧМ$ ), идет примерно в два раза круче двух предыдущих, поэтому, несколько упрощая этот вопрос (штриховая касательная к кривой  $ЧМ$ ), можно сказать, что если средства измерений амплитуды обеспечивают 2—3—4 дит (достоверных десятичных знака), то подобные средства с временной модуляцией дадут 3—4—5 дит (т. е. больше на единицу), а с частотной — 4—6—8 дит (т. е. в два раза больше по сравнению с амплитудными).

Действительно, применяя все известные способы достижения точности, не удастся создать источников образцового напряжения с точностью лучше 4 дит (отмечено жирным штрихом на кривой  $AM$ ), а прилагая такие же усилия для создания генераторов образцовых частот, достигают 8 дит. Высокоточные кварцевые генераторы, доступные каждой лаборатории, обеспечивают 6 дит, а использование их в качестве мер времени позволит и при ВМ измерять

с точностью до 6 дит (жирный штрих на кривой  $ВМ$ ). Именно в силу этих объективных термодинамических законов область использования амплитудных методов измерения простирается в интервале 0—4 дит, а область частотных и временных методов — в интервале 3—8 дит (а с использованием метрологических методов вплоть до 11 дит).

**Особенность кодовой модуляции** (или кодо-импульсной модуляции — КИМ), используемой в цифровых вычислительных машинах, в цифровых приборах и при передаче сообщений на большие расстояния (телеграф, радиоканалы передачи информации), состоит в совершенно другом соотношении между энергией сигнала и количеством передаваемой информации. В этом случае каждая лишняя посылка кода, равная по энергии другим послылкам, передает 1 бит информации. Поэтому, несколько упрощая этот вопрос, можно сказать, что в этом случае количество информации  $q$  просто пропорционально затраченной энергии  $Pt$ , а так как  $q = \ln N$ , то  $N = ke^{Pt}$ , т. е. является показательной функцией энергии, изображенной на рис. 4-3 штриховой кривой  $КИМ$ . Естественно, что эта кривая идет много круче всех остальных кривых рис. 4-3. Однако каких-либо существенных отличий для измерений (кроме передачи в приборе или во времени уже готовых результатов измерений, как и любого другого текста) в этом случае нет по той простой причине, что физических величин, которые бы в естественных условиях характеризовались не интенсивностью, временем или частотой, а кодом, в природе не существует. Последующее же кодирование не меняет существа дела, так как на входе прибора измеряемая величина будет представлена все равно своей амплитудой, частотой или временем.

#### **4-3. ИНФОРМАЦИОННО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ И КВАЛИМЕТРИЯ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ**

Поскольку процесс восприятия информации средствами измерений подчиняется общим термодинамическим соотношениям статистической физики, возникает естественное стремление оценить измерительный прибор коэффициентом полезного действия. Действительно, для получения  $N$  различимых на входе прибора градаций, например, при амплитудной модуляции входного процесса, исходя из чисто термодинамических соотношений [см. уравнение (4-3)], было бы достаточно подать от объекта измерения на вход прибора энергию, равную

$$(Pt)_{\text{полезн}} = 4W_{\text{ш}}N^2.$$

Однако в процессе передачи информации по звеньям прибора к чисто термодинамической неопределенности входной величины добавляются все новые и новые погрешности. В этих условиях для получения на выходе прибора  $N$  различимых градаций

приходится отбирать от объекта значительно бóльшую энергию  $Pt$ , определяемую фактическими параметрами входной цепи прибора.

Отношение этих энергий и можно рассматривать как и н ф о р - м а ц и о н н о - э н е р г е т и ч е с к и й к. п. д. прибора, равный

$$\eta_{ин} = \frac{(Pt)_{полезн}}{Pt} = \frac{4W_{ш}N^2}{Pt}. \quad (4-6)$$

Замечательным свойством понятия информационно-энергетического к. п. д. средств измерений является то обстоятельство, что если в выражении (4-6) значения  $N$  и  $P$  определить через параметры прибора, то полученное выражение будет объединять все основные нормируемые параметры прибора. Действительно, число различных градаций  $N$ , т. е. информационная способность прибора <sup>1</sup>, пропорционально, с одной стороны, точности прибора  $A = 1/(2\gamma)$ , а с другой стороны, протяженности его рабочего диапазона  $D = X_2/X_1$ , выраженной в логарифмических единицах, т. е.  $N = \ln D/(2\gamma)$  [171]. Потребляемая от объекта измерения мощность определяется входным сопротивлением прибора и пределом измерения  $I$ , например, для амперметра равна  $P = I^2r$ . Подставляя значения  $P$  и  $N$  в (4-6), получим выражение, связывающее все основные нормируемые параметры прибора:

$$\eta_{ин} = \frac{4W_{ш}N^2}{Pt} = \frac{4W_{ш} \ln^2 D}{4\gamma^2 I^2 r t} = W_{ш} \frac{\ln^2 D}{\gamma^2 I^2 r t}, \quad (4-7)$$

где  $D = X_2/X_1$  — рабочий диапазон прибора;  $\gamma$  — его погрешность;  $I$  — предел измерений;  $r$  — входное сопротивление;  $t$  — время установления показаний.

**Квалиметрия средств измерений.** Квалиметрия — это научное направление, ставящее своей целью раскрытие объективных связей между затратами на создание тех или иных продуктов или изделий и достигаемым в результате этих затрат полезным эффектом, т. е. качеством продуктов труда. При этом под качеством подразумевается не просто надежность, т. е. безотказность, изделий (наука о надежности изделий — это лишь один из разделов квалиметрии), а весь объем достигаемого полезного эффекта [173]. В марксистской философии полный объем полезного эффекта того или иного продукта труда понимается как его п о т р е б и т е л ь н а я с т о и м о с т ь, а общественно необходимые затраты на достижение данной потребительной стоимости — как с т о и м о с т ь данного продукта труда. Поэтому предмет квалиметрии можно кратко определить как изучение соотношений стоимости и потребительной стоимости конкретных продуктов труда.

---

<sup>1</sup> Здесь должна использоваться не разрешающая способность  $R$ , а именно  $N$  — информационная способность, определенная не только с учетом ЛХТ прибора, но и с учетом распределения вероятностей различных значений измеряемой величины. Подробнее см., например, в работах [156, 171].

Применительно к конкретным типам приборов [81, 82] и особенно преобразователей для измерения неэлектрических величин вопросы квалиметрии разработаны еще очень слабо. Те немногие из имеющихся оценок эффективности тензорезисторов или пьезоэлектрических акселерометров, которые сейчас известны, будут описаны во второй части книги в соответствующих разделах, рассматривающих эти преобразователи. Квалиметрия же большинства других средств измерения еще ожидает своей разработки.

**Общий принцип достижения наибольшей эффективности средств измерений** — информационно-энергетический анализ каждого узла цепи измерительных преобразователей — был известен в проводной связи и радиосвязи, измерительной технике и автоматике задолго до появления теории информации и квалиметрии.

Действительно, любое измерительное устройство (рис. 4-4) представляет собой канал приема, преобразования и передачи

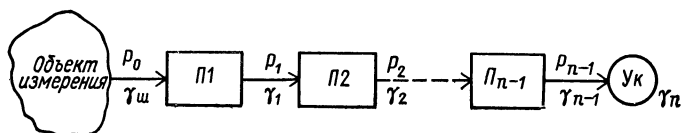


Рис. 4-4

информации, составленный из ряда измерительных преобразователей  $П1, П2, \dots$ , заканчивающийся указателем (или регистратором)  $Ук$ . Передача информации по этому каналу происходит потоками энергии с мощностями  $P_0, P_1, P_2, \dots$ . Погрешность на входе первого преобразователя  $\gamma_{ш}$  определяется лишь негэнтропией, т. е. определенностью самой измеряемой величины, и зависит от мощности  $P_0$ , отбираемой прибором от объекта измерения, и уровня помех на входе прибора. Однако далее с этой погрешностью суммируются погрешности преобразователей, и их результирующие суммы  $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_n$  непрерывно возрастают. Поэтому погрешность, допущенная каким-либо промежуточным преобразователем (если только она не систематическая и не может быть скорректирована), не может быть устранена. Отсюда общим принципом построения измерительных устройств является принцип достижения наименьших погрешностей в каждом звене цепи преобразователей. Однако повышение точности, чувствительности или быстродействия каждого из преобразователей достигается за счет возрастания его сложности, массы, стоимости и ненадежности.

Единственным решением этого противоречия является отыскание оптимальных соотношений для каждого преобразователя. Если учесть при этом, что информация по цепи преобразователей передается потоками энергии (см. § 4-2), первым и наиболее общим принципом конструирования преобразователей является принцип обеспечения наиболее эффективной передачи энергии этими преобразователями. Этот принцип, общий для любых энергетических

и параметрических преобразователей, вытекает из теории четырех-полюсников и является принципом согласования их входных и выходных сопротивлений. Применительно к измерительным преобразователям он излагается в двух последующих параграфах настоящей главы.

#### 4-4. ИНФОРМАЦИОННО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ И ПРИНЦИП СОГЛАСОВАНИЯ ВХОДНЫХ И ВЫХОДНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Для определения условий наиболее эффективной передачи энергии, переносящей информацию по цепи измерительных преобразователей (рис. 4-4), достаточно проанализировать эти условия в общем виде для какого-то одного из потоков энергии  $P_0$ ,  $P_1$  или  $P_2$ . Этот анализ оказывается различным для генераторных и параметрических преобразователей вследствие различного механизма передачи ими информации, изложенного выше (см. § 4-1, рис. 4-1).

**Принцип согласования сопротивлений генераторных преобразователей** рассмотрим на основе рис. 4-5, где предыдущий генераторный преобразователь  $\Pi_i$  представлен своей э. д. с.  $E(x)$ , являющейся функцией входной величины  $x$ , и своим неизменным внутренним активным сопротивлением  $R_i$ , а последующий за ним преобразователь  $\Pi_{i+1}$  представлен лишь своим входным активным сопротивлением  $R_n$ , являющимся нагрузкой для предыдущего преобразователя. В этом случае мощность  $P_n$ , передаваемая от преобразователя  $\Pi_i$  к преобразователю  $\Pi_{i+1}$ , равна  $P_n = I^2 R_n$ , где  $I$  — ток, проходящий между этими преобразователями.

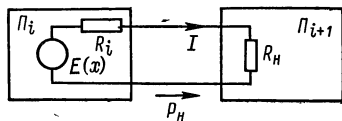


Рис. 4-5

Если параметры  $E$  и  $R_i$  считать заданными, а оптимизацию передачи энергии осуществлять выбором значений  $R_n$ , то легко заметить, что ток  $I$  может изменяться лишь от значения при холостом ходе  $I_{x,x} = 0$  при  $R_n = \infty$ , когда  $P_n = 0$ , до значения при коротком замыкании  $I_{к.з} = E/R_i$  при  $R_n = 0$ , когда вновь  $P_n = 0$ . Следовательно, максимум  $P_n$  находится при  $0 < I < E/R_i$  и  $0 < R_n < \infty$ .

Для установления условий этого максимума, учитывая, что ток равен  $I = E/(R_i + R_n)$ , запишем выражение для  $P_n$  как

$$P_n = I^2 R_n = \frac{E^2 R_n}{(R_i + R_n)^2} = \frac{E^2}{R_i} \frac{R_i R_n}{(R_i + R_n)^2}.$$

Из приведенного выражения видно, что мощность  $P_n$ , отдаваемая в  $R_n$  генераторным преобразователем, зависит от двух факторов: во-первых, от параметра самого преобразователя, равного мощности  $P_{к.з} = E^2/R_i$ , развиваемой преобразователем в режиме короткого замыкания (расходуемой лишь на внутреннем сопротив-

лении  $R_i$ ) и называемой его мощностью короткого замыкания  $P_{к.з.}$  и, во-вторых, от некоторого безразмерного коэффициента, характеризующего эффективность использования возможностей генераторного преобразователя, или кратко от эффективности преобразования, равного

$$\xi = \frac{P_H}{P_{к.з.}} = \frac{R_i R_H}{(R_i + R_H)^2},$$

являющегося функцией лишь отношения  $a = R_H/R_i$  и не зависящего от самих абсолютных значений  $R_i$  и  $R_H$ , ибо при  $R_H = aR_i$

$$\xi = \frac{R_i R_H}{(R_i + R_H)^2} = \frac{a R_i^2}{R_i^2 (1 + a)^2} = \frac{a}{(1 + a)^2}. \quad (4-8)$$

Изменение  $\xi$  в виде функции  $a$  при изменении  $a$  от  $10^{-3}$  до  $10^3$  представлено в логарифмическом масштабе на рис. 4-6 и имеет максимум  $\xi_m = 1/4$  при  $a = 1$ , т. е. при  $R_H = R_i$ .

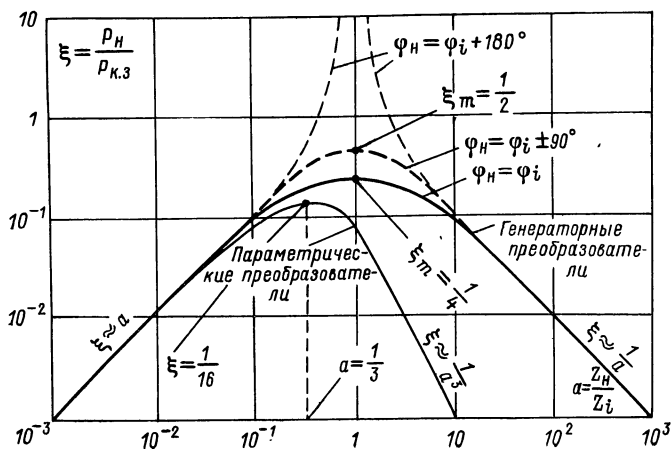


Рис. 4-6

В том случае, когда согласуемые сопротивления есть комплексные величины  $Z_i$  и  $Z_H$ , под  $\xi = P_H/P_{к.з.}$  следует понимать отношение полных, т. е. кажущихся, мощностей. При этом для значений  $a = \frac{|Z_H|}{|Z_i|}$ , далеких от единицы, кривая  $\xi$  практически не отличается от полученной выше, но величина максимума зависит от соотношения аргументов  $\varphi_i$  и  $\varphi_H$  комплексов  $Z_i$  и  $Z_H$ . При одинаковом характере сопротивлений (оба индуктивные или оба емкостные) и  $\varphi_i = \varphi_H$  кривые полностью совпадают; при  $\varphi_i = \varphi_H \pm 90^\circ$  максимум  $\xi$  составляет  $\xi = 1/2$  вместо  $1/4$  (для  $R_H$  и  $R_i$ ). При  $\varphi_i = -\varphi_H$ , т. е. одном емкостном, а другом индуктивном сопротивлениях, кривая имеет вид резонансной кривой.

Так как на практике работа преобразователя с емкостным внутренним сопротивлением на нагрузку с индуктивным сопротивле-

нием или наоборот встречается крайне редко и избегается из-за резкой вблизи резонанса зависимости чувствительности от колебаний частоты, то все остальные практически встречающиеся случаи (активное  $R_i$  и емкостное  $Z_n$  или индуктивное  $Z_i$  и активное  $R_n$  и т. п.) соответствуют узкому интервалу между кривыми  $\varphi_n = \varphi_i$  и  $\varphi_n = \varphi_i \pm 90^\circ$ .

Все вышеизложенное позволяет рекомендовать при проектировании преобразователей ориентироваться на общее правило, гласящее, что максимальная мощность в нагрузке  $P_n$  генераторного преобразователя, а следовательно, и максимум эффективности преобразования  $\xi$  достигается при согласовании модулей нагрузки и внутреннего сопротивления преобразователя, т. е. при  $a = 1$  или  $|Z_n| = |Z_i|$ .

**Изменение эффективности преобразования  $\xi$  генераторных преобразователей при отступлении от условия согласования** легко проследить по рис. 4-6 или соотношению (4-8). При  $a > 10$  или  $a < 0,1$  значение  $\xi$  оказывается или прямо пропорциональным  $a$ , или обратно пропорциональным  $a$ . В результате этого при данном преобразователе, т. е. при заданном значении  $P_{к.з}$  и  $a \neq 1$ , в  $a$  раз уменьшается мощность  $P_n$ , получаемая следующим преобразователем, а следовательно, во столько же раз падает информационно-энергетический к. п. д. всего прибора, т. е. понижается его чувствительность, точность и рабочий диапазон. Для компенсации этих потерь приходится увеличивать мощность  $P_0$ , потребляемую от объекта измерения, снижать быстродействие в соответствии с (4-7), вводить в прибор усилители и т. д.

В противоположность этому соблюдение условий согласования, обеспечивая максимум энергетического к. п. д. прибора, не требует материальных затрат, а достигается лишь оптимальным расчетом узлов измерительного устройства. Поэтому согласование входных и выходных сопротивлений преобразователей широко используется на практике.

Следует иметь в виду, что правило согласования отнюдь не требует равенства  $R_i$  и  $R_n$  с какой-либо высокой степенью точности. Максимум кривой на рис. 4-6 весьма пологий, поэтому практически согласование обеспечивается даже при  $a = 3 \div 5$ , если это почему-либо удобнее для реализации.

**Энергетический анализ работы параметрических преобразователей.** Эквивалентная схема (рис. 4-7) соединения последующего преобразователя  $\Pi_{i+1}$  (с входным сопротивлением  $R_n$ ) с предыдущим параметрическим преобразователем  $\Pi_i$  отличается от рис. 4-5 тем, что э. д. с.  $E$  в этом случае постоянная и принадлежит внешнему источнику питания, а функцией измеряемой величины  $\pm x$  является приращение  $\pm \Delta R$  внутреннего сопротивления преобразователя с начальным значением сопротивления  $R_0$  (при  $x = 0$ ).

Расчет режима работы таких цепей предусматривает два этапа: расчет режима покоя, когда  $\pm \Delta R = 0$ , т. е. режима возбуждения («освещения» в терминах § 4-1) пассивного параметрического



преобразователя  $\Pi_i$ , и расчет режима сигнала, т. е. отклонения от режима покоя вследствие изменения  $R_0$  на  $\pm\Delta R$  под действием входной величины  $x$ . Это основной метод расчета всех усилителей, так как используемые в них так называемые активные элементы, т. е. транзисторы, магнитные элементы и т. д., являются именно параметрическими преобразователями.

**Теорема Мильштейна об эквивалентном генераторе.** Эта теорема утверждает, что реальный режим цепи на рис. 4-7, когда под действием  $R_0 \pm \Delta R$  ток в цепи принимает значения  $I_0 \mp \Delta I$ , при условии  $R_0 \gg \Delta R$  и линейности всех элементов этой цепи может быть представлен суперпозицией, т. е. наложением двух режимов: режима покоя, т. е. режима цепи на рис. 4-8, а, когда  $\Delta R = 0$  и ток  $I_0$  обусловлен действием э. д. с. внешнего источника  $E$ , и режима цепи на рис. 4-8, б, где нет внешнего источника  $E$  и тока  $I_0$ , а протекает лишь ток сигнала  $\Delta I$ , вызванный так называемой эквивалент-

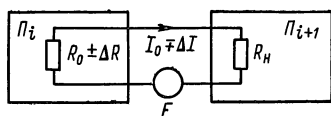


Рис. 4-7

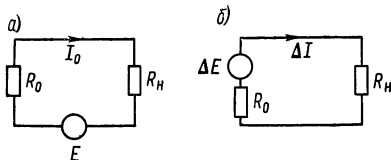


Рис. 4-8

ной э. д. с.  $\Delta E$ , заменяющей действие  $\pm\Delta R$ . Теорему об эквивалентной э. д. с. удобно использовать для расчета цепей с параметрическими преобразователями, так как при этом можно отдельно рассчитывать как поток энергии  $W$  (см. рис. 4-1), не несущий информации и служащий лишь для возбуждения параметрического преобразователя (т. е. режим покоя), так и поток энергии  $\Delta W$ , переносящий информацию (т. е. режим сигнала).

Для определения значения э. д. с.  $\Delta E$  эквивалентного генератора (рис. 4-8, б) произведем следующие выкладки. Ток  $I = I_0 \mp \Delta I$  в цепи на рис. 4-7 определяется значениями  $E$  и  $R_i = R_0 \pm \Delta R$  как

$$I = \frac{E}{R_i + R_H}. \quad (4-9)$$

Изменения этого тока под действием  $\pm\Delta R$  найдем обычным приемом, логарифмируя и затем дифференцируя это выражение. Тогда

$$\ln I = \ln E - \ln(R_i + R_H) \quad \text{и} \quad \frac{dI}{I} = \frac{dE}{E} - \frac{d(R_i + R_H)}{R_i + R_H}.$$

Учитывая, что  $E = \text{const}$  и  $R_H = \text{const}$ , получаем:

$$\frac{dI}{I} = -\frac{dR_i}{R_i + R_H} \quad \text{и} \quad dI = -\frac{I dR_i}{R_i + R_H}$$

или, переходя к конечным приращениям и учитывая, что при  $\Delta I = 0$  значения  $I = I_0$  и  $R_i = R_0$ , имеем:

$$\Delta I = -\frac{I \Delta R}{R_i + R_H} = \frac{-I_0 \Delta R}{R_0 + R_H}. \quad (4-10)$$

Сравнивая выражения (4-9) и (4-10), соответствующие цепям на рис. 4-7 и 4-8, легко заметить, что они будут совпадать, если числитель (4-10) обозначить как  $\Delta E = -I_0 \Delta R$ . Полученное соотношение и есть математическая запись теоремы Милыштейна об эквивалентном генераторе, гласящей, что *действие приращения  $\Delta R$  сопротивления в цепи тока  $I_0$  эквивалентно действию э. д. с., равной  $\Delta E = -I_0 \Delta R$ .*

**Условия согласования сопротивлений параметрических преобразователей** определяются следующими соотношениями. Мощность сигнала  $P_{\text{сигн}}$ , передающего информацию на вход последующего преобразователя (рис. 4-8, б),

$$P_{\text{сигн}} = (\Delta I)^2 R_{\text{н}} = \frac{(\Delta E)^2 R_{\text{н}}}{(R_0 + R_{\text{н}})^2} = \frac{(\Delta E)^2}{R_0} \frac{R_0 R_{\text{н}}}{(R_0 + R_{\text{н}})^2} = P_{\text{к.з. } \Delta E} \frac{a}{(1+a)^2}, \quad (4-11)$$

где  $P_{\text{к.з. } \Delta E} = (\Delta E)^2 / R_0$  и  $a = R_{\text{н}} / R_0$ . В свою очередь, мощность короткого замыкания эквивалентного генератора

$$P_{\text{к.з. } \Delta E} = \frac{(\Delta E)^2}{R_0} = \frac{(\Delta R)^2 I_0^2}{R_0} = \left( \frac{\Delta R}{R_0} \right)^2 \frac{R_0 E^2}{(R_0 + R_{\text{н}})^2} = \left( \frac{\Delta R}{R_0} \right)^2 \frac{E^2}{R_0} \frac{R_0 R_{\text{н}}}{(R_0 + R_{\text{н}})^2} = \frac{\varepsilon_R^2 P_{\text{к.з. } E}}{(1+a)^2}, \quad (4-12)$$

где  $\varepsilon_R = \Delta R / R_0$  — относительное изменение сопротивления параметрического преобразователя;  $E^2 / R_0 = P_{\text{к.з. } E}$  — мощность короткого замыкания используемого параметрического преобразователя при питании его напряжением  $E$ ;  $a = R_{\text{н}} / R_0$  — степень согласования сопротивления нагрузки  $R_{\text{н}}$  с сопротивлением  $R_0$  параметрического преобразователя.

Подставляя это значение  $P_{\text{к.з. } \Delta E}$  в выражение для  $P_{\text{сигн}}$ , получаем:

$$P_{\text{сигн}} = P_{\text{к.з. } \Delta E} \frac{a}{(1+a)^2} = \frac{a \varepsilon_R^2 P_{\text{к.з. } E}}{(1+a)^4} = P_{\text{к.з. } E} \varepsilon_R^2 \xi, \quad (4-13)$$

где  $\xi = \frac{a}{(1+a)^4}$ .

Таким образом, мощность сигнала, выделяемая в нагрузке параметрического преобразователя, определяется, во-первых, допустимой мощностью рассеяния этого преобразователя, чем и ограничивается напряжение его питания, а следовательно, и  $P_{\text{к.з. } E}$ , во-вторых, его относительной чувствительностью  $\varepsilon_R = \Delta R / R_0$  и, в-третьих, эффективностью преобразования  $\xi$ , определяемой отношением  $R_{\text{н}} / R_0 = a$ .

Зависимость  $\xi$  от  $a$  для параметрических преобразователей приведена на рис. 4-6 и имеет максимум  $\xi = 1/16$  при  $a = 1/3$ , т. е. при  $R_{\text{н}} = \frac{1}{3} R_0$ .

Изменение эффективности преобразования  $\xi$  параметрических преобразователей при отступлении от условия согласования сопротивлений видно из рис. 4-6. При  $a < 0,1$  кривая почти сливается с кривой  $\xi$  для генераторных преобразователей и  $\xi \approx a$ , однако при  $a > 1$  кривая резко идет вниз и  $\xi$  убывает не как  $\xi \approx 1/a$ , а как  $\xi \approx 1/a^3$ . В результате этого максимум кривой получается гораздо более острым и условия согласования для параметрических преобразователей должны выполняться более строго (если для генераторных преобразователей допустимы отклонения от условий строгого согласования в 3—5 раз, то для параметрических — соответственно не более 1,5—2 раз).

Логически это объясняется тем, что в цепи параметрического преобразователя согласование должно осуществиться дважды: во-первых, согласно (4-12) для того, чтобы в пассивный преобразователь попал наибольший поток энергии  $W$  (см. рис. 4-1), возбуждающий преобразователь, для создания максимально возможной эквивалентной э. д. с.  $\Delta E$ , и, во-вторых, для того, чтобы согласно (4-11) получить от этой э. д. с.  $\Delta E$  максимальную мощность сигнала  $P_{\text{сигн}}$ , выделяющуюся в нагрузке  $R_n$ . В общем же выражении (4-13) эти условия перемножаются и вдвое ужесточают строгость возбуждения условия согласования.

Основное, принципиальное различие построения наиболее эффективных кибернетических и энергетических цепей, т. е. цепей передачи информации и цепей передачи энергии, состоит именно в используемых соотношениях сопротивлений генератора и нагрузки. По эквивалентной схеме рис. 4-5 цепи тождественны. Однако, выдвигая в качестве основной задачу передачи информации, мы приходим к условию  $R_i = R_n$  для генераторных преобразователей или к условию  $R_0 = 3R_n$  для параметрических.

Энергетический к. п. д. генератора в первом случае оказывается равным

$$\eta_s = \frac{I^2 R_n}{I^2 (R_n + R_i)} = \frac{R_n}{2R_n} = 50\%,$$

а к. п. д. эквивалентного генератора во втором случае

$$\eta_s = \frac{(\Delta I)^2 R_n}{(\Delta I)^2 (R_n + R_0)} = \frac{R_n}{4R_n} = 25\%,$$

при этом мощность выходного сигнала, переносящая информацию, и информационно-энергетический к. п. д. достигают своего максимума.

Для наиболее эффективного выполнения задачи передачи энергии эти цепи не пригодны. Поэтому в энергетике используется свой принцип — принцип максимально возможного приближения к единице энергетического к. п. д., который осуществляется при  $R_i \ll R_n$  и обеспечивает  $\eta_s = 99 \div 99,9\%$ . Но такие цепи весьма малоэффективны при передаче информации (см. кривые на рис. 4-6).

#### 4-5. ХАРАКТЕРИСТИКА КАЧЕСТВА ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ КАК ПАССИВНЫХ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ И ЗАВИСИМОСТЬ ИХ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ОТ СТЕПЕНИ СОГЛАСОВАНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЙ

В предыдущем параграфе был рассмотрен процесс прохождения информации между отдельными преобразователями (см. рис. 4-4). С тех же позиций может быть проведен и анализ процесса передачи информации внутри преобразователей.

В электрических цепях измерительные преобразователи соединяются между собой двумя проводами, поэтому каждый из них может быть представлен как четырехполюсник и рассмотрен с общих позиций теории четырехполюсников.

Удобство такого представления измерительной цепи заключается в том, что оно в одинаковой степени применимо к любым преобразователям — электрическим и механическим, амплитудным или частотным и т. д.

Пусть, например, подлежит анализу частотный датчик, схематически представленный на рис. 4-9, а. Действие этого датчика физически описывается следующими уравнениями. Генератор управляемой частоты  $\Gamma$  генерирует частоту  $f = 1/(2\pi \sqrt{LC})$ . В качестве катушки индуктивности  $L$  этого генератора включена обмотка индуктивного преобразователя, имеющая индуктивность  $L = \omega^2/R_m$ , где  $\omega$  — число ее витков, а  $R_m =$  сопротивление магнитной цепи, определяемое в основном воздушным зазором и приблизительно равное  $R_m = l/(S\mu)$ , где  $S$  — площадь зазора;  $\mu$  — магнитная проницаемость воздуха и  $l$  — длина зазора. В результате входной измеряемой величиной является перемещение  $dl$  якоря магнитной цепи, а выходной — изменение частоты  $f$  на величину  $df$ .

Функциональная схема этого датчика в виде цепи четырехполюсников показана на рис. 4-9, б, где  $I$  — четырехполюсник, отражающий сложную картину распределения магнитных линий вокруг полюсов магнитной цепи и характеризующийся эффективностью преобразования

$$\xi_1 = \frac{dR_m/R_m}{dl/l};$$

$II$  — четырехполюсник, эквивалентный индуктивному преобразователю, с

$$\xi_2 = \frac{dL/L}{dR_m/R_m},$$

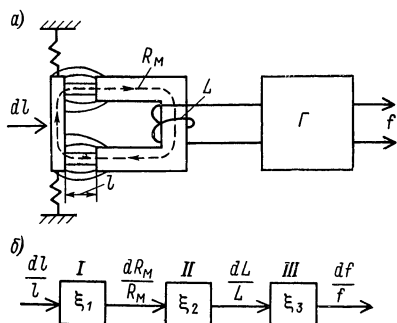


Рис. 4-9

а  $III$  — четырехполюсник управляемого генератора с эффективностью преобразования

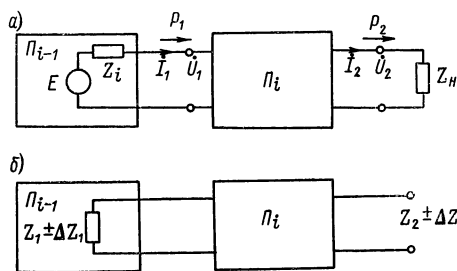
$$\xi_3 = \frac{df/f}{dL/L}.$$

Результирующая же чувствительность датчика

$$S = \frac{df/f}{dI/I} = \xi_1 \xi_2 \xi_3.$$

Таким образом, метод описания цепей измерительных преобразователей цепью эквивалентных им четырехполюсников — это универсальный метод, одинаково пригодный для преобразователей любой физической природы. Единственным ограничением для этого метода является малость относительных изменений параметров

$\Delta Z/Z$ , так как при больших изменениях значения  $\xi_i$  становятся функциями  $\Delta Z$  и расчет сильно затрудняется.



Понятия эффективности преобразования четырехполюсником энергии или изменения параметра. Данному преобразователю  $\Pi_i$  может предшествовать как генераторный преобразователь  $\Pi_{i-1}$  (рис. 4-10, а), так и параметрический (рис. 4-10, б). В первом

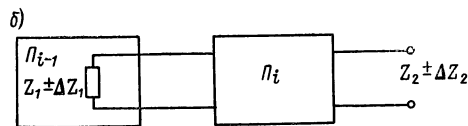


Рис. 4-10

случае, когда на вход четырехполюсника поступает полная (или кажущаяся) мощность  $P_1 = |I_1 \dot{U}_1|$ , а на выходе отдается следующему преобразователю полная мощность  $P_2 = |I_2 \dot{U}_2|$ , эффективность преобразования характеризуется отношением этих мощностей

$$\xi = \frac{P_2}{P_1} = \frac{|I_2 \dot{U}_2|}{|I_1 \dot{U}_1|}.$$

Во втором случае вход четырехполюсника замкнут на сопротивление  $Z_1 \pm \Delta Z_1$  предшествующего параметрического преобразователя  $\Pi_{i-1}$ , а выход четырехполюсника имеет сопротивление  $Z_2 \pm \Delta Z_2$ . При этом можно говорить о передаче четырехполюсником изменения параметра и, полагая (при малых  $\Delta Z/Z$ )  $\Delta Z_1/Z_1 = dZ_1/Z_1$  и  $\Delta Z_2/Z_2 = dZ_2/Z_2$ , характеризовать эффективность преобразования отношением относительного изменения сопротивлений

$$\xi = \frac{\left| \frac{dZ_2}{Z_2} \right|}{\left| \frac{dZ_1}{Z_1} \right|}.$$

**Согласование сопротивлений четырехполюсников.** Основными понятиями, определяющими свойства четырехполюсника, являются: сопротивление холостого хода  $Z_{x,x}$ , т. е. сопротивление между одной парой концов при разомкнутой другой, и сопротивление короткого замыкания  $Z_{к,з}$  при замкнутой накоротко другой.

Поясним эти понятия простейшим примером. Пусть наш четырехполюсник — это двухпроводная линия с сопротивлением проводов, равным  $2r = 1$  Ом и утечкой между ними, определяемой сопротивлением изоляции  $R = 10^4$  Ом. Эквивалентная схема такого четырехполюсника представлена на рис. 4-11, а. Сопротивление холостого хода  $Z_{x,x} = 10\,000 + 1 = 10\,001$  Ом или приближенно  $Z_{x,x} \approx 10^4 = R$  (т. е. для линии определяется сопротивлением утечки изоляции, для трансформатора — током холостого хода, т. е. индуктивностью обмотки, для мостового выпрямителя — сопротивлением запертых диодов и т. д.). Сопротивление короткого замыкания для рис. 4-11, а  $Z_{к,з} \approx 1$  Ом  $= 2r$  (т. е. для линии определяется сопротивлением самих проводов линии, для трансформатора — активным и индуктивным (рассеяния) сопротивлениями самих обмоток, для выпрямителя — сопротивлением открытых диодов и т. д.).

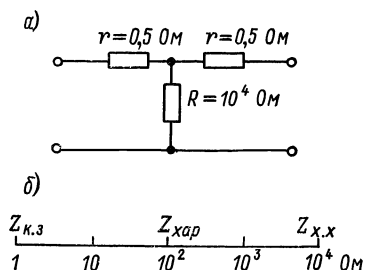


Рис. 4-11

Спрашивается, на какое сопротивление нагрузки  $R_n$  четырехполюсник (рис. 4-11, а) будет работать с наибольшим к. п. д. Если эту нагрузку взять меньшей  $Z_{к,з} = 2r = 1$  Ом (рис. 4-11, б), то к. п. д.  $\eta = R_n / (R_n + 2r)$  будет меньше 50% и при дальнейшем уменьшении  $R_n$  будет лишь убывать, так как на  $R_n$  будет приходиться все меньшая часть напряжения, а большая его часть будет падать в сопротивлении  $2r$ . Если же  $Z_n$  взять больше  $Z_{x,x} \approx R_n = 10^4$  Ом, то в нагрузку будет ответвляться слишком малая часть тока, а основная его доля пойдет через  $R < Z_n$ , и к. п. д. вновь будет меньше 50%.

Для достижения максимума мощности в нагрузке ее сопротивление должно быть заключено между  $Z_{x,x}$  и  $Z_{к,з}$  (рис. 4-11, б) и максимально удалено как от  $Z_{к,з}$ , так и от  $Z_{x,x}$ , т. е. должно соблюдаться условие  $Z_n / Z_{к,з} = k = Z_{x,x} / Z_n$ . Такое сопротивление  $Z_n = \sqrt{Z_{к,з} Z_{x,x}} = Z_{xap}$  называется характеристическим сопротивлением четырехполюсника.

Для четырехполюсника (рис. 4-11, а)  $Z_{xap} = \sqrt{Z_{x,x} Z_{к,з}} = \sqrt{R \cdot 2r} = \sqrt{10^4 \cdot 1} = 100$  Ом, поэтому этот четырехполюсник с максимальным к. п. д. работает лишь на нагрузку  $Z_n$ , равную его характеристическому сопротивлению  $R_n = Z_{xap} = 100$  Ом.

Пусть теперь четырехполюсник (рис. 4-11, а) работает в цепи, показанной на рис. 4-10, а, и благодаря выбору  $Z_n = Z_{xap}$  обеспе-

чивает максимальную мощность  $P_2$ , доставляемую в  $Z_n$ . Спрашивается, каково должно быть входное сопротивление четырехполюсника  $\Pi_i$ , чтобы при заданном внутреннем сопротивлении  $Z_i$  предшествующего преобразователя  $\Pi_{i-1}$  он смог взять от него наибольшую мощность  $P_1$ . Входное сопротивление четырехполюсника  $\Pi_i$  при нагрузке его на  $Z_n = Z_{\text{хар}}$  также равно  $Z_{\text{хар}}$ . Поэтому поставленное условие достигается при  $Z_{\text{хар}} = Z_i$ . При использовании параметрического преобразователя (рис. 4-10, б) в качестве предшествующего, в роли внутреннего сопротивления  $R_i$  эквивалентного генератора  $\Delta E$  (рис. 4-8, б) выступает сопротивление  $R_0$ , и характеристическое сопротивление четырехполюсника должно быть согласовано с ним, а нагрузка  $R_n$ , через которую поступает питание от внешнего источника  $E$  (рис. 4-8, а), взята равной  $R_n = \frac{1}{3} Z_{\text{хар}}$ .

**Показатель качества четырехполюсника.** Идеальным четырехполюсником является линия, у которой  $2r = Z_{\text{к.з}} = 0$ , а  $R = Z_{\text{х.х}} = \infty$ . В этом случае эффективность преобразования  $\xi = P_2/P_1 = 1$ . При сужении интервала между  $Z_{\text{к.з}}$  и  $Z_{\text{х.х}}$  (рис. 4-11, б)  $P_2 < P_1$  и  $\xi < 1$ . Поэтому показателем качества или просто качеством четырехполюсника называют отношение  $k = \frac{Z_{\text{хар}}}{Z_{\text{к.з}}} = \frac{Z_{\text{х.х}}}{Z_{\text{хар}}} = \sqrt{\frac{Z_{\text{х.х}}}{Z_{\text{к.з}}}}$ , т. е. число раз, во сколько  $Z_{\text{х.х}}$  больше  $Z_{\text{хар}}$ , а  $Z_{\text{хар}}$  больше  $Z_{\text{к.з}}$ .

Эффективность преобразования четырехполюсника при передаче энергии  $\xi = P_2/P_1$  зависит только от его качества  $k$  и степени согласования сопротивлений  $a = Z_n/Z_{\text{хар}}$  и равна

$$\xi(k, a) = \frac{|I_2 \dot{U}_2|}{|\dot{U}_1 I_1|} = \frac{\left| k - \frac{1}{k} \right|}{\left| k + \frac{1}{k} + a + \frac{1}{a} \right|}, \quad (4-14)$$

а при выполнении условий согласования ( $a = 1$ )

$$\xi(k) = \left| \frac{k - \frac{1}{k}}{k + \frac{1}{k} + 2} \right| = \left| \frac{k^2 - 1}{k^2 + 2k + 1} \right| = \left| \frac{k - 1}{k + 1} \right|. \quad (4-15)$$

Можно показать, что эффективность преобразования четырехполюсника при передаче изменений параметра описывается теми же самыми выражениями (4-14) и (4-15).

**Зависимость эффективности преобразования измерительных преобразователей от качества эквивалентных им четырехполюсников при выполнении условий согласования сопротивлений** определяется уравнением (4-15). Эта зависимость величины  $\xi$  от значений  $k$  представлена в виде кривой на рис. 4-12, из которой видно, что при малых  $k$  ( $k \leq 5$ )  $\xi \approx \lg k$ , а при больших ( $k \geq 5$ ) хорошо аппроксимируется следующим приближением:

$$\xi = \frac{1 - \frac{1}{k}}{1 + \frac{1}{k}} \approx \left(1 - \frac{1}{k}\right) \left(1 - \frac{1}{k}\right) \approx 1 - \frac{2}{k} \quad \text{или} \quad \xi = \left(100 - \frac{200}{k}\right) \%.$$

При практических расчетах при комплексных  $Z_{x,x}$ ,  $Z_{k,3}$  и  $Z_H$ , а следовательно, и комплексных  $a$  и  $k$  удобно придерживаться следующего простейшего правила. Если  $Z_{x,x}$ ,  $Z_{k,3}$  и  $Z_H$  имеют одинаковый характер (т. е. являются все в основном активными, индуктивными или емкостными), то их отношения  $a$  и  $k$  можно считать (и приближенно использовать в расчетах) как чисто вещественные. Если же они имеют разный характер, но их аргументы отличаются не более чем на  $90^\circ$  (например, в маломощных трансформаторах  $Z_H$  и  $Z_{x,3}$  — чаще всего активные, а  $Z_{x,x}$  — почти чисто индуктивное), то этот случай соответствует жирной штриховой кривой на рис. 4-6 и  $\dot{k} = k\sqrt{j}$ . Тогда

$$\xi = \frac{|\dot{k} - 1|}{|\dot{k} + 1|} = \frac{|\dot{k}| - 0,707}{|\dot{k}| + 0,707} \quad (4-16)$$

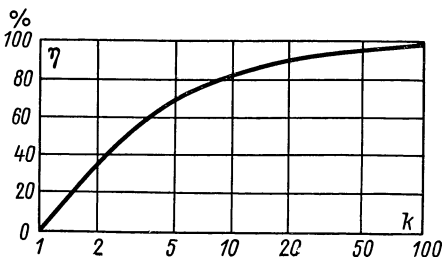


Рис. 4-12

Также удобно для практических расчетов иметь формулы для определения  $k$  по заданному значению  $\xi$ , соответствующие (4-15) и (4-16), т. е.

$$k = \frac{1+\xi}{1-\xi} \text{ или } |k| = 0,707 \frac{1+\xi}{1-\xi}.$$

**Расчет согласующих трансформаторов.** Для практического выполнения условий согласования сопротивлений в цепях переменного тока широко используются согласующие трансформаторы. В качестве примера практического использования изложенной теории четырехполосников произведем расчет такого трансформатора. Пусть необходимо записать вибратором осциллографа с сопротивлением  $R_H = 1$  Ом сигнал индуктивного датчика виброметра с сопротивлением обмотки  $R_i = 100$  Ом. Непосредственное подключение такого вибратора к такому датчику даст очень низкую

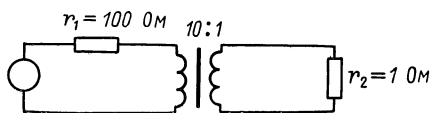


Рис. 4-13

чувствительность всего прибора. Для согласования их сопротивлений используют согласующий трансформатор. Сопротивление нагрузки, приведенной к первичной обмотке трансформатора с коэффициентом трансформации  $n$ , равно  $R'_H = n^2 R_H$ . Для согласования необходимо  $R'_H = R_i$ , поэтому  $n$  определяется как

$$n = \sqrt{\frac{R_i}{R_H}} = \sqrt{\frac{100}{1}} = 10,$$

т. е. трансформатор должен иметь соотношение чисел витков обмоток  $10 : 1$  (рис. 4-13).



Пусть мы хотим иметь трансформатор с к. п. д. 80—90%, тогда по кривой рис. 4-12 видим, что для этого необходимо значение  $k = 10$ . Отсюда сопротивление холостого хода, т. е.  $X_L$  индуктивности первичной обмотки трансформатора, должно быть равно  $X_L = kR_i = 10 \cdot 100 = 1000$  Ом, а  $Z_{к.з} = 2r = R_i/k = 100/10 = 10$  Ом. Тогда активное сопротивление первичной обмотки должно составлять  $r = 5$  Ом, а сопротивление вторичной  $r/n^2 = 5/10^2 = 0,05$  Ом. В этом случае к. п. д. трансформатора будет равен согласно (4-16)  $\xi = \frac{10-0,7}{10+0,7} = 0,87 = 87\%$ , а согласно (4-15)  $\xi = \frac{10-1}{10+1} = 82\%$ . Этот пример показывает, насколько упрощает подобные расчеты использование теории четырехполюсников.

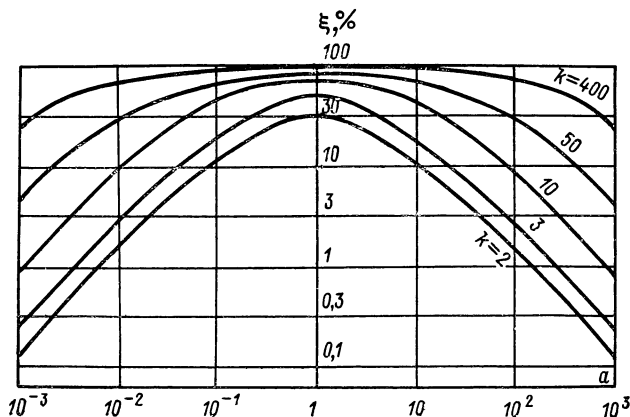


Рис. 4-14

**Изменение эффективности преобразования при отступлении от условий согласования сопротивлений** описывается формулами (4-14) и изображено в виде семейства кривых при различных значениях  $k$  на рис. 4-14. Смысл этих кривых легче себе представить, если учесть, что при  $k \gg 1$  и  $a > 1$  членами  $1/k$  и  $1/a$  можно пренебречь; тогда из (4-14) получаем:

$$\xi \approx \frac{k}{k+a} = \frac{1}{1 + \frac{a}{k}}.$$

Отсюда при  $k \gg a$  эффективность преобразования  $\xi \approx 1 - a/k$ , а при  $a \gg k$  значение  $\xi \approx k/a$ . Эти соотношения показывают, что допустимые отступления от согласования примерно определяются областью  $1/k < a < k$ , когда кривые рис. 4-14 идут почти горизонтально и снижение значений  $\xi$  еще невелико. Поэтому практически условия согласования могут выполняться с ошибкой до  $k$  раз.

Если же согласование по тем или иным причинам невозможно или оказывается нежелательным, то для предварительных расчетов полезны следующие приближенные соотношения:

$$\xi = \frac{k}{k+a}; \quad a \approx \frac{k(1-\xi)}{\xi} \quad \text{и} \quad k \approx \frac{a\xi}{1-\xi}.$$

## *Глава пятая*

# ТЕОРИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

## 5-1. КЛАССИФИКАЦИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Измерительные цепи подразделяются на два больших структурных класса — цепи прямого преобразования и цепи уравнивающего преобразования. Первые из них более просты, а поэтому имеют большую надежность, меньшую массу, габариты, стоимость и очень высокое быстродействие, благодаря чему при технических измерениях они находят широчайшее применение. Однако информационно-энергетический к. п. д. приборов с цепями прямого преобразования согласно (4-7) практически ограничен значениями  $\eta_{ин} = 10^{-16} \div 10^{-8}$ . Иными словами, эффективность «извлечения» информации из потока энергии, получаемого от объекта измерения, у цепей прямого преобразования достаточно мала.

Измерительные цепи уравнивающего преобразования позволяют получить на 6—8 порядков больший к. п. д.  $\eta_{ин} = 10^{-8} \div 10^{-2}$ . Они значительно эффективнее используют энергию, получаемую от объекта измерения, обеспечивая тем самым лучшие показатели точности и рабочего диапазона. Однако эти показатели достигаются значительным уменьшением быстродействия и резким повышением сложности, а следовательно, массы, объема, стоимости и ненадежности приборов. Тем не менее, такие приборы все шире и шире используются на практике, так как позволяют получать значительно большие объемы возможностей, недостижимые для цепей прямого преобразования.

Измерительные цепи прямого преобразования делятся на две группы — цепи для работы с генераторными преобразователями и цепи для работы с параметрическими преобразователями. Последняя группа включает в себя три вида цепей:

1) цепи последовательного включения параметрических преобразователей;

2) цепи в виде делителей (тока, напряжения, светового, теплового, магнитного, акустического, ионизационного и других потоков);

3) цепи в виде неравновесных мостов (электрических, магнитных, оптических и др.).

Благодаря тому, что структурные схемы этих цепей одинаковы, также одинаковыми оказываются и описывающие их математические

выражения. Поэтому, рассматривая ниже все эти цепи на примере электрических цепей, следует иметь в виду, что получаемые выражения остаются справедливыми и для аналогичных цепей другой физической природы.

## 5-2. ТЕОРИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ ДЛЯ РАБОТЫ С ГЕНЕРАТОРНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Измерительные цепи для работы с генераторными преобразователями могут быть как очень простыми (рис. 5-1, а), так и достаточно сложными (рис. 5-1, б). В них могут использоваться различные виды модуляции. Так, в приборе на рис. 5-1, б измеряемая скорость  $\omega$  вращения вала модулирует по частоте световой поток от лампы  $L$  к фотоэлементу с запорным слоем  $\Phi$ , который и является генераторным преобразователем этого прибора. Ток  $i$  фотоэлемента  $\Phi$

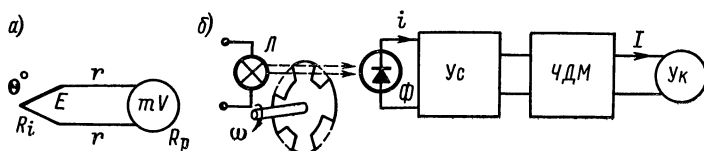


Рис. 5-1

усиливается усилителем  $U_c$ , демодулируется частотным демодулятором ЧДМ и в виде постоянного тока  $I$ , пропорционального измеряемой скорости  $\omega$ , поступает в магнитоэлектрический указатель или регистратор  $У_k$ .

Основным принципом наиболее эффективного построения измерительных цепей при любом виде модуляции является принцип согласования сопротивлений. Так, для получения рамкой милливольтметра  $mV$  (рис. 5-1, а) с сопротивлением  $R_p$  наибольшей мощности от термопары с сопротивлением  $R_i$  необходимо, чтобы  $R_p = R_i$ . Аналогично должны быть согласованы между собой (рис. 5-1, б) входное сопротивление усилителя  $U_c$  с внутренним сопротивлением фотоэлемента  $\Phi$ , входное сопротивление демодулятора ЧДМ с выходным сопротивлением усилителя и т. д.

При этом необходимо обратить внимание на то, что максимальную мощность желательно получить именно в нагрузке (например, в рамке милливольтметра на рис. 5-1, а), поэтому сопротивления подводящих проводов  $2r$  должны быть отнесены к  $R_i$ , а не к  $R_p$ . Так, омским заводом «Электроточприбор» продолжительное время выпускался термоамперметр типа Т4, состоящий из термопреобразователя и милливольтметра, т. е. выполненный по схеме рис. 5-1, а. Поскольку сопротивление термопары было  $R_i = 3$  Ом, то и сопротивление милливольтметра было взято равным 3 Ом, а так как сопротивления пружинок были равны  $r = 0,75$  Ом, то сопротивление рамки выполнялось из расчета  $R_p = R_i - 2r = 1,5$  Ом. Ошибка

долгое время оставалась незамеченной. Обнаружение ее и выполнение  $R_p = R_i + 2r = 4,5$  Ом позволило в 1,33 раза повысить мощность, получаемую рамкой приборов типа Т4, без каких-либо дополнительных затрат.

Мощность потока энергии, развиваемая измерительным преобразователем, равна  $P_H = \xi P_{к.з.}$ , т. е. зависит от эффективности преобразования цепи  $\xi$  и мощности короткого замыкания  $P_{к.з.}$  преобразователя.

Значение  $P_{к.з.}$  определяется типом преобразователя и является основным показателем его качества. Для различных типов параметрических и генераторных преобразователей оно резко различно. Так, реостатные, и индуктивные индукционные преобразователи являются настолько мощными ( $P_{к.з.} = 10^{-4} \div 10$  Вт), что позволяют привести в действие измерительные механизмы указателей без использования усилителей. Пьезоэлектрические и тензорезисторные преобразователи имеют  $P_{к.з.} = 10^{-6} \div 10^{-4}$  Вт и практически не могут быть использованы без усилителей, а ионизационные или гальванические преобразователи со стеклянным электродом настолько маломощны ( $P_{к.з.} = 10^{-14} \div 10^{-7}$  Вт), что могут использоваться лишь со специальными высокочувствительными (электрометрическими) усилителями.

Значение эффективности преобразования  $\xi$  равно произведению  $\xi_i$  всех промежуточных преобразователей цепи прямого преобразования и определяется качеством  $k$  используемых четырехполюсников и степенью  $a$  их согласования. При этом необходимо подчеркнуть, что в целом ряде случаев приходится сознательно отступать от условий согласования. Чаще всего это делается ради уменьшения тех или иных погрешностей и упрощения практических методов эксплуатации измерительной аппаратуры. Общая теория этого вопроса разработана слабо, поэтому ограничимся рассмотрением в качестве примеров лишь отдельных конкретных случаев.

Отступление от условий согласования чаще всего допускается ради уменьшения отдельных составляющих погрешности. Одной из причин отказа от согласования является желание уменьшить погрешность от непостоянства внутреннего сопротивления преобразователя и линии связи.

Действительно, работа в режиме согласования, например, цепи, показанной на рис. 5-1, *a*, когда напряжение  $U_p$  на рамке указателя равно

$$U_p = E \frac{R_p}{R_i + 2r + R_p}$$

и составляет  $U_p = 1/2 E$ , возможна лишь при условии строгого постоянства значений  $R_i$  и  $r$ . В противном случае их изменение будет вызывать большие погрешности. Именно в таком положении оказывается указатель на рис. 5-1, *a*, если его подключать к различным термопарам с разной длиной линий, т. е. с различными  $r$ .

Поэтому в случае использования термопар ради взаимозаменяемости указателей, проградуированных непосредственно в градусах Цельсия, принято обеспечивать  $R_i + 2r = 5$  Ом вне зависимости от длины линии и сопротивления самой термопары. Таким образом, в этом случае поступаются условием согласования и идут на значительное понижение чувствительности ради удобства эксплуатации.

В подобном же положении оказываются цепи, работающие с гальваническими преобразователями и, в частности, с нормальными элементами. Прохождение относительно больших токов (больше 1 мкА) через электролит гальванического преобразователя или нормального элемента вызывает явление поляризации на их электродах и тем самым изменяет не только их  $R_i$ , но и результирующую э. д. с. Поэтому от таких преобразователей (например, при  $E = 1$  В и  $R_i = 1$  кОм) не только нельзя брать  $I_{к.з} = 1$  мА, а ради сохранения работоспособности необходимо оберегать их от токов  $0,001 I_{к.з} = 1$  мкА. Это приводит к тому, что входные сопротивления цепей, работающих с такими преобразователями, выбирают равными  $R_n > 1000 R_i$  (более 1 МОм при  $R_i = 1$  кОм), а для преобразователей со стеклянным электродом с  $R_i = (0,5 \div 200) \cdot 10^6$  Ом — равным  $R_n = 10^9 \div 10^{10}$  Ом, что достигается лишь использованием электрометрических усилителей.

Значительные отступления от условий согласования допускаются ради уменьшения погрешностей от непостоянства сопротивления нагрузки  $R_n$  или сопротивлений  $r$  промежуточных элементов цепи. Это чаще всего предпринимается для уменьшения температурных (а иногда и частотных) погрешностей.

Сопротивление всех медных проводников (рамки измерительных механизмов, катушки, трансформаторы и т. д.) возрастает с температурой как  $R(\Theta) = R_0(1 + \alpha\Theta)$ , где  $\alpha$  — температурный коэффициент сопротивления, равный для меди и многих других металлов примерно  $+4\%$  на  $+10^\circ\text{C}$  (эту цифру измерителю полезно знать наизусть). В результате токи в этих цепях при постоянстве э. д. с. падают на  $-4\%$  на  $+10^\circ\text{C}$ , вызывая большие погрешности.

Простейшим методом уменьшения подобных погрешностей (от изменения  $R_n$  или изменения сопротивлений  $r$  соединительных линий) является последовательное введение в цепь резисторов с постоянными не изменяющимися с температурой сопротивлениями (манганиновыми). Однако для уменьшения погрешности, например, в 10 раз (с  $-4\%/10^\circ\text{C}$  до  $-0,4\%/10^\circ\text{C}$ ) эти балластные сопротивления должны быть в 9 раз больше сопротивлений медных проводников, что вызывает 10-кратное уменьшение чувствительности цепи.

К подобному же методу нередко прибегают для уменьшения нелинейности выпрямителей, т. е. для относительного уменьшения непостоянства прямого сопротивления полупроводниковых диодов.

Предпринимая такие отступления от условий согласования, следует твердо помнить, что понижение абсолютной чувствительности прибора к измеряемой величине (понижение его информационно-энергетического к. п. д.) влечет за собой такое же увеличе-

ние его относительной чувствительности ко всем посторонним факторам. Поэтому, уменьшая какую-то одну погрешность (погрешность линейности, температурную и т. д.) или стремясь к большему удобству эксплуатации за счет снижения чувствительности (в 10 раз в приведенном выше примере подавления температурной погрешности или в 1000 раз в примере с гальваническими преобразователями), необходимо следить, насколько при этом возрастают все остальные погрешности и решать вопрос путем нахождения минимума результирующей погрешности.

Покажем это на простейшем примере. Пусть сопротивление рамки указателя в цепи на рис. 5-1,  $a$  абсолютно стабильно (например, он работает при строго постоянной температуре), а сопротивление источника сигнала и подводящих проводов  $R = R_i + 2r$  может изменяться вследствие непостоянства их температуры, влияния контактов, замены проводов в процессе эксплуатации и т. д. Обозначим относительную нестабильность  $R$  через  $\gamma_R$ , а приведенную мощность механической помехи через  $P_{\text{ш}}$ , тогда относительные погрешности, вызванные этими причинами, будут:

$$\gamma_1 = \frac{\Delta R}{R + R_{\text{н}}} = \frac{\gamma_R R}{R + R_{\text{н}}} = \frac{\gamma_R}{1 + a};$$

$$\gamma_2 = \frac{\sqrt{P_{\text{ш}}}}{\sqrt{\frac{E^2}{(R + R_{\text{н}})^2} R_{\text{н}}}} = \frac{\sqrt{P_{\text{ш}}}}{\sqrt{\frac{E^2}{R} \frac{R_{\text{н}}}{(R_{\text{н}}/R + 1)^2 R}}} = \frac{\sqrt{P_{\text{ш}}}}{\sqrt{P_{\text{к.з}} \frac{a}{(1 + a)^2}}},$$

где  $a = R_{\text{н}}/R$  — степень согласования;  $P_{\text{к.з}} = E^2/R$  — мощность короткого замыкания источника сигнала. Предполагая  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$  независимыми случайными величинами, найдем общую погрешность:

$$\gamma_{\Sigma} = \sqrt{\gamma_1^2 + \gamma_2^2} = \sqrt{\frac{\gamma_R^2}{(1 + a)^2} + \frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{к.з}}} \frac{a}{(1 + a)^2}} = \gamma_{\text{мех}} \sqrt{\frac{\lambda^2}{(1 + a)^2} + \frac{a}{4(1 + a)^2}},$$

где  $\gamma_{\text{мех}} = \sqrt{4P_{\text{ш}}/P_{\text{к.з}}}$  — минимальная погрешность от механических помех, которая получается при  $a = 1$ , а  $\lambda = \gamma_R/\gamma_{\text{мех}}$ . Зависимости  $\gamma_{\Sigma}$  от  $a$ , приведенные на рис. 5-2, показывают, что при различных  $\lambda$  минимум  $\gamma_{\Sigma}$  получается при различных рассогласованиях. Кривые рис. 5-2 справедливы и для случая, когда  $R$  стабильно, а  $R_{\text{н}}$  нестабильно (например, медная катушка, работающая при непостоянной температуре), если заменить  $\gamma_R$  на  $\gamma_{R_{\text{н}}}$  и  $a$  на  $1/a$ .

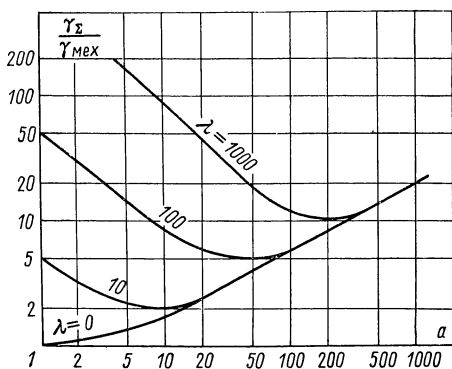


Рис. 5-2

### 5-3. ТЕОРИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВКЛЮЧЕНИЯ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Для работы с параметрическими преобразователями используются различные измерительные цепи с питанием как переменным, так и постоянным током. В дальнейшем мы будем рассматривать свойства всех измерительных цепей на примерах цепей постоянного тока, имея в виду, что полученные соотношения в равной степени справедливы и для цепей переменного тока. В тех же случаях, когда цепи переменного тока имеют какие-либо специфические особенности, они будут рассмотрены отдельно.

Простейшей измерительной цепью для работы с параметрическим преобразователем является цепь последовательного включения, которая была изображена на рис. 4-7. Ее чувствительность определяется мощностью сигнала, получаемого указателем с сопротивлением  $R_n$ , равной при  $\varepsilon \ll 1$ .

$$P_{\text{сигн}} = \frac{\varepsilon^2 P_{\text{к.з}E}}{(1+a)^2}.$$

При выполнении условий согласования ( $a = 1/3$  или  $R_n = \frac{1}{3} R_0$ )

$$P_{\text{сигн}} = \frac{27}{256} \varepsilon^2 P_{\text{к.з}E},$$

где  $\varepsilon = \Delta R/R$  — относительная чувствительность параметрического преобразователя, а  $P_{\text{к.з}E}$  — его мощность короткого замыкания.

Значение напряжения  $E$  питания цепи преобразователя ограничивается допустимой мощностью рассеяния  $P_{\text{рас}}$  преобразователя, превышение которой влечет за собой перегрев и выход преобразователя из строя. При соблюдении условий согласования ( $R_n = \frac{1}{3} R_0$ ) напряжение на преобразователе  $U = \frac{3}{4} E$  и

$$P_{\text{рас}} = \frac{U^2}{R_0} = \frac{9E^2}{16R_0} = \frac{9}{16} P_{\text{к.з}E},$$

а мощность сигнала выражается через  $P_{\text{рас}}$  как

$$P_{\text{сигн}} = \frac{27}{256} \varepsilon^2 P_{\text{к.з}E} = \frac{27}{256} \frac{16}{9} \varepsilon^2 P_{\text{рас}} \approx \frac{3}{16} \varepsilon^2 P_{\text{рас}}.$$

**Погрешность линейности** цепей последовательного включения преобразователей очень велика и является основным их недостатком. Действительно, зависимость тока  $I = I_0 \pm \Delta I$  от изменения сопротивления преобразователя  $R_0 \pm \Delta R$  представляет собой участок гиперболы  $I = I_0 + \Delta I = E/(R_n + R_0 \pm \Delta R)$ . Эта нелинейность может быть исправлена: 1) путем использования градуировочной таблицы (т. е. за счет потери удобства эксплуатации), 2) нанесением нелинейной градуировки на шкале указателя (неудобно в регистрирующих приборах), 3) работой на малом участке

характеристики (что достигается практически введением к  $R_0$  добавочного сопротивления, т. е. за счет потери чувствительности). Более радикальным средством линеаризации является создание нелинейной зависимости между входной измеряемой величиной  $x$  и приращением сопротивления  $\Delta R$  с таким расчетом, чтобы результирующая функция преобразования получила вид  $I = I_0 + kx$ .

Это достигается использованием профилированных реостатных преобразователей, снабжением фотоэлементов или ионизационных преобразователей масками с профилированной щелью, выполнением емкостных преобразователей с профилированными пластинами, индуктивных — с профилированными полюсами и т. д. Расчет формы такого профиля может быть произведен, например, для реостатного преобразователя из следующих соотношений. Для получения линейной характеристики вида  $I = I_0 + kx$  необходимо, чтобы

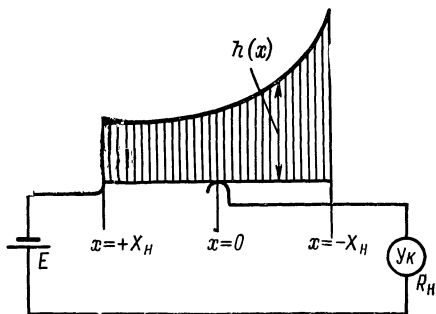


Рис. 5-3

$(R_0 \pm \Delta R) = R(x) = R_0 \frac{1-x}{1+x \frac{R_0}{R_H}}$ .  
 Отсюда, например, переменная высота  $h(x)$  каркаса реостата (рис.5-3) должна изменяться как

$$h(x) = k \frac{dR}{dx} = - \frac{1 + \frac{R_0}{R_H}}{\left(1 + x \frac{R_0}{R_H}\right)^2},$$

а возрастание  $x$  должно вызывать уменьшение сопротивления реостата.

#### 5-4. ТЕОРИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В ВИДЕ ДЕЛИТЕЛЕЙ

Схема измерительной цепи в виде делителя напряжения показана на рис. 5-4, а. Такая цепь имеет большие возможности, чем цепь последовательного включения, так как параметрический преобразователь может быть включен в качестве как  $R_1$ , так и  $R_2$ .

**Чувствительность по напряжению** такой цепи определяется соотношением

$$U_H = \frac{E}{R_1 + \frac{R_2 R_H}{R_2 + R_H}} \frac{R_2 R_H}{R_2 + R_H},$$



а при  $R_H \gg R_2$  (т. е. при  $R_H \rightarrow \infty$ ) — соотношением

$$U_H = E \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Поэтому зависимости  $U_H = f(R_1)$  и  $U_H = f(R_2)$ , представленные на рис. 5-4, б для случая  $R_H = \infty$ , оказываются обратными друг другу, и включение преобразователя в качестве  $R_1$  или  $R_2$  позволяет использовать ту или иную зависимость.

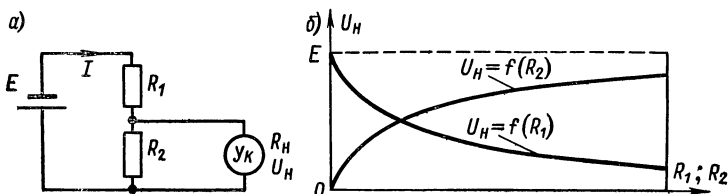


Рис. 5-4

Максимум чувствительности по напряжению (при  $R_H = \infty$ ) достигается при выборе сопротивления неизменяющегося плеча делителя равным среднему значению сопротивления параметрического преобразователя. Если преобразователь изменяет свое сопротивление в пределах  $R_2 \pm \Delta R$ , т. е. обладает относительной чувствительностью  $\varepsilon = \pm \Delta R/R_2$ , а сопротивление неизменяющего-

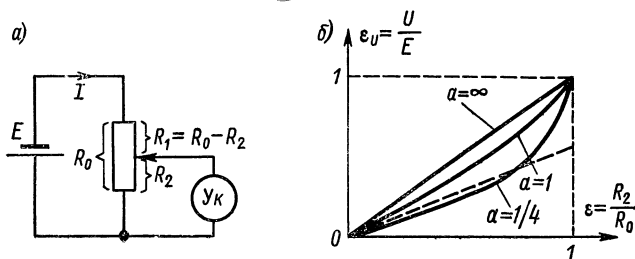


Рис. 5-5

ся плеча делителя выбрано равным  $R_1 = aR_2$ , то максимум чувствительности при  $\varepsilon \ll 1$  достигается при  $R_1 = R_2$  и составляет

$$\varepsilon_H = \frac{1}{4} \varepsilon \quad \text{или} \quad \frac{\Delta U}{E} = \frac{1}{4} \frac{\Delta R}{R_2}.$$

Поэтому в цепи делителя при изменении одного из его плеч, например, на 4% мы получаем на выходе цепи изменение напряжения  $\Delta U$ , равное 1% от  $E$ .

**Дифференциальные преобразователи** — это такие преобразователи, когда в цепи на рис. 5-4, а в качестве плеч  $R_1$  и  $R_2$  используются две половины одного преобразователя, изменяющие свое сопротивление так, что при  $R_1 + \Delta R_1$  второе плечо получает приращение

обратного знака  $R_2 - \Delta R_2$ . Дифференциальными могут выполняться любые параметрические преобразователи (реостатные, индуктивные, емкостные, ионизационные и т. д.). Особенностью дифференциальных преобразователей при  $\Delta R_1 = -\Delta R_2$  и  $R_H = \infty$  является полная линейность функции преобразователя. Действительно, в этом случае

$$U_H = E \frac{R_2 \pm \Delta R}{R_1 \pm \Delta R + R_2 \mp \Delta R} = \frac{E}{R_1 + R_2} (R_2 \pm \Delta R).$$

В случае реостатных преобразователей это соответствует использованию так называемого потенциометрического включения реостата, показанного на рис. 5-5, а, где  $R_0 = R_1 + R_2 = \text{const.}$  Нелинейность дифференциальных преобразователей, используемых в цепи делителя, возникает при  $R_H \neq \infty$ . Ток  $I$  (рис. 5-4, а) равен

$$I = \frac{E}{(R_0 - R_2) + \frac{R_2 R_H}{R_2 + R_H}},$$

а напряжение на нагрузке

$$U_H = E - I(R_0 - R_2) = \frac{ER_2 R_H}{(R_0 - R_2)(R_H + R_2) + R_H R_2}.$$

Если обозначить  $R_2/R_0 = \varepsilon$  и  $R_H/R_0 = a$ , то

$$U_H = \frac{Ea\varepsilon}{a + \varepsilon - \varepsilon^2} = \frac{E\varepsilon}{1 + \frac{\varepsilon(1-\varepsilon)}{a}}.$$

При  $R_H = \infty$ , т. е.  $a = \infty$ , шкала линейна, так как  $U_H = E\varepsilon$  (сплошная прямая на рис. 5-5, б); при  $R_H \neq \infty$  отклонение кривых рис. 5-5, б от прямой линии составляет

$$\Delta\varepsilon = \frac{U_H}{E} - \varepsilon = -\frac{\varepsilon}{1 + \frac{a}{\varepsilon(1-\varepsilon)}}.$$

Зависимость  $\Delta\varepsilon$  от  $\varepsilon$  в крупном масштабе показана на рис. 5-6. Из этих кривых видно, что для достижения  $\Delta\varepsilon/\varepsilon$  равным 1,5% или 0,15% необходимо значительно отступать от согласованного значения нагрузки и выбирать  $a = R_H/R_0$  равным 10 или 100. При необходимости же работы цепи с указателями малого сопротивления (при  $a < 10$ ) некоторое уменьшение нелинейности может быть достигнуто при работе на начальном участке характеристик (рис. 5-5, б) путем ограничения хода движка преобразователя  $R_0$  частью

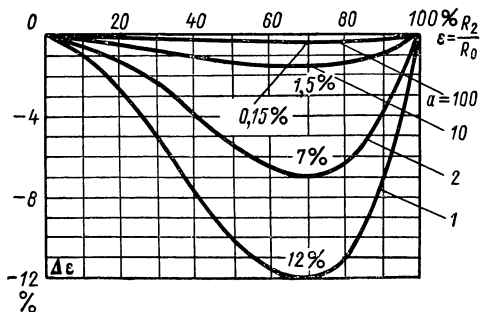


Рис. 5-6

его рабочего диапазона (от 0 до 70% — см. рис. 5-6) или последовательным включением к верхнему (на рис. 5-5, а) концу  $R_0$  добавочного сопротивления, равного  $(0,3 \div 0,5) R_0$ , и выбором в качестве номинальной характеристики цепи штриховой прямой рис. 5-5, б. И в том и в другом случае линейность преобразования достигается за счет уменьшения мощности, получаемой  $R_H$ , т. е. за счет возрастания остальных погрешностей. Поэтому отступать от согласования сопротивления целесообразно лишь при условии получения минимума суммарной погрешности.

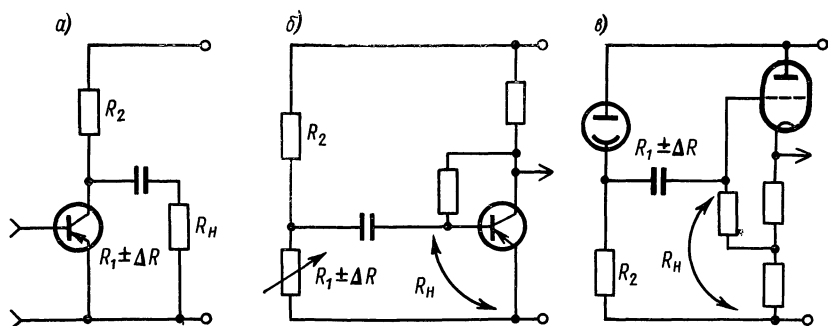


Рис. 5-7

**Измерительные цепи в виде делителя с разделительным конденсатором.** Основным недостатком как цепей последовательного включения, так и цепей в виде делителей является то, что значению  $x = 0$  соответствует выходной ток  $I_0 \neq 0$ . Этот недостаток при измерении переменных величин устраняется использованием измерительных цепей с разделительным конденсатором. Эти цепи широко используются для построения усилителей (рис. 5-7, а), для работы с тензорезистором (рис. 5-7, б), фотоэлементами (рис. 5-7, в) и во многих других случаях.

## 5-5. ТЕОРИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В ВИДЕ НЕРАВНОВЕСНЫХ МОСТОВ

Основная идея построения неравновесных мостовых цепей состоит в исходной компенсации начального значения выходного сигнала, чтобы при  $x = 0$  он был равен нулю. Для этого к делителю  $R_1, R_2$  (рис. 5-8), содержащему преобразователь  $R_2$ , добавляется еще один делитель  $R_3, R_4$  с тем, чтобы напряжение  $U_H$  на указателе  $УК$  и ток  $I_H$  через него при  $x = 0$  отсутствовали. При отклонении  $x$  от 0 и  $R_2 \pm \Delta R$  от  $R_2$  мост выходит из состояния равновесия, создавая  $I_H = f(x)$  и  $U_H = f(x)$ . Такую структуру измерительной цепи имеют не только электрические, но и магнитные, оптические и другие мосты, где подобная ситуация создается не для электрических токов, а магнитных, световых и других потоков.

Цепь неравновесного моста имеет еще больше возможностей, чем цепь в виде делителя, так как параметрические преобразователи могут быть включены в качестве одного, двух или всех четырех плеч моста. Для уяснения этих возможностей рассмотрим основные свойства мостовых неравновесных цепей.

**Состояние равновесия**, т. е. состояние, когда  $U_n = 0$ , устанавливается перед началом измерений при  $x = 0$ . Условием достижения равновесия является

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \text{ или } R_2 R_3 = R_1 R_4.$$

Таким образом, состояние равновесия может быть достигнуто регулировкой сопротивления любого одного плеча при любых постоянных значениях сопротивлений остальных плеч.

**Функция преобразования мостовой неравновесной цепи**, т. е. зависимость  $U_n$  от изменения сопротивления любого плеча на  $\Delta R$ , аналогична кривым рис. 5-4, б с той лишь разницей, что согласно этим кривым изменяются (при постоянных  $R_3$  и  $R_4$ ) напряжения  $U_1$  и  $U_2$  в функции  $R_1$  и  $R_2$ , выходное же напряжение моста  $U_n$  равно разности  $U_3 - U_1 (R_1)$  или  $U_2 (R_2) - U_4$ . При работе моста с

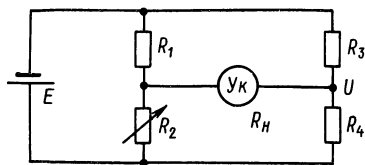


Рис. 5-8

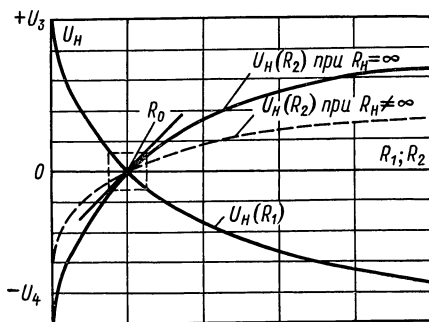


Рис. 5-9

последующим усилением сопротивление  $R_n$  (входное сопротивление усилителя) может быть во много раз больше выходного сопротивления моста. В этом случае можно считать  $R_n = \infty$ . Кривые изменения  $U_n$  при  $R_n = \infty$  в функции изменения значений  $R_1$  или  $R_2$  приведены на рис. 5-9.

Для уяснения работы моста при больших изменениях сопротивлений его плеч положим, что  $R_1 = R_3 = R_4 = R_0$ , а  $R_2$  изменяется от 0 до  $\infty$ .

При  $R_2 = R_0$  мост будет уравновешен и  $U_n = 0$ . При возрастании  $R_2$  от  $R_0$  до  $\infty$  напряжение  $U_n$  будет изменяться по кривой  $U_n (R_2)$  на рис. 5-9. Примем эту полярность  $U_n$  за положительную. Тогда при изменении  $R_2$  от  $R_0$  до 0 напряжение  $U_n$  будет отрицательным, изменяющимся по продолжению той же кривой  $U_n (R_2)$  и при  $R_2 = 0$  достигающим значения  $-U_4$ , так как при  $R_2 = 0$  сопротивление  $R_n$  оказывается присоединенным параллельно  $R_4$ .

Если же подобным образом будет изменяться  $R_1$ , а  $R_2 = R_3 = R_4 = R_0$  будут оставаться неизменными, то при  $R_1 = 0$  напряже-

ние  $U_n = +U_3$ , при  $R_1 = R_0$  будет  $U_n = 0$ , а при  $R_1 \rightarrow \infty$   $U_n$  будет стремиться к  $-U_4$ .

При  $R_n \neq \infty$  все как положительные, так и отрицательные значения напряжения  $U_n$  будут меньшими из-за падения напряжения на внутреннем сопротивлении моста как источника э. д. с., и зависимость  $U_n(R_2)$  изобразится штриховой кривой на рис. 5-9.

Таким образом, неравновесный мост в широком диапазоне изменения сопротивлений плеч имеет существенно нелинейную характеристику преобразования как при  $R_n \neq \infty$ , так и при  $R_n = \infty$ . В общем виде эта характеристика может быть описана выражением

$$I_n = \dot{E} \frac{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}{Z_n (Z_1 + Z_2) (Z_3 + Z_4) + Z_1 Z_2 (Z_3 + Z_4) + Z_3 Z_4 (Z_1 + Z_2)}$$

или

$$I_n = I_E \frac{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}{Z_n (Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4) + (Z_1 + Z_2) (Z_3 + Z_4)},$$

где  $I_E$  — ток питания моста.

Линейность функции преобразования неравновесного моста с дифференциальным преобразователем (рис. 5-10, а), так же как и для цепи в виде делителя, соблюдается лишь при  $P_n = \infty$  (сплош-

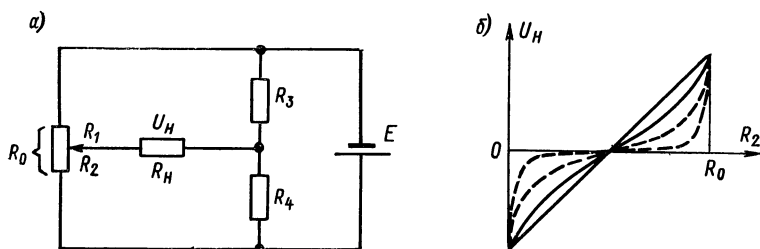


Рис. 5-10

ная прямая на рис. 5-10, б). При  $R_n \neq \infty$  функция преобразования для моста с дифференциальным преобразователем, в котором при равновесии сопротивления всех плеч равны  $R_0$ , определяется выражением

$$U_n = \frac{1}{2} E \varepsilon \frac{1}{1 + \frac{R_0}{R_n} (1 - \varepsilon^2/2)},$$

если задано напряжение питания моста, или

$$U_n = \frac{1}{2} I_E \varepsilon R_0 \frac{1}{1 + (R_0/R_n) (1 - \varepsilon^2/4)},$$

если задан ток питания моста. Кривые  $U_n = f(\varepsilon)$  для моста, работающего при заданном напряжении, приведены на рис. 5-11 и по своему виду аналогичны кривым рис. 5-5, б).

Дифференциальный преобразователь может быть включен в мост не только так, как показано на рис. 5-10, но и в качестве плеч  $R_1$  и  $R_3$ . В этом случае выходное напряжение моста, работающего в режиме заданного напряжения питания  $E = \text{const}$ , принципиально нелинейно при любых  $R_H$ , так как равно

$$U_H = \frac{1}{2} E \varepsilon \frac{1}{(1 - \varepsilon^2/4) + \frac{R_0}{R_H} (1 - \varepsilon^2/2)},$$

а в режиме заданного тока  $I_E = \text{const}$ , наоборот, принципиально линейно при любых  $R_H$  и равно

$$U_H = \frac{1}{2} I_E \varepsilon \frac{1}{1/R_H + 1/R_0}.$$

Однако преимущества последнего моста использовать не всегда удается, так как для обеспечения режима заданного тока требуется источник тока или источник большого напряжения с последовательно включенным сопротивлением, значительно превышающим входное сопротивление моста, поэтому мост такого типа может быть использован только с относительно низкоомными преобразователями.

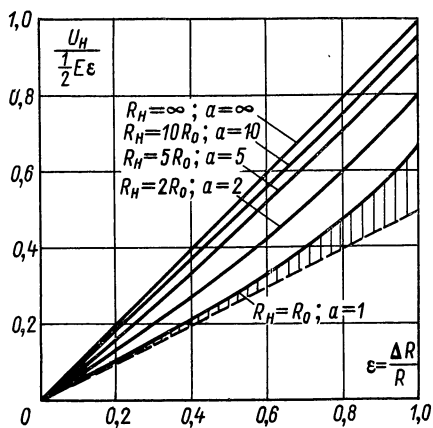


Рис. 5-11

Несколько иная картина получается в том случае, если в преобразователе линейно с входной величиной  $x$  изменяется не сопротивление, а проводимость, например, как в индуктивных преобразователях с переменным зазором (см. § 13-3) или емкостных с переменной площадью (см. § 12-2).

В общем виде выходной ток моста, выраженный через проводимости плеч и указателя, определяется выражениями:

$$I_H = E \frac{Y_2 Y_3 - Y_1 Y_4}{Z_H (Y_1 + Y_2) (Y_3 + Y_4) + (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)}$$

или

$$I_H = I_E \frac{Y_2 Y_3 - Y_1 Y_4}{Z_H (Y_1 Y_2 Y_3 + Y_1 Y_2 Y_4 + Y_1 Y_3 Y_4 + Y_2 Y_3 Y_4) + (Y_1 + Y_3) (Y_2 + Y_4)}.$$

В этом случае принципиально линейным при любом  $R_H$  оказывается работающий в режиме заданного напряжения мост (рис. 5-10, а), у которого преобразователи с линейно изменяющейся проводимостью  $Y_1 = Y_0 + \Delta Y$  и  $Y_2 = Y_0 - \Delta Y$  включены в плечи  $Z_1$  и  $Z_2$ . Его выходной ток определяется выражением

$$I_H = \frac{1}{2} E \varepsilon_Y \frac{1}{1/Y_H + 1/Y_0}.$$

Тот же мост, работающий в режиме заданного тока, оказывается принципиально нелинейным. Мост, в котором дифференциальный преобразователь включен в плечи  $Z_1$  и  $Z_3$ , оказывается линейным в независимости от режима питания лишь при  $R_n = 0$ .

Таким образом, наиболее распространенным мостом и для преобразователей с линейно изменяющимися проводимостями является мост с изменяющимися сопротивлениями плеч  $R_1$  и  $R_2$ , выходное напряжение которого линейно зависит от изменения проводимости при любых  $R_n$  и от изменения сопротивления при  $R_n = \infty$ . Выходное напряжение этого моста в общем виде, когда мост неравноплечий и сопротивления  $R$  или проводимости  $Y$  преобразователя при равновесии не равны сопротивлениям  $R_0$  или проводимостям  $Y_0$  двух нерабочих плеч, определяется формулами:

$$U_n = \frac{1}{2} E \varepsilon_R \frac{1}{1 + \frac{1}{a}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{1}{2} \frac{R}{R_n} \frac{\varepsilon_R^2}{1 + \frac{1}{a}}}$$

и

$$U_n = \frac{1}{2} E \varepsilon_Y \frac{1}{1 + \frac{1}{a}},$$

где  $a = \frac{R_n}{R_{\text{вых. моста}}}$ .

**Чувствительность по напряжению мостовой цепи в районе точки равновесия**, обведенном на рис. 5-9 штриховым квадратом, при малом отклонении фактической кривой от касательной к ней в точке равновесия может считаться приблизительно постоянной.

Так как неравновесные мосты чаще всего ради обеспечения малой погрешности линейности используются именно в режиме малых  $\varepsilon = \Delta R/R$  — изменений сопротивлений плеч, представляет интерес определить их чувствительность именно в том режиме, когда она практически остается постоянной. Если при этом сопротивления всех четырех плеч моста получают малые относительные изменения, равные соответственно  $+\varepsilon_1$ ,  $-\varepsilon_2$ ,  $+\varepsilon_3$  и  $-\varepsilon_4$ , то выходное напряжение моста равно

$$U_n = E \frac{k}{(k+1)^2} (\varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_3 + \varepsilon_4),$$

где  $k = R_1/R_2 = R_3/R_4$  — коэффициент отношения сопротивлений плеч (коэффициент симметрии) моста. Для равноплечего моста ( $k = 1$ ) это приводит к соотношению  $U_n = 0,25 E (\varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_3 + \varepsilon_4)$ . При использовании дифференциального преобразователя (рис. 5-10, а), т. е. при одновременном изменении сопротивлений двух плеч моста  $R_1 + \Delta R$  и  $R_2 - \Delta R$  и  $R_n = \infty$ ,

$$U_n = E \frac{\Delta R}{R_1 + R_2},$$

а при  $R_1 = R_2$  и  $\frac{\Delta R}{R_1} = \frac{\Delta R}{R_2} = \varepsilon$

$$U_n = \frac{1}{2} \varepsilon E.$$

Это значение чувствительности при  $R_n = \infty$  остается справедливым при одновременном изменении на величину  $\varepsilon$  и сопротивлений двух противоположных плеч моста ( $R_1 + \Delta R$  и  $R_4 + \Delta R$ ). При изменении сопротивления лишь одного любого плеча моста чувствительность оказывается, естественно, вдвое меньшей и составляет  $U_n = \frac{1}{4} \varepsilon E$ , а при одновременном изменении сопротивлений всех четырех плеч ( $R_1 + \Delta R$ ;  $R_4 + \Delta R$ ;  $R_2 - \Delta R$  и  $R_3 - \Delta R$ ) — вдвое большей, т. е.  $U_n = \varepsilon E$ .

Если же изменение сопротивлений двух смежных плеч происходит с одним и тем же знаком (т. е.  $R_1 + \Delta R$  и  $R_2 + \Delta R$  или  $R_1 + \Delta R$  и  $R_3 + \Delta R$ ), то мост не выходит из равновесия (при условии  $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$  или  $\varepsilon_1 = \varepsilon_3$ ), т. е. его чувствительность к такому изменению равна нулю, что широко используется на практике для отстройки от мешающих факторов (например, изменений температуры).

При одном рабочем плече отклонение функции преобразования неравновесного моста от касательной в точке  $\varepsilon_1 = 0$  (точка  $R_0$  на рис. 5-9) возрастает с увеличением  $\varepsilon_1$  как

$$\frac{\Delta \varepsilon}{\varepsilon} = - \frac{k \varepsilon_1}{k + 1 + k \varepsilon_1},$$

где  $k = R_1/R_2 = R_3/R_4$ , а при  $k = 1$  (равноплечий мост) равно  $\Delta \varepsilon/\varepsilon = - \varepsilon_1/(2 + \varepsilon_1)$ , т. е., например, для  $\varepsilon_1 = 0,1 = 10\%$   $\Delta \varepsilon/\varepsilon \approx - 5\%$ .

Наиболее быстро это отклонение растет с увеличением  $\varepsilon$ , если рабочими одновременно являются два противоположных плеча (например,  $R_1$  и  $R_4$ ). При  $k = 1$ ,  $\varepsilon_1 \ll 1$  и  $\varepsilon_4 \ll 1$  оно равно

$$\frac{\Delta \varepsilon}{\varepsilon} = - \frac{\varepsilon_1 + \varepsilon_4 + \varepsilon_1 \varepsilon_4}{2}.$$

При использовании же дифференциальных преобразователей это отклонение значительно меньше и равно

$$\frac{\Delta \varepsilon}{\varepsilon} = - \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2 - \varepsilon_1 \varepsilon_2}{2}.$$

Само по себе отклонение на величину  $\Delta \varepsilon$  функции преобразования от касательной в точке  $\varepsilon = 0$  не является погрешностью линейности, так как номинальная (см. § 2-4) характеристика моста может быть выбрана так, как это показано штриховой прямой на рис. 5-5, б или 5-11. Погрешность линейности преобразования есть лишь отклонение реальной характеристики от принятой номинальной, отмеченное штриховкой на рис. 5-11. Поэтому, например, для моста



с дифференциальным преобразователем при  $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon_0$  и номинальной характеристике в виде касательной в точке  $\varepsilon = 0$

$$\gamma_L = \frac{\Delta \varepsilon}{\varepsilon_0} = \frac{\varepsilon_0^2}{2}.$$

Для моста с рабочими преобразователями в противоположных плечах и  $\varepsilon_1 = \varepsilon_4 = \varepsilon_0$

$$\gamma_L = \frac{\Delta \varepsilon}{\varepsilon_0} = -\frac{2\varepsilon_0 + \varepsilon_0^2}{2} = -\varepsilon_0 \left(1 + \frac{\varepsilon_0}{2}\right) \approx -\varepsilon_0.$$

Если же за номинальную характеристику принимать не касательную в точке  $\varepsilon = 0$ , а некоторую хорду, то погрешность соответственно уменьшается, как это было показано на рис. 2-16 (см. § 2-4, стр. 44).

**Зависимость мощности выходного сигнала равноплечего моста от мощности, чувствительности и числа используемых преобразователей.** Неравновесные мосты подразделяются на равноплечие, параллельно-симметричные, последовательно-симметричные и несимметричные.

Равноплечий мост, у которого при измеряемой величине, равной нулю,  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ , имеет выходное сопротивление  $R_i$ , также равное  $R$ . Поэтому максимальная мощность сигнала в нагрузке достигается при согласовании ее сопротивления с выходным сопротивлением моста, т. е. при  $R_n = R_i = R$ . Чувствительность по напряжению при малых  $\varepsilon = \Delta R/R$  будет при этом в два раза меньше, чем при  $R_n = \infty$ , т. е.  $U_{н1} = \frac{1}{8} \varepsilon E$  при одном рабочем (изменяющемся) плече,  $U_{н2} = \frac{1}{4} \varepsilon E$  — при двух и  $U_{н4} = \frac{1}{2} \varepsilon E$  — при четырех. Мощность  $P_n = U_n^2/R_n$ , развиваемая при этом в нагрузке, будет соответственно равна

$$P_{н1} = \frac{\varepsilon^2 E^2}{64R}; \quad P_{н2} = \frac{\varepsilon^2 E^2}{16R}; \quad P_{н4} = \frac{\varepsilon^2 E^2}{4R}.$$

Из полученных выражений для  $U_n$  и  $P_n$  видно, что чувствительность моста растет как с числом рабочих плеч, так и при увеличении напряжения  $E$  источника питания. Однако повышение напряжения питания ограничено предельно допустимым значением мощности рассеяния используемых преобразователей. Если учесть, что мощность в каждом плече равноплечего моста равна  $P_l = E^2/(4R)$ , то, выражая  $P_n$  через суммарную мощность  $P_\Sigma$  одного, двух или четырех рабочих преобразователей, получаем:

$$P_{н1} = \frac{1}{16} \varepsilon^2 P_\Sigma; \quad P_{н2} = \frac{1}{8} \varepsilon^2 P_\Sigma \quad \text{и} \quad P_{н4} = \frac{1}{4} \varepsilon^2 P_\Sigma.$$

Таким образом, при одной и той же суммарной мощности  $P_\Sigma$  используемых рабочих преобразователей оптимальным является равномерное распределение их во все четыре плеча моста.

**Оптимальные соотношения в неравновесных последовательно-симметричных мостах постоянного тока.** Последовательно-симметричный мост (рис. 5-12, а) имеет одну ветвь, составленную из двух последовательно соединенных преобразователей (или одного дифференциального преобразователя) с  $R_1 = R_2$ , и другую ветвь из постоянных резисторов  $R_3 = R_4$ . Согласно теореме Милыштейна об эквивалентной э. д. с. действие приращений сопротивлений  $+\Delta R$  и  $-\Delta R$  в цепи на рис. 5-12, а может быть заменено в цепи сигнала (рис. 5-12, б) действием  $e_1 = I\Delta R$  и  $e_2 = I\Delta R$ , а ветвь источника питания  $E$  замкнута накоротко. Эквивалентная схема цепи

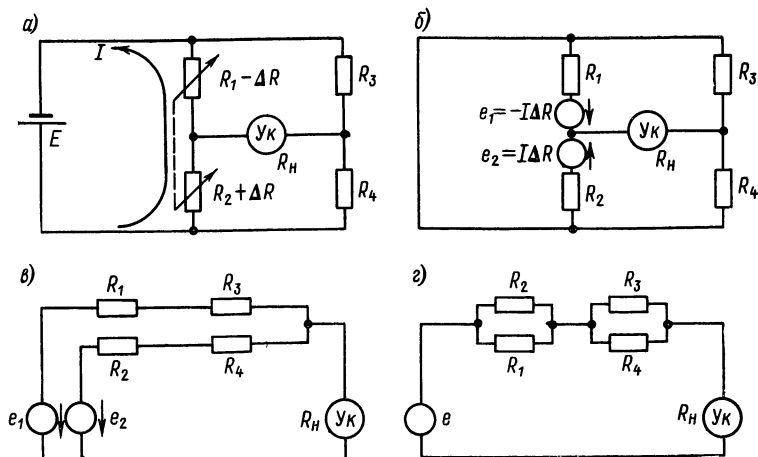


Рис. 5-12

(рис. 5-12, б) показана на рис. 5-12, в. Поскольку направления действия  $e_1$  и  $e_2$  совпадают и  $R_1 = R_2$ , эти э. д. с. могут быть объединены в одну  $e = e_1 = e_2$ ; эквивалентная схема цепи сигнала представлена окончательно на рис. 5-12, г. Условием согласования для цепи на рис. 5-12, г является

$$R_H = R_i = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$$

или при  $R_1 = R_2$  и  $R_3 = R_4$

$$R_H = \frac{R_1}{2} + \frac{R_3}{2},$$

т. е. оптимальное значение  $R_H$  зависит не только от сопротивления рабочих плеч  $R_1$  и  $R_2$ , но и от сопротивлений плеч балластного делителя  $R_3$  и  $R_4$ . Из эквивалентной схемы рис. 5-12, г видно, что в цепи сигнала сопротивления  $R_3$  и  $R_4$  являются именно балластными и мощность, выделяющаяся от действия эквивалентной э. д. с.  $e$  сигнала в нагрузке  $R_H$ , будет наибольшей при  $R_3 = R_4 \rightarrow 0$ . Такое соотношение сопротивлений, когда  $R_3 = R_4 \ll R_1 = R_2$ , и является

оптимальным для последовательно-симметричных неравновесных мостов. Получаемый при этом выигрыш в чувствительности определяется тем, что при  $R_3 = R_4 \rightarrow 0$  согласованное сопротивление нагрузки равно  $R_n = R_i = R/2$  и

$$P_{n2} = \frac{U_n^2}{R_n} = \frac{E^2 \varepsilon^2}{8R} \text{ или } P_{n2} = \frac{1}{4} \varepsilon^2 P_\Sigma,$$

т. е. использование суммарной мощности рабочих преобразователей  $P_\Sigma$  и мощность сигнала  $P_n$  в  $R_n$  будут в этом случае такими же, как и при четырех рабочих преобразователях в равноплечем мосте, т. е. в два раза большими, чем при двух рабочих преобразователях в равноплечем мосте.

Однако выбор  $R_3 = R_4 \rightarrow 0$  в цепи рис. 5-12, а приводит к большому, стремящемуся к бесконечности току через  $R_3$  и  $R_4$ , большому потреблению мощности от источника питания и, главное, к необходимости конструктивного выполнения  $R_3$  и  $R_4$ , рассчитанного на рассеяние этой большой мощности. Поэтому на практике приближаются к этому режиму лишь настолько, насколько это позволяет мощность выбранных  $R_3$  и  $R_4$  или мощность используемого источника питания.

**Оптимальные соотношения в неравновесных параллельно-симметричных мостах постоянного тока.** Параллельно-симметричный мост (рис. 5-13, а) отличается тем, что рабочие преобразователи или половины дифференциального преобразователя включаются в различные ветви моста в качестве  $R_1 = R_3$ , а постоянными являются  $R_2 = R_4$ . Ток покоя в ветвях такого моста

$$I_0 = \frac{E}{R_1 + R_2} = \frac{E}{R_3 + R_4},$$

а эквивалентные э. д. с. сигнала

$$e_1 = e_3 = e = I_0 \Delta R = \frac{E \Delta R}{R_1 + R_2}.$$

Эквивалентная схема цепи сигнала для этого случая представлена на рис. 5-13, б. Напряжение холостого хода  $U_{н.х.х}$  при  $R_n = \infty$  равно

$$U_{н.х.х} = (e_1 + e_3) \frac{R_2 + R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = 2e \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

а согласованное значение  $R_n$ , равное выходному сопротивлению моста,

$$R_n = R_i = \frac{(R_1 + R_3)(R_2 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = \frac{2R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Постоянные сопротивления  $R_2$  и  $R_4$  в эквивалентной схеме цепи сигнала (рис. 5-13, б) лишь шунтируют указатель  $R_n$ . Поэтому максимальная чувствительность, равная чувствительности рассмотренного выше оптимального последовательно-симметричного моста, в этом случае будет при  $R_2 = R_4 \rightarrow \infty$ . Однако, как и в предыдущем

случае, практически выполнить эту рекомендацию невозможно, ибо при  $R_2 = R_4 \rightarrow \infty$  (см. рис. 5-13, а) для поддержания в преобразователях  $R_1$  и  $R_3$  тока  $I_0$  потребуется  $E \rightarrow \infty$ , т. е. бесконечно большое напряжение источника питания. Поэтому практически  $R_2 = R_4$  увеличивают лишь настолько, насколько это позволяет напряжение  $E$ . При ограниченном же значении  $E = \text{const}$  и согласованной нагрузке  $R_H = 2R_1R_2/(R_1 + R_2)$

$$I_H = \frac{U_{H.X.X}}{R_I + R_H} = \frac{2eR_2(R_1 + R_2)}{(R_1 + R_2)4R_1R_2} = \frac{e}{2R_1} = \frac{E \Delta R}{2(R_1 + R_2)R_1} = \frac{E\epsilon}{2(R_1 + R_2)},$$

а мощность в указателе, равная

$$P_H = I_H^2 R_H = \frac{E^2 \epsilon^2}{4(R_1 + R_2)^2} \frac{2R_1R_2}{R_1 + R_2} = \frac{E^2 \epsilon^2}{2} \frac{R_1R_2}{(R_1 + R_2)^3},$$

имеет максимум при  $R_2 = R_1/2$ . Таким образом, для достижения максимума чувствительности при  $E = \text{const}$  постоянные сопротивления

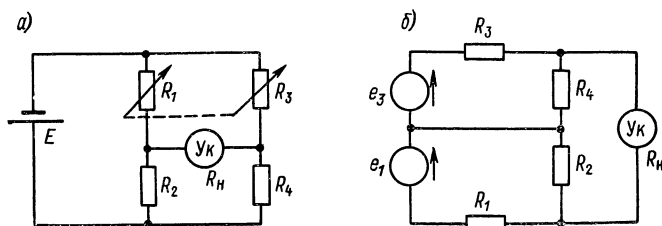


Рис. 5-13

ния плеч  $R_2 = R_4$  должны быть в два раза меньше, чем  $R_1 = R_3$ . При этом согласованное сопротивление указателя и мощность в нем оказываются равными

$$R_H = \frac{2R_2R_2}{R_2 + 2R_2} = \frac{4R_2^2}{3R_2} = \frac{4}{3}R_2 = \frac{2}{3}R_1 \text{ и } P_{H2} = \frac{2}{27} \frac{E^2 \epsilon^2}{R_1}.$$

Так как при  $R_2 = R_1/2$  напряжение на  $R_1$  равно  $U_1 = \frac{2}{3}E$  и мощность  $P_i$  на каждом из рабочих преобразователей равна  $P_i = \frac{U_1^2}{R_1} = \frac{4}{9} \frac{E^2}{R_1}$ , то

$$P_\Sigma = 2P_i = \frac{8}{9} \frac{E^2}{R_1} \text{ и } P_{H2} = \frac{2}{27} \frac{9}{8} \epsilon^2 P_\Sigma = \frac{1}{12} \epsilon^2 P_\Sigma,$$

т. е. использование мощности  $P_\Sigma$  преобразователей оказывается в этом случае более плохим, чем в равноплечем мосте. Поэтому применять это соотношение плеч ( $R_2 = R_1/2$ ) имеет смысл только в тех случаях, когда нет никакой возможности повысить значение  $E$  и полностью использовать  $P_\Sigma$  данных преобразователей в равноплечем ( $R_2 = R_1$ ) или оптимальном ( $R_2 \gg R_1$ ) мосте.

Подводя итог, следует подчеркнуть, что наиболее важным параметром, определяющим мощность сигнала измерительной цепи,

является относительная чувствительность  $\varepsilon = \Delta R/R$  используемого параметрического преобразователя (удвоение  $\varepsilon$  дает учетверение  $P_n$ ), вторым по важности параметром является мощность  $P_i$  преобразователя. Произведение этих показателей  $P_{\text{эф}} = \varepsilon^2 P_i$  есть эффективная мощность параметрического преобразователя, аналогичная мощности короткого замыкания  $P_{\text{к.з}}$  генераторных преобразователей, — это основной обобщенный показатель качества таких преобразователей. И, наконец, последним по важности оказывается выбор оптимальной схемы моста, возможности которого ограничены лишь рядом коэффициентов (1/16, 1/12, 1/8, 1/4), различающихся не более чем в четыре раза.

## 5-6. ОСОБЕННОСТИ НЕРАВНОВЕСНЫХ МОСТОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Неравновесные мосты переменного тока из-за присущих им особенностей несколько сложнее рассмотренных выше мостов постоянного тока. Однако ряд измерительных преобразователей не

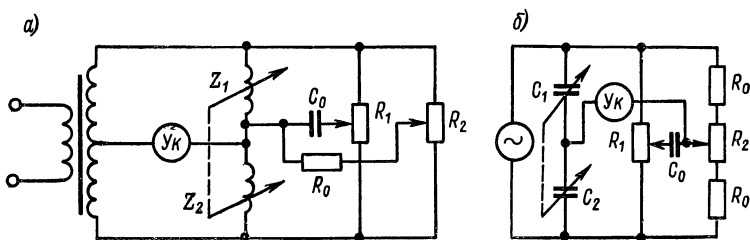


Рис. 5-14

может использоваться при питании постоянным током. Входное напряжение мостов переменного тока гораздо проще усиливать, используя усилители переменного тока. И, наконец, в ряде случаев мосты переменного тока обладают возможностями, не достижимыми в мостах постоянного тока. Поэтому очень часто неравновесные мосты переменного тока используют даже с теми преобразователями (например, с тензорезисторами, терморезисторами или фоторезисторами и т. п.), которые могли бы работать и на постоянном токе.

Предварительное уравнивание мостов переменного тока отличается тем, что оно должно производиться по двум составляющим, так как реально изготовленные преобразователи всегда имеют некоторый разброс как активной, так и реактивной составляющих сопротивления.

Это уравнивание осуществляется цепями, показанными на рис. 5-14, а. Резистор  $R_1$  при перемещении движка в крайнее верхнее положение позволяет присоединить конденсатор  $C_0$  параллельно преобразователю  $Z_1$ , а при перемещении в крайнее нижнее — параллельно  $Z_2$ . Если технологический разброс реактивного сопротивления преобразователей не превосходит  $\pm 5\%$ , то для достижения

равновесия для любых случайно выбранных преобразователей достаточно взять  $C_0$  с проводимостью, равной 0,1 реактивной проводимости  $Z_1$  и  $Z_2$ , т. е. с сопротивлением, в 10 раз бóльшим  $Z_1$  и  $Z_2$ . Аналогичным образом рассчитывается и значение сопротивления резистора  $R_0$ , обеспечивающего совместно с переменным резистором  $R_2$  уравнивание моста по активной составляющей. Шунтирование преобразователей  $Z_1$  и  $Z_2$  цепями уравнивания приводит к понижению их чувствительности, поэтому, когда это возможно, для этой же цели используют другой вариант такой цепи, изображен-

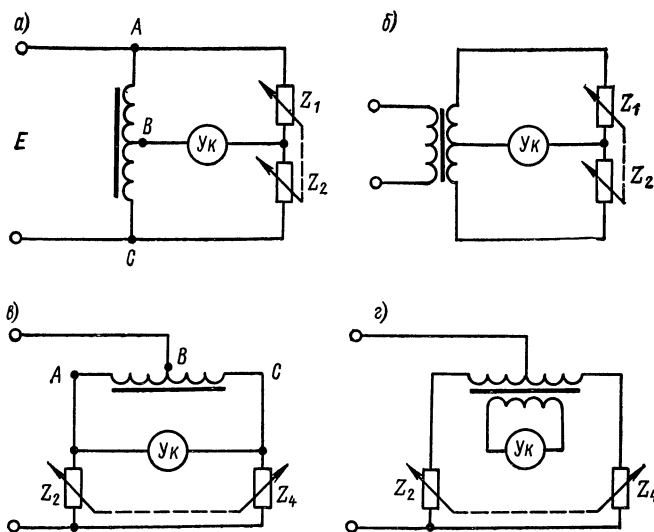


Рис. 5-15

ный на рис. 5-14, б. Здесь цепи уравнивания располагаются в пассивных плечах моста и не шунтируют рабочие преобразователи  $C_1$  и  $C_2$ .

**Мосты переменного тока с тесной индуктивной связью смежных плеч** позволяют весьма близко приблизиться к оптимальным соотношениям ( $Z_3 = Z_4 \rightarrow 0$  или  $Z_2 = Z_4 \rightarrow \infty$ ), рассмотренным в предыдущем параграфе и принципиально неосуществимым в мостах постоянного тока из-за требования  $I \rightarrow \infty$  или  $E \rightarrow \infty$ .

Принципиальные схемы последовательно-симметричных (рис. 5-15, а и б) и параллельно-симметричных (рис. 5-15, в и г) мостов с тесной индуктивной связью смежных плеч отличаются тем, что вместо  $Z_3$  и  $Z_4$  в первом случае или вместо  $Z_1$  и  $Z_3$  — во втором используется автотрансформатор или трансформатор с выводом от средней точки обмотки. В результате этого сопротивление току по пути  $ABC$ , шунтирующее источник питания  $E$  (рис. 5-15, а и б) или указатель (рис. 5-15, в и г), оказывается достаточно большим, равным сопротивлению холостого хода трансформатора или авто-

трансформатора ( $Z_{x,x} \approx \omega L$ ). Однако эти же обмотки оказывают очень малое сопротивление для двух встречных и равных токов, протекающих по путям  $AB$  и  $CB$ . При этом создаваемые полуобмотками м. д. с. направлены встречно и уравнивают друг друга, в результате магнитный поток в сердечнике отсутствует, а следовательно, потокосцепление, индуктивность и индуктивное сопротивление для равных токов, одновременно протекающих по путям  $AB$  и  $CB$  навстречу друг другу, практически равны нулю. Сопротивление для этих токов определяется лишь активным сопротивлением  $r$  обмоток и их индуктивностью рассеяния  $L_s$ , т. е. равно  $Z_{к.з.} = \sqrt{r^2 + x_s^2}$ . Для обеспечения малого значения  $x_s = \omega L_s$ , т. е. действительно тесной индуктивной связи, эти обмотки мотаются обычно двумя параллельными проводниками, а точка  $B$  образуется соединением конца одного и начала другого провода. В результате этого в мостах переменного тока с тесной индуктивной связью смежных плеч оказывается возможным обеспечить  $Z_3 = Z_4 \rightarrow 0$  или  $Z = Z_3 \rightarrow \infty$ , избежав  $I \rightarrow \infty$  или  $E \rightarrow \infty$ , что невозможно в мостах постоянного тока. Степень приближения к оптимальным условиям определяется тем, насколько в реальном трансформаторе или автотрансформаторе  $Z_{x,x} > Z_{к.з.}$ . Так как  $Z_{x,x} \approx \omega L$ , а  $Z_{к.з.} = r$ , то степень приближения к оптимальным условиям определяется отношением  $Z_{x,x}/Z_{к.з.} \approx \omega L/r = Q$ , т. е. добротностью трансформатора.

Условия согласования сопротивления указателя  $R_n$  с выходным сопротивлением моста сводятся в этом случае к  $R_n = 0,5 |Z_{1,2}|$  для рис. 5-15, а, б или к  $R_n = 2 |Z_{2,4}|$  для рис. 5-15, в, г.

**Использование в неравновесных мостах переменного тока фазочувствительных выходных указателей.** Очень важной особенностью неравновесных мостов переменного тока по сравнению с неравновесными мостами постоянного тока является совершенно различный характер изменения показаний фазочувствительного указателя в районе точки равновесия.

Так, в неравновесном мосте постоянного тока при изменении  $R_1$  от  $R_1 = 0$  до  $R_1 = R_0$ , при котором наблюдается  $U_n = 0$ , и далее до  $R_1 \rightarrow \infty$  напряжение  $U_n$  и показания магнитоэлектрического указателя изменяются по кривой  $U_n(R_1)$  (рис. 5-9 или 5-16, а). При  $R_1 > R_0$  показания указателя имеют один знак, при  $R_1 = R_0$  они становятся равными нулю, а при  $R_1 < R_0$  получают другой знак, и это изменение в малом районе вокруг  $R_1 = R_0$  можно считать линейно зависящим от  $\Delta R = (R_1 - R_0)$ .

Такое поведение выходной величины неравновесного моста постоянного тока очень удобно как для предварительной установки моста на нуль, так и для использования его выходной величины для регулирования тех или иных процессов.

У моста же переменного тока выходное напряжение  $U_n = f(Z_1)$  изменяется в принципе также по кривой  $I$  (рис. 5-16, б), однако в точке  $Z_1 = Z_0$  на  $180^\circ$  изменяется фаза этого напряжения. Поэтому при использовании фазочувствительных указателей переменного тока (ламповый или транзисторный вольтметр, выпрямительный,

электромагнитный, электростатический и другие приборы) их показания должны были бы изменяться по штриховой кривой 2 (рис. 5-16, б), т. е. сначала убывать до нуля, а затем вновь возрастать. Однако вследствие ряда обстоятельств (некоторая нелинейность сопротивлений плеч моста, недостаточно чистая синусоидальная форма кривой питающего напряжения и др.) в выходном напряжении моста всегда присутствуют более высокие гармоники питающего напряжения. Поэтому в тот момент, когда  $Z_1 = Z_0$  и мост уравновешен по основной волне, он оказывается неуравновешенным по более высоким гармоникам (2-й, 3-й, 5-й и т. д.) и его выходное напряжение  $U_n$ , а следовательно, и показания фазочувствительного указателя оказываются отличными от нуля. В результате этого

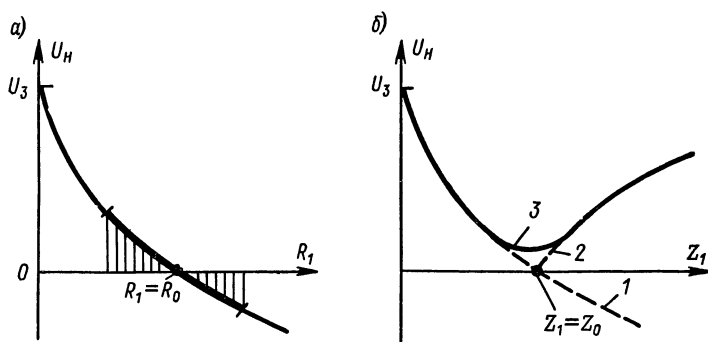


Рис. 5-16

изменение  $U_n = f(Z_1)$  происходит по сплошной кривой 3 (рис. 5-16, б), которая при  $Z_1 = Z_0$  не достигает  $U_n = 0$ , а лишь имеет достаточно пологий минимум.

В результате этого: 1) нет возможности определить по показаниям указателя знак отклонения  $\Delta Z = Z_1 - Z_0$ , 2) чувствительность моста при  $Z_1 = Z_0$  оказывается равной нулю, из-за чего невозможно каждый раз при предварительном уравнивании моста точно установить его в точку  $Z_1 = Z_0$ , от которой затем начинается отсчет показаний, что приводит к появлению значительной погрешности воспроизводимости, и, наконец, 3) характеристика моста (кривая 3) получается значительно нелинейной и не проходит через нуль.

Избавиться от всех этих недостатков позволяет использование фазочувствительных указателей в виде ферродинамических приборов или магнитоэлектрических указателей с фазочувствительными диодными или транзисторными выпрямителями (см. § 8-7). Такие указатели нечувствительны к напряжениям иных частот, кроме основной волны, а при изменении фазы основной волны на противоположную меняют знак отклонения, т. е. практически полностью воспроизводят характеристику рис. 5-16, а, аналогичную характеристике мостов постоянного тока. Поэтому неравновесные мосты переменного тока чаще всего используются в сочетании с фазочувствительными указателями.



## ОСНОВЫ ТЕОРИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ УРАВНОВЕШИВАНИЯ

6-1. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ  
СЛЕДЯЩЕГО СТАТИЧЕСКОГО УРАВНОВЕШИВАНИЯ

Измерительные цепи со следящим статическим уравниванием выполняются как в виде мостов, так и в виде компенсаторов для измерения как электрических, так и неэлектрических величин. Примерами таких цепей являются усилители с глубокой отрицательной обратной связью (см. § 8-2), манометры с силовым уравни-

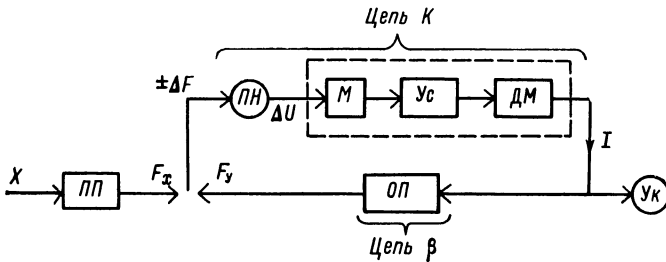


Рис. 6-1

новешиванием (см. рис. 21-5) или, например, термоанемометр (см. рис. 19-2) со статическим уравниванием моста с терморезистором.

Все эти приборы имеют общую структурную схему измерительной цепи, приведенную на рис. 6-1. Здесь измеряемая величина  $X$  с помощью предварительного преобразователя  $ПП$  (который в ряде случаев может и отсутствовать) преобразуется в величину  $F_x$ , уравниваемую величиной  $F_y$ , получаемой от обратного преобразователя  $ОП$  в результате преобразования им выходной величины  $I$ , одновременно поступающей в указатель прибора  $Ук$ . Лишь только малая разность уравниваемых величин  $\Delta F = F_x - F_y$  действует на преобразователь сигнала неравновесия  $ПН$  и, усиленная затем усилителем (узлы усилителя обведены на рис. 6-1 штриховой линией), образует выходную величину  $I$ .

Погрешность прибора с цепью статического уравнивания складывается из трех составляющих: погрешности  $\gamma_{п.п}$  предварительного преобразователя  $ПП$ , погрешности  $\gamma_{у.п}$  цепи собственно уравнивающего преобразования (от  $F_x$  до  $I$ ) и погрешности  $\gamma_{ук}$  указателя  $Ук$ .

Цепь уравнивающего преобразования состоит из двух самостоятельных ветвей — цепи прямого преобразования (от  $\Delta F$  до  $I$  на рис. 6-1) с коэффициентом передачи  $K$ , или кратко «цепи  $K$ », и цепи обратного преобразования (от  $I$  до  $F_y$ ) с коэффициентом передачи  $\beta$ , или кратко «цепи  $\beta$ ».

Примем для основных коэффициентов, характеризующих работу этих цепей, следующие обозначения и термины:

$F_x$  — входная, преобразуемая или измеряемая величина;

$F_y$  — уравнивающая величина;

$I$  — выходная, преобразованная величина;

$K = I/\Delta F$  — коэффициент преобразования цепи  $K$ ;

$\beta = F_y/I$  — коэффициент преобразования цепи  $\beta$ ;

$F_y/\Delta F = K\beta$  — глубина уравнивания, или петлевое усиление;

$\Delta F/F_x = \alpha$  — относительное неравновесие;

$F_y/F_x = \kappa$  — относительная глубина уравнивания.

С использованием этих обозначений работа цепи описывается следующими уравнениями:

$$F_x = F_y + \Delta F; \quad F_y = I\beta; \quad I = \Delta FK.$$

Отсюда относительное неравновесие

$$\alpha = \frac{\Delta F}{F_x} = \frac{\Delta F}{\Delta F + F_y} = \frac{1}{1 + K\beta};$$

относительная глубина уравнивания

$$\kappa = \frac{F_y}{F_x} = \frac{F_y}{\Delta F + F_y} = \frac{K\beta}{1 + K\beta} = 1 - \alpha,$$

а чувствительность цепи уравнивания

$$S = \frac{I}{F_x} = \frac{\beta F_x K}{F_x} = \alpha K = \frac{K}{1 + K\beta}. \quad (6-1)$$

Таким образом, чувствительность  $S = I/F_x$  всей цепи уравнивающего преобразователя оказывается в  $(1 + K\beta)$  раз меньше чувствительности цепи  $K$  этого преобразователя. При этом, однако, примерно в такое же число раз уменьшается результирующая погрешность преобразования  $F_x$  в  $I$ . Эта погрешность складывается из ряда как аддитивных, так и мультипликативных составляющих используемых преобразователей.

**Мультипликативная составляющая погрешности цепей статического уравнивания**, т. е. погрешность их чувствительности  $\gamma_S = dS/S$ , возникает вследствие непостоянства коэффициента  $K$ , т. е. погрешности чувствительности  $\gamma_K = dK/K$  цепи  $K$ , и непостоянства коэффициента  $\beta$ , т. е. погрешности чувствительности  $\gamma_\beta = d\beta/\beta$  цепи  $\beta$ .

Зависимость результирующей мультипликативной погрешности  $\gamma_S$  уравнивающего преобразования от вызывающих ее  $\gamma_K$  и  $\gamma_\beta$  и глубины уравнивания  $\kappa = F_y/F_x$  находится путем логарифмирования и последующего дифференцирования выражения (6-1). Действительно,

$$\ln S = \ln K - \ln (1 + K\beta)$$

или после дифференцирования и несложных преобразований

$$\begin{aligned} \gamma_S = \frac{dS}{S} &= \frac{dK}{K} - \frac{d(1 + K\beta)}{1 + K\beta} = \frac{dK}{K} \frac{1}{1 + K\beta} - \frac{d\beta}{\beta} \frac{K\beta}{1 + K\beta} = \frac{dK}{K} \alpha - \frac{d\beta}{\beta} \kappa = \\ &= \gamma_K \alpha - \gamma_\beta \kappa. \end{aligned}$$

Если погрешности  $\gamma_K$  и  $\gamma_\beta$  являются систематическими, то результирующее отклонение чувствительности  $S$  на величину  $\gamma_s$  будет учтено при градуировке прибора и не вызовет погрешности при измерении. Если же погрешности  $\gamma_K$  и  $\gamma_\beta$  случайны или являются неслучайными функциями случайных аргументов (напряжения питания, помех и т. д.), то результирующая погрешность  $\gamma_s$  будет также случайной и (если положить  $\gamma_K$  и  $\gamma_\beta$  некоррелированными, см. § 3-7) может быть определена из соотношения

$$\gamma_s^2 = (\gamma_K \alpha)^2 + (\gamma_\beta \kappa)^2.$$

**Аддитивная составляющая погрешности цепей статического уравнивания** определяется суммой аддитивных погрешностей как цепи  $K$ , так и цепи  $\beta$ . При этом систематические аддитивные погрешности, остающиеся постоянными во времени, приводят к постоянному смещению нуля и легко исключаются градуировкой. Случайные же погрешности в виде наводок, шума, дрейфа и неустойчивости образуют результирующую погрешность нуля прибора. При суммировании этих погрешностей удобнее оперировать их абсолютными значениями, приведенными к точке уравнивания величины  $F_x$  величиной  $F_y$ , т. е. ко входу цепи  $K$  и выходу цепи  $\beta$ . Поэтому погрешность нуля обратного преобразователя  $ОП$  (рис. 6-1) определяется в виде величины  $\Delta_\beta$  в единицах величины  $F_y$ , а погрешность канала  $K$  — в виде  $\Delta_K$  в тех же единицах, приведенной ко входу этого канала.

Доля погрешности нуля, вносимая порогами чувствительности отдельных преобразователей цепи  $K$ , зависит от их коэффициентов усиления. Так, например, если цепь  $K$  (рис. 6-1) состоит из ряда преобразователей ( $ПН$ ,  $М$ ,  $Ус$ ,  $ДМ$ ) с коэффициентами преобразования  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$  и приведенными ко входу каждого из преобразователей аддитивными погрешностями  $\Delta_1$ ,  $\Delta_2$ ,  $\Delta_3$  и  $\Delta_4$ , то результирующая погрешность нуля выходного сигнала цепи  $K$  равна

$$\Delta_{\text{вых}} = \Delta_1 K_1 K_2 K_3 K_4 + \Delta_2 K_2 K_3 K_4 + \Delta_3 K_3 K_4 + \Delta_4 K_4,$$

а ее значение, приведенное ко входу цепи  $K$ , составит

$$\begin{aligned} \Delta_K &= \frac{\Delta_1 K_1 K_2 K_3 K_4 + \Delta_2 K_2 K_3 K_4 + \Delta_3 K_3 K_4 + \Delta_4 K_4}{K_1 K_2 K_3 K_4} = \\ &= \Delta_1 + \frac{\Delta_2}{K_1} + \frac{\Delta_3}{K_1 K_2} + \frac{\Delta_4}{K_1 K_2 K_3}. \end{aligned} \quad (6-2)$$

Таким образом, общая погрешность нуля цепи  $K$  определяется шумом, дрейфом и неустойчивостью в первую очередь первых преобразователей цепи  $K$ , так как погрешности последующих преобразователей входят в (6-2) деленными на произведение коэффициентов усиления всех предшествующих им преобразователей. Однако если предшествующий преобразователь является ослабляющим (например, модулятор  $М$  на рис. 6-1), т. е. его коэффициент усиления оказывается меньшим единицы (см. § 8-1), то доля погрешности, вносимой неустойчивостью нуля последующего за ним пре-

образователя, в соответствии с (6-2) не только не уменьшается, а наоборот, возрастает.

Это обстоятельство обуславливает особо жесткие требования к первым преобразователям цепи  $K$ . Преобразователь неравновесия  $ПН$ , модулятор  $M$  и усилитель  $Ус$  (рис. 6-1) должны обладать минимальными погрешностями нуля и максимально высокой чувствительностью, так как абсолютная величина вносимой ими погрешности не может быть снижена повышением коэффициента усиления усилителя  $Ус$  или увеличением глубины уравнивания всей цепи.

**Результирующая погрешность цепи статического уравнивания** складывается из четырех рассмотренных составляющих в соответствии с § 2-2 как

$$\gamma_{y.n} = \pm \gamma_{\beta} (1 + \alpha) \pm \gamma_K \alpha \pm \frac{\Delta_{\beta}}{F_x} \pm \frac{\Delta_K}{F_x}, \quad (6-3)$$

а с учетом того, что эти случайные составляющие, как правило, некоррелированы друг с другом (в соответствии с § 3-7), они должны суммироваться по правилу суммирования некоррелированных случайных погрешностей как

$$\gamma_{y.n} = \sqrt{\gamma_{\beta}^2 (1 - \alpha)^2 + \gamma_K^2 \alpha^2 + \frac{\Delta_{\beta}^2 + \Delta_K^2}{F_x^2}}, \quad (6-4)$$

где  $\gamma_{\beta}$  и  $\gamma_K$  — относительные значения мультипликативных, а  $\Delta_{\beta}$  и  $\Delta_K$  — абсолютные значения аддитивных погрешностей соответственно цепей  $\beta$  и  $K$ . Учитывая, что  $\alpha F_x = \Delta F$ , т. е.  $F_x = \Delta F / \alpha$ , соотношение (6-4) можно записать как

$$\begin{aligned} \gamma_{y.n} &= \sqrt{\gamma_{\beta}^2 (1 - \alpha)^2 + \left( \gamma_K + \frac{\Delta_{\beta}^2 + \Delta_K^2}{\Delta F^2} \right) \alpha^2} = \\ &= \sqrt{\gamma_{\beta}^2 (1 - \alpha)^2 + \left( \frac{\gamma_K^2 \Delta F^2 + \Delta_K^2 + \Delta_{\beta}^2}{F_x^2} \right)}. \end{aligned} \quad (6-5)$$

Из последнего соотношения наиболее наглядно видно действие глубины уравнивания на погрешность  $\gamma_{y.n}$  уравнивающего преобразования. При повышении глубины уравнивания ( $K\beta \rightarrow \infty$ ;  $\alpha = 1/(1 + K\beta) \rightarrow 0$ ) первый член подкоренного выражения  $\gamma_{\beta}^2 (1 - \alpha)^2$  стремится к  $\gamma_{\beta}^2$ , т. е. погрешность чувствительности  $\gamma_{\beta}$  обратного преобразователя полностью входит в  $\gamma_{y.n}$ . Что же касается погрешностей  $\gamma_K$ ,  $\Delta_K$  и  $\Delta_{\beta}$ , то их влияние на относительную погрешность  $\gamma_{y.n}$  уравнивающего преобразования понижается в  $\alpha$  раз. Таким образом, повышение глубины уравнивания  $\kappa$  снижает в  $\alpha = (1 - \kappa) = 1/(1 + K\beta)$  раз все как аддитивные, так и мультипликативные погрешности уравнивающего преобразования, за исключением лишь погрешности чувствительности  $\gamma_{\beta}$  обратного преобразователя. При этом особенность механизма уменьшения этих погрешностей состоит в том, что абсолютная величина результирующей погрешности  $\Delta_{\Sigma} = \gamma_K^2 \Delta F^2 + \Delta_K^2 + \Delta_{\beta}^2$  от значений  $\alpha$  или  $\beta$  не зависит.

Так, например, если суммарная нестабильность нуля обратного преобразователя и нуля и чувствительности усилителя (вызываемая дрейфом, шумом, колебаниями температуры и т. п.), приведенная ко входу усилителя, составляет 10 мкВ, то это абсолютное значение погрешности остается неизменным при любой величине глубины уравнивания, т. е. не зависит от выбираемого значения  $\beta$  цепи обратного преобразования. По мере увеличения  $\beta$  уменьшается результирующая чувствительность прибора (как  $S \approx 1/\beta$ ) и соответственно возрастает (в пределах сохранения линейности соотношения  $F_y = \beta I$ ) верхний предел входной преобразуемой величины  $F_x$ . В результате этого относительная величина погрешности согласно (6-5) уменьшается лишь за счет возрастания  $F_x$ , а ее абсолютная величина остается неизменной.

Таким образом, основной смысл перехода от прямого преобразования  $F_x$  в  $I$  с коэффициентом усиления  $K$  к уравнивающему преобразованию с  $S = K/(1 + K\beta)$  состоит в уменьшении относительного значения погрешности, складывающейся из  $\gamma_K$ ,  $\Delta_K$  и  $\Delta_\beta$  как  $\Delta_\Sigma^2 = \gamma_K^2 \Delta F^2 + \Delta_K^2 + \Delta_\beta^2$ , в  $\alpha = 1/(1 + K\beta)$  раз за счет такой же (в  $1 + K\beta$  раз) потери результирующей чувствительности, т. е. в обмене запаса чувствительности цепи на повышение ее точности.

**Разновидности измерительных цепей со статическим уравниванием и требования к используемым преобразователям.** Основное разнообразие цепей статического уравнивания определяется типом обратного преобразователя и видом используемого усилителя. Выходной величиной усилителя чаще всего бывает электрический ток  $I$  или напряжение  $U$ . Поэтому задачей обратного преобразователя является максимально точное преобразование  $I$  или  $U$  в величину  $F_y$ , однородную с преобразуемой  $F_x$ . Поэтому для цепей уравнивания э. д. с. обратный преобразователь — это высокостабильный резистор  $R$ , падение напряжения  $IR$  на котором и образует уравнивающее напряжение  $U_y$ . Для цепей уравнивания  $R$ ,  $L$  или  $C$  обратный преобразователь — это управляемые током или напряжением сопротивления, емкости или индуктивности (т. е., например, подогревной терморезистор, катушки с подмагничиваемым током сердечником или емкость полупроводникового перехода, управляемая напряжением). При измерении силы или давления обратный преобразователь — это магнитоэлектрический, электродинамический или электростатический механизм, развивающий усилие, зависящее от приложенного тока или напряжения.

Так как общая погрешность (6-4) цепи со статическим уравниванием в первую очередь определяется погрешностью  $\gamma_\beta$  цепи обратного преобразования, то этот преобразователь должен быть совершенным во всех отношениях: он должен обладать высокой стабильностью нуля, высокой стабильностью коэффициента преобразования, иметь малую инерционность и т. д.

Единственным обстоятельством, облегчающим создание обратных преобразователей цепей уравнивания, является то, что

от этих преобразователей не требуется усиления или высокой чувствительности, а нужна лишь только высокая стабильность.

В качестве усилителей в приборах статического уравнивания используются все известные типы усилителей — ламповые, транзисторные, магнитные, фотогальванометрические и их сочетания. Основной особенностью требований, предъявляемых к усилителям приборов уравнивания, является то обстоятельство, что от них не требуется высокого постоянства коэффициента усиления, ибо погрешность  $\gamma_s$  чувствительности усилителя уменьшается в  $(1 + K\beta)$  раз, но требуется высокий коэффициент усиления.

**Основные свойства цепей статического уравнивания.** При статическом уравнивании в цепи отсутствуют какие-либо элементы памяти. Поэтому для поддержания на выходе цепи уравнивания определенного значения величины  $I$  на вход цепи  $K$  необходимо непрерывно подавать величину  $\Delta F = I/K$ . При большом  $K$  значение  $\Delta F$  может быть достаточно мало, но оно не может быть равным нулю. Поэтому  $F_x$  и  $F_y$  всегда остаются не равными между собой на величину  $\Delta F$ . Однако в силу независимости

$$\alpha = \frac{\Delta F}{F_x} = \frac{1}{1 + K\beta}$$

от входной величины  $F_x$  величина  $\Delta F$  составляет постоянную часть от величины  $F_x$ , равную  $\alpha F_x$ , что легко учитывается градуировкой прибора и не вносит погрешности при измерении. Поэтому высказываемое иногда утверждение о том, что наличие неуровновешенности  $\Delta F$  при статическом уравнивании является недостатком этого вида уравнивания, является заблуждением. Наоборот, непрерывная пропорциональность  $F_x$  и  $\Delta F$ , т. е. чисто мультипликативный характер этой систематической погрешности, позволяет легко ее устранить при градуировке прибора и не ограничивает рабочего диапазона прибора. Это позволяет, используя статическое уравнивание, создавать приборы с исключительно широким диапазоном (например, акселерометры с  $D = 10^6$  [158]), недоступным для любых других способов уравнивания.

Другим преимуществом цепей со статическим уравниванием является их высокое быстродействие, т. е. возможность обеспечения весьма широкого частотного диапазона (практически от 0 до 1—10 МГц).

Недостатками цепей со статическим уравниванием являются следующие. Во-первых, относительно малая точность, так как их выходной величиной, как правило, является электрический ток  $I$ , что вызывает необходимость использования еще отдельного указателя  $U_k$  (рис. 6-1), погрешность которого  $\gamma_{uk}$  (см. выше) и снижает общую точность прибора. От этого недостатка можно избавиться, используя измерительные цепи с астатическим уравниванием. Во-вторых, для достижения малых погрешностей необходимы большие значения петлевого усиления  $K\beta$ , при которых возможна потеря устойчивости и возникновение автоколебаний (см. § 7-13). От этого

недостатка свободны описываемые ниже цепи с программным уравниванием. В заключение необходимо отметить, что практически в приборах с использованием статического уравнивания, кроме уравнивающего преобразования  $F_x$  в  $I$  с погрешностью  $\gamma_{у.п.}$ , часто применяется предварительное прямое преобразование (преобразователи  $ПП$  на рис. 6-1) с достаточно большой погрешностью  $\gamma_{п.п.}$ . Поэтому результирующая погрешность всего прибора оказывается суммой  $\gamma_{п.п.}$ ,  $\gamma_{у.п.}$  и  $\gamma_{ук}$  (механизм суммирования см. в § 3-7) и и может значительно превосходить значение  $\gamma_{у.п.}$ .

## 6-2. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ СЛЕДЯЩЕГО АСТАТИЧЕСКОГО УРАВНОВЕШИВАНИЯ

Принципиальное отличие астатического уравнивания от статического состоит в следующем. При статическом уравнивании цепь  $K$  не содержит элементов памяти. Поэтому для поддержания на ее выходе той или иной величины тока  $I$  (см. рис. 6-1) на ее вход должна непрерывно подаваться хотя и очень небольшая, но пропорциональная  $I$  величина  $\Delta F$ . Если на какое-то время  $\Delta F$  станет равной нулю, то и ток  $I$  упадет до нуля. При астатическом уравнивании цепь  $K$  прибора выполняется как независимый генератор величины  $\varphi$ , лишь перестраиваемый сигналами  $\pm \Delta F$ , поступающими на вход цепи  $K$ . Для этого выход цепи  $K$  прибора снабжается элементом памяти, запоминающим установленную величину  $\varphi$ . В результате этого для поддержания  $\varphi$  на постоянном уровне никакого воздействия на вход цепи  $K$  не требуется, а входное воздействие  $\pm \Delta F \neq 0$  используется лишь для перестройки этого генератора на новое значение  $\varphi$ , т. е. для изменения хранимого элементом памяти значения  $\varphi$ .

Простейшей разновидностью такого перестраиваемого генератора является сочетание электрического двигателя  $D$  и реохорда  $R$ , питаемого от независимого стабильного источника э. д. с.  $E$  (рис. 6-2, а). При отсутствии напряжения  $U_{вх}$  на зажимах двигателя (рис. 6-2, б) угол отклонения  $\varphi$  выходного вала и напряжение  $U_{вых}$ , снимаемое с реохорда, сохраняют установленную ранее величину (рис. 6-2, в). При воздействии на двигатель напряжения  $\pm U_{вх}$  того или иного знака двигатель приходит в движение и  $\varphi$  и  $U_{вых}$  изменяются, а при остановке двигателя сохраняют достигнутые значения.

Кривая  $\varphi$  или  $U_{вых}$  (рис. 6-2, в) является интегралом от кривой  $U_{вх}$  (рис. 6-2, б), поэтому цепь памяти на рис. 6-2, а (при малых значениях  $\pm U_{вх}$ , пока сохраняется линейная зависимость между скоростью двигателя и приложенным к нему напряжением) можно рассматривать как интегрирующий элемент.

До развития цифровой измерительной техники такая операция долговременного запоминания не могла быть осуществлена в чисто электрических цепях без подвижных механических элементов, поэтому измерительные цепи с астатическим уравниванием

могли быть только электромеханическими, а потому медленнодействующими (время прохождения всей шкалы около 1 с).

Но с появлением элементов долговременной памяти в виде счетчиков электрических импульсов открылась возможность построения чисто электрических цепей с астатическим уравниванием и достаточно высоким быстродействием.

Принцип действия узла, аналогичного узлу на рис. 6-2, а, но выполненного без использования каких-либо механических элементов, иллюстрируется рис. 6-2, г. Здесь входной сигнал  $X_{вх}$  в виде

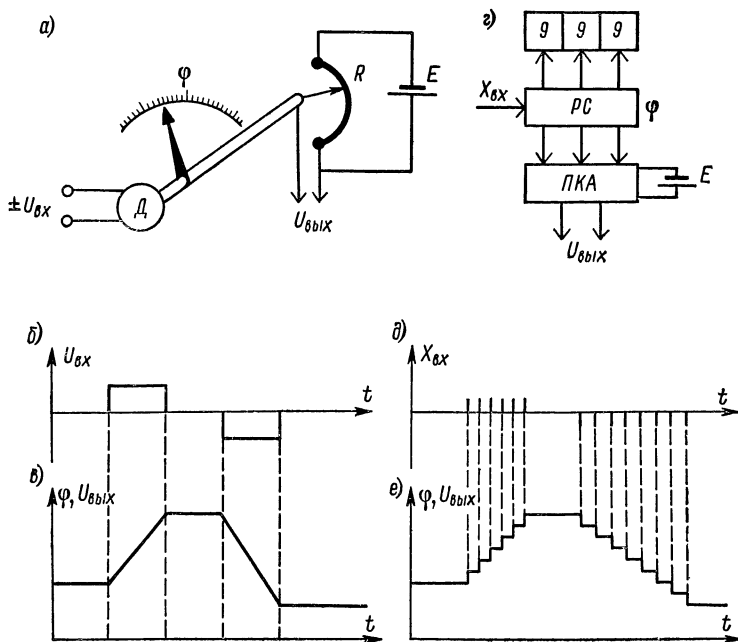


Рис. 6-2

некоторого числа импульсов (рис. 6-2, д) подается на вход реверсивного счетчика  $PC$  (рис. 6-2, г). Подсчитанное счетчиком число импульсов (аналогичное углу отклонения  $\varphi$  на рис. 6-2, а) выводится на цифровое табло. Одновременно код этого числа поступает в преобразователь код — аналог  $PKA$ , питающийся от стабильного источника э. д. с.  $E$  и образующий на выходе (подобно реохорду на рис. 6-2, а) выходное напряжение  $U_{вых}$ , пропорциональное  $\varphi$ . В результате при наличии в счетчике некоторого исходного числа  $\varphi$  оно постоянно указывается на цифровом табло, а  $U_{вых}$  сохраняет величину, пропорциональную этому числу. При поступлении на вход счетчика положительного сигнала  $X_{вх}$  значения  $\varphi$  и  $U_{вых}$  возрастают, а при отрицательном знаке  $X_{вх}$  соответственно убывают (рис. 6-2, д и е). В итоге действие этого узла оказывается аналогич-



ным действию узла на рис. 6-2, а, но благодаря отсутствию механических подвижных элементов он обеспечивает высокое быстродействие (проход всей шкалы за  $3-0,03$  мс).

Общая структурная схема измерительных цепей с астатическим следящим уравниванием может быть представлена рис. 6-3 и отличается от схемы рис. 6-1 лишь наличием в цепи  $K$  элемента памяти  $\mathcal{ЭП}$ , выполненного в соответствии с рис. 6-2, а или г.

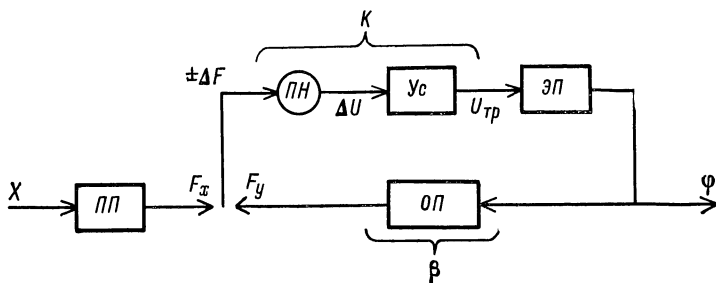


Рис. 6-3

Этот запоминающий генератор  $\mathcal{ЭП}$  генерирует некоторую постоянную величину  $\Phi$ , поступающую на выход прибора и одновременно на вход обратного преобразователя  $\mathcal{ОП}$ . Сигнал же неравновесия между  $F_x$  и  $F_y$ , равный  $\pm \Delta F$ , воспринимаемый преобразователем неравновесия  $\Pi\mathcal{H}$  и усиленный услителем  $\mathcal{Ус}$ , используется лишь для перестройки этого генератора, т. е. для изменения генерируемого  $\mathcal{ЭП}$  значения  $\Phi$ .

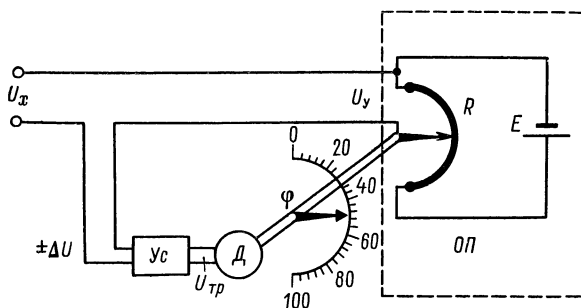


Рис. 6-4

Так как генерируемая  $\mathcal{ЭП}$  величина  $\Phi$  может быть не только электрическим током (как на рис. 6-1), но и углом поворота вала или даже цифровым кодом, то это позволяет при необходимости обходиться без использования дополнительных выходных указателей с их значительной погрешностью  $\gamma_{ук}$  (см. рис. 6-1 и конец § 6-1).

Предварительный преобразователь  $\Pi\Pi$  и преобразователь неравновесия  $\Pi\mathcal{H}$ , так же как и в приборах со статическим уравниванием, могут и отсутствовать, если измеряемая величина  $X$  и вход-

ная величина усилителя  $\Delta U$  совпадают по своей природе с выходной величиной  $F_y$  обратного преобразователя  $ОП$ . В этом случае, например, при построении цепей астатического уравнивания для измерения постоянного электрического напряжения — самоуравновешивающихся компенсаторов — их структурная схема может быть представлена рис. 6-4. Здесь нет  $ПП$  и  $ПН$ , а разность  $\pm \Delta U$  между  $U_x$  и  $U_y$  подается непосредственно на вход усилителя  $Ус$ . Обратный преобразователь  $ОП$  образуется источником стабильного напряжения  $E$  и реохордом  $R$ . Его входной величиной является угол поворота вала двигателя  $\phi$ , отсчитываемый по указателю прибора, а выходной — уравнивающее напряжение  $U_y$ .

В случае построения мостовых цепей с астатическим уравниванием их схема выглядит, например, так, как это показано на рис. 6-5 для самоуравновешивающегося

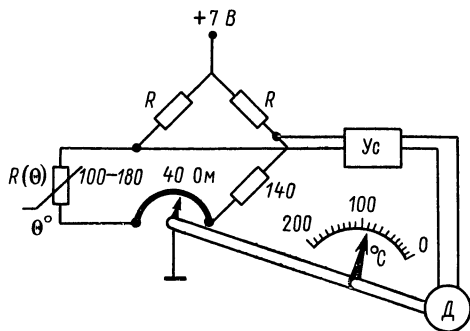


Рис. 6-5

моста термометра сопротивления. Здесь предварительный преобразователь  $ПП$  (рис. 6-3) — это терморезистор  $R$  ( $\theta$ ) термометра сопротивления (подробнее см. § 14-6), обладающий при  $0^\circ\text{C}$  сопротивлением 100 Ом, а при температуре  $+200^\circ\text{C}$  — сопротивлением 180 Ом (при  $TKC \approx +4\%$  на  $10^\circ\text{C}$ ). Так как в смежном плече моста стоит резистор с сопротивлением 140 Ом, то (при равенстве между собой сопротивлений двух других плеч моста) равновесие моста при  $0^\circ\text{C}$  достигается при положении движка реохорда (с сопротивлением 40 Ом) в крайнем правом положении, а при  $200^\circ\text{C}$  — в крайнем левом. Поэтому шкала указателя на валу двигателя и реохорда может быть проградуирована непосредственно в градусах Цельсия от 0 до  $200^\circ\text{C}$ . Обратным преобразователем в этом случае служит включенный в мост реохорд с равномерно распределенным сопротивлением.

**Погрешность измерительных цепей с астатическим уравниванием**, так же как и у цепей со статическим уравниванием, складывается из отдельных аддитивных и мультипликативных составляющих, однако по составу она несколько отличается от погрешности, описываемой выражением (6-4).

Основным отличием астатического уравнивания от статического является другая зависимость погрешности от неполной уравнишенности в функции значений измеряемой или преобразуемой величины.

При статическом уравнивании неуровненность цепи на величину  $\Delta F$  (рис. 6-1) обусловлена необходимостью поддержа-

ния на выходе требуемого значения  $I$ . Однако эта составляющая неуравновешенности всегда пропорциональна  $F_x$  ( $\Delta F/F_x = \alpha$ ) и постоянна по знаку, т. е. является систематической, и поэтому легко устраняется при градуировке. Остаются же погрешности только от непостоянства коэффициента усиления  $\gamma_K$  и нуля усилителя  $\Delta_K$ . Эти случайные погрешности и входят в выражение (6-4).

При астатическом уравнивании систематическая неуровновешенность отсутствует, однако полного уравнивания также не достигается, так как двигатель (рис. 6-2) имеет некоторый порог трогания, а счетчик импульсов — некоторую дискретность и т. д. Вследствие этого погрешность от неполного уравнивания может быть как положительной, так и отрицательной, а изредка и равной нулю, т. е. является случайной с приблизительно равномерным законом распределения.

С учетом этого обстоятельства соотношение между  $F_x$  и  $F_y$  можно записать как  $F_x = F_y \pm \Delta_{тр}$ , где  $\pm \Delta_{тр}$  — случайная погрешность от порога трогания двигателя, приведенная ко входу цепи  $K$ . Кроме того, от дрейфа нуля цепи  $K$  на величину  $\pm \Delta_K$  положение равновесия также может случайным образом сместиться на  $\pm \Delta_K$ . Поэтому более точно соотношение между  $F_x$  и  $F_y$  определяется как  $F_x = F_y \pm \pm \Delta_{тр} \pm \Delta_K$ .

Преобразование угла  $\varphi$  в  $F_y$  также сопровождается случайными аддитивной  $\pm \Delta_\beta$  и мультипликативной  $\pm \gamma_\beta$  погрешностями. Поэтому уравнение преобразования цепи  $\beta$  можно представить как

$$F_y = \varphi\beta = \varphi\beta_0 (1 \pm \gamma_\beta) \pm \Delta_\beta.$$

Отсюда связь между входной величиной  $F_x$  и ее отсчетом в виде  $\varphi\beta_0$  с учетом всех случайных погрешностей выражается как

$$F_x = \varphi\beta_0 (1 \pm \gamma_\beta) \pm \Delta_\beta \pm \Delta_K \pm \Delta_{тр}.$$

Допускаемая при этом абсолютная погрешность

$$\Delta_{y.n} = F_x - \varphi\beta_0 = \pm \varphi\beta_0 \gamma_\beta \pm \Delta_\beta \pm \Delta_K \pm \Delta_{тр},$$

а ее относительное значение

$$\gamma_{y.n} = \frac{\Delta_{y.n}}{F_x} = \pm \frac{\varphi\beta_0}{F_x} \gamma_\beta \pm \frac{\Delta_{тр}}{F_x} \pm \frac{\Delta_\beta}{F_x} \pm \frac{\Delta_K}{F_x}. \quad (6-6)$$

Учитывая, что в среднем  $\varphi\beta_0 = F_x$ , а  $\Delta_{тр}/F_{xн} = \alpha$  и что в силу статистической независимости все эти составляющие должны складываться между собой по правилу суммирования некоррелированных случайных погрешностей (см. § 3-7), получаем окончательно выражение для результирующей погрешности при астатическом уравнивающем преобразовании в виде

$$\gamma_{y.n} = \sqrt{\gamma_\beta^2 + \alpha^2 \left(\frac{F_{xн}}{F_x}\right)^2 + \frac{\Delta_K^2 + \Delta_\beta^2}{F_x^2}}, \quad (6-7)$$

где  $F_x$  — текущее, а  $F_{xн}$  — номинальное (соответствующее пределу измерения) значение входной величины.

**Требования к узлам прибора с астатическим уравниванием** в основном аналогичны изложенным выше требованиям к узлам приборов со статическим уравниванием. Как в том, так и в другом случае при достаточно большой глубине уравнивания ( $\alpha \rightarrow 0, \kappa \rightarrow 1$ ) результирующая погрешность в первую очередь определяется мультипликативной  $\gamma_B$  погрешностью обратного преобразователя *ОП* (включая и его погрешность линейности).

Для самоуравнивающихся мостов эти погрешности определяются лишь реохордом и составляют величину порядка 0,1—0,15%, а для компенсаторов к ним добавляется еще мультипликативная погрешность от нестабильности источника образцового напряжения *E*, входящего (рис. 6-2, 6-4) в обратный преобразователь *ОП*. Поэтому в качестве источников напряжения *E* используются тщательно стабилизированные электронные источники опорного напряжения или же производится периодическая ручная или автоматическая регулировка по нормальному элементу так называемого рабочего тока, протекающего по реохорду *R* (рис. 6-4).

У приборов с уравниванием измеряемой неэлектрической величины (что будет более подробно рассмотрено в гл. 18 и 19) достигаемая точность также определяется в первую очередь погрешностью используемого обратного преобразователя.

**Основные свойства цепей астатического уравнивания.** Уже отмеченное выше основное различие между свойствами статического и астатического уравнивания состоит в том, что при статическом уравнивании [см. формулу (6-3)] две составляющие погрешности являются мультипликативными, а две — аддитивными, а при астатическом уравнивании [см. формулы (6-6) и (6-7)] три составляющие — аддитивные и лишь одна — мультипликативная. В результате этого в цепях статического уравнивания практически оказывается преобладающей мультипликативная составляющая погрешности, пропорциональная текущему значению  $F_x$ , и их рабочий диапазон (см. кривые рис. 2-7 при  $B = 0$  или  $B = 0,05$ ) оказывается достаточно широким ( $D = 10 \div 100$  и более).

При астатическом уравнивании, наоборот, преобладающими оказываются аддитивные погрешности, вследствие чего относительная результирующая погрешность непрерывно изменяется вдоль шкалы прибора (см. кривые рис. 2-7 при  $B \geq 1$ ) и, возрастая при малых  $F_x$ , ограничивает рабочий диапазон прибора значениями порядка  $D = 10$ . Естественно, что общая величина этой погрешности может быть уменьшена за счет уменьшения второго члена соотношений (6-6) или (6-7) путем повышения коэффициента усиления *K* канала обнаружения равновесия, однако увеличение *K* ограничивается моментом возникновения автоколебаний в системе регулирования.

Таким образом, основными достоинствами измерительных цепей с астатическим уравниванием являются возможность прямого отсчета измеряемой величины по углу поворота двигателя или коду

счетчика, а также большой устанавливающий момент на валу двигателя, что обеспечивает возможность построения регистрирующих приборов с записью на бумажной диаграмме. Недостатки же этих цепей — малый рабочий диапазон на каждом пределе измерений ( $D = 5 \div 10$ ), очень малое быстродействие (при электромеханическом исполнении проход всей шкалы как минимум за  $1\text{—}0,2$  с) и опасность возникновения автоколебаний.

Для борьбы с автоколебаниями усилители цепей следящего уравнивания снабжают ручной регулировкой коэффициента усиления, с помощью которой при возникновении автоколебаний снижают усиление до исчезновения последних, мирясь с тем значением погрешности от неполного уравнивания, которая при этом получается. Практически достижимое значение  $K\beta$  в следящих приборах не превосходит  $K\beta = 200 \div 2000$ .

### **6-3. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ ПРОГРАММНОГО УРАВНОВЕШИВАНИЯ**

**Принцип программного уравнивания измерительных цепей.** Как было выше показано, для уменьшения погрешности цепей уравнивания необходимо повышение усиления в канале обнаружения состояния равновесия. Однако при следящем уравнивании возможность повышения петлевого усиления  $K\beta$  прежде всего ограничена опасностью потери устойчивости и возникновения автоколебаний.

Принцип программного уравнивания отличается от принципа следящего уравнивания прежде всего тем, что в этом случае структурная схема цепи уравнивания является разомкнутой (в отличие от замкнутой структуры следящих систем с обратной связью), кольцо обратной связи отсутствует и поэтому опасность возникновения в системе автоколебаний исключается. Это позволяет иметь сколь угодно высокие коэффициенты усиления в канале обнаружения состояния равновесия.

При следящем способе уравнивания генератор выходной величины, т. е. элемент памяти ЭЛ, должен непрерывно подстраиваться, следить за изменениями входного сигнала. Если петлевое усиление мало, то при слежении допускаются большие ошибки, а при попытке увеличить это усиление переходный процесс сопровождается затухающими колебаниями, а при дальнейшем увеличении усиления — незатухающими автоколебаниями.

При программном способе поиска состояния равновесия перестройка генератора величины  $\varphi$  осуществляется по заранее разработанной и затем жестко заданной программе.

Рассмотреть существо и основные свойства программного уравнивания проще всего на примере простейшей программы последовательного обзора всех возможных состояний, называемой также программой «кругового обзора» или методом «развертывающего» преобразования.

Классическим примером программы «кругового обзора» является измерение азимута цели радиолокатором, который, равномерно вращаясь вокруг вертикальной оси, последовательно «осматривает» все возможные значения азимутов от 0 до  $360^\circ$ . По такой же программе «последовательного обзора» можно вести наблюдение и за уравниванием любых мостовых или компенсационных цепей для измерения электрических или неэлектрических величин. Так, например, состояние равновесия моста для измерения  $R_x$  (рис. 6-6) может быть найдено, если последовательно передвигать движок делителя  $R_3, R_4$  от самого нижнего положения ( $R_4 = 0$ ) до самого верхнего ( $R_3 = 0$ ). Так как  $R_4 = 0$  дает равновесие моста при  $R_x = 0$ , а  $R_3 = 0$  — соответственно при  $R_x = \infty$ , то такая программа поиска обеспечивает нахождение момента равновесия при любых значениях  $R_x$  от 0 до  $\infty$ .

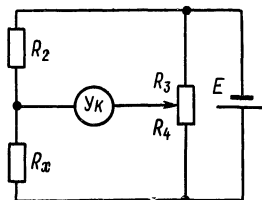


Рис. 6-6

Практически это достигается следующим образом. Делитель  $R_3, R_4$  выполняется в виде кругового реохорда (рис. 6-7), образующего два плеча моста  $R_x, R_2, R_3, R_4$ . Движок этого реохорда независимо от значения измеряемой величины непрерывно и равномерно вращается двигателем  $Д$ . На валу двигателя, кроме того, укрепляется рычаг, на конце которого находится безынерционная газосветная лампа  $Л$ , вращающаяся за полупрозрачной круговой шкалой и освещающая при короткой вспышке одно из ее делений.

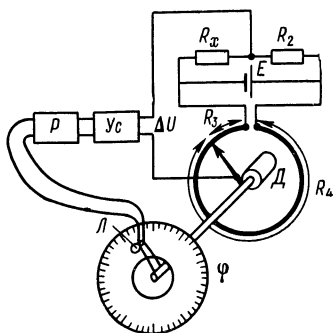


Рис. 6-7

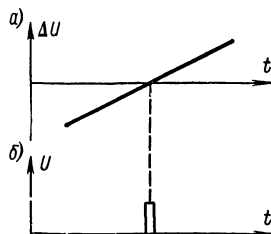


Рис. 6-8

В момент прохождения движком реохорда состояния равновесия моста напряжение  $\Delta U$  на входе усилителя  $Ус$ , проходя через нуль, меняет свою полярность (рис. 6-8, а), в результате чего реле  $P$  на короткий промежуток времени включает на лампу  $Л$  напряжение  $U$  (рис. 6-8, б). В итоге при каждом обороте двигателя  $Д$  на шкале прибора оказывается освещенным именно то деление, которое соответствует значению измеряемого сопротивления  $R_x$ .

Общая структурная схема измерительных цепей с программным уравниванием может быть представлена так, как это пока-

зано на рис. 6-9. Здесь  $\Gamma\Phi\phi$  — генератор изменения во времени по определенной программе выходной величины  $\phi(t)$  (угол поворота, код и т. п.). В примере прибора на рис. 6-7 это двигатель  $D$ , изменяющий линейно во времени угол поворота  $\phi$  подвижной системы прибора. Преобразователь  $ОП$  — это обратный преобразователь (на рис. 6-7 — реохорд), преобразующий  $\phi$  в уравнивающую величину  $F_y$ . Предварительный преобразователь  $ПП$ , преобразующий измеряемую величину  $X$  в уравниваемую  $F_x$ , может и отсутствовать, если величина  $X$  однородна с выходной величиной  $F_y$  обратного преобразователя  $ОП$  и соответствует ее размеру. Канал  $K$  обнаружения момента равновесия (преобразователи  $ПН$ ,  $Ус$  и  $\Phi У$ ) отличается от рассмотренных ранее лишь наличием формирующего устройства  $\Phi У$ , формирующего в момент достижения равнове-

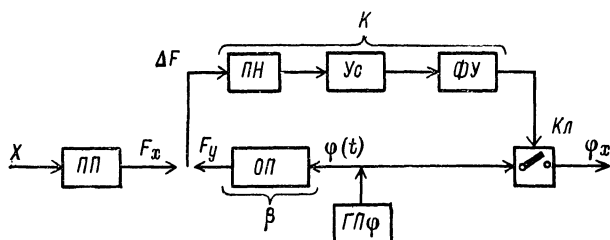


Рис. 6-9

сия сигнал управления ключом  $Кл$ , пропускающим на выход прибора лишь то значение  $\phi_x$  из всех формируемых значений  $\phi(t)$ , которое соответствует моменту равновесия.

**Основные особенности измерительных цепей с программным уравниванием** состоят в следующем.

1. Эти цепи имеют достаточно высокое быстродействие, правда, значительно меньшее, чем у цепей со статическим уравниванием, но на порядок превосходящее быстродействие цепей с астатическим уравниванием. Это объясняется тем, что при использовании тех же, например, механических элементов (двигатель и реохорд) двигателю в процессе программного уравнивания нет необходимости менять направление своего вращения (как это происходит при следящем уравнивании), а достаточно непрерывно и равномерно вращаться в одну сторону на своей максимальной скорости.

Таково же в принципе положение и при использовании электронных элементов, которые обязаны лишь циклически повторять заданную программу и практически обеспечивают проведение измерений со скоростью до десятков тысяч и более раз в секунду.

2. Отсутствие замкнутого контура цепи обратной связи позволяет при программном уравнивании выбирать сколь угодно большую чувствительность цепи  $K$  прибора **без опасности** возникновения автоколебаний.

3. Основной особенностью программного уравнивания является то обстоятельство, что измерение, т. е. достижение моментов равновесия, происходит дискретно во времени. Действительно, изменение во времени величин  $\varphi$  и  $F_y$ , например, в приборе на рис. 6-7 происходит по пилообразному закону, изображенному на рис. 6-10, а. Если при этом величина  $X$ , а следовательно, и  $F_x$  изменяются во времени по кривой, приведенной на рис. 6-10, а, то отсчеты измеряемой величины происходят только в моменты равновесия, т. е. в моменты времени  $t_1, t_2, t_3, t_4$ , показанные на рис. 6-10, а.

Таким образом, переходя от следящего уравнивания к программному, все отмеченные выше достоинства последнего мы получаем отнюдь не безвозмездно. А платим за это тем, что лишаемся какой-либо информации о значениях измеряемой величины во всех промежутках ах времени между дискретными моментами времени  $t_1, t_2, t_3$  и т. д. Единственным путем возмещения этого ущерба является построение все более и более быстродействующих устройств, т. е. возможное сокращение периода дискретизации. Этот вопрос рассмотрен ниже в § 7-14.

**Состав погрешности и требования к отдельным преобразователям цепей с программным уравниванием.** Состав погрешности преобразования  $F_x$  в  $\varphi_x$  при программном уравнивании совершенно аналогичен составу погрешности  $\gamma_{y.n}$  при астатическом уравнивании [см. соотношение (6-6)]. Все сказанное (о составе погрешности канала  $K$ , о влиянии неустойчивости нуля ОП, ПН и Ус, об аддитивном характере погрешности и узости рабочего диапазона) применительно к астатическому уравниванию в полной мере характерно и для программного уравнивания.

Новым здесь является лишь следующее обстоятельство. Благодаря принципиальному устранению опасности возникновения автоколебаний при программном уравнивании значение  $K\beta$  (если понимать под ним в этом случае отношение  $K\beta = \kappa/\alpha = F_y/\Delta F$ , соответствующее порогу срабатывания формирующего устройства ФУ) путем повышения  $K$  и, следовательно, уменьшения  $\Delta F$  может

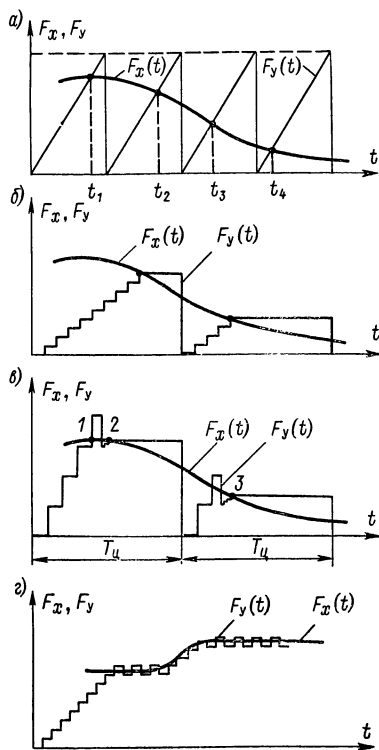


Рис. 6-10



быть доведено не до  $K\beta = 200 \div 2000$ , а до  $10^4 \div 10^6$ . Вследствие этого второй член выражения (6-7) может быть сделан практически весьма малым. Поэтому, с одной стороны, в цепях с программным уравниванием могут быть достигнуты весьма малые значения результирующей погрешности (0,01—0,001 %), а с другой стороны, основную роль в результирующей погрешности начинают играть погрешности  $\gamma_\beta$  и  $\Delta_\beta$  обратного преобразователя ОП.

Так, погрешность реохордов, широко используемых в качестве ОП в мостах и компенсаторах с астатическим уравниванием, только из-за их нелинейности составляет 0,1—0,13 %. Поэтому, хотя исторически впервые метод программного автоматического уравнивания под названием разворачивающего преобразования был предложен [228] именно для приборов с обратными преобразователями в виде реохордов, такие приборы не получили широкого распространения в приборостроении из-за относительно низкой точности.

Для достижения большей точности обратные преобразователи удобнее выполнять не в виде реохордов с непрерывной намоткой, а в виде секционированных и переключаемых резисторов, когда каждая секция такого резистора может быть индивидуально подогнана с высокой точностью. Это, по существу, означает, что обратный преобразователь заменяется магазином образцовых резисторов (а в цепях переменного тока — магазином емкостей или секционированным трансформатором). Переключение такого магазина может осуществляться как вручную, когда на рукоятках магазина задается цифровой ход, так и с помощью реле или транзисторных ключей, когда входной код подается непосредственно от счетчиков или регистров прибора. Таким образом создаются цифровые приборы с программным уравниванием для работы с параметрическими преобразователями — разнообразные цифровые мосты.

В цифровых приборах для работы с генераторными преобразователями автоматически или вручную управляемые кодом делители питаются от источников образцового напряжения, как это было показано на рис. 6-2, г. Создаваемые таким путем приборы с ручным программным уравниванием принято называть компенсаторами, а с автоматическим программным уравниванием — цифровыми вольтметрами, хотя принципиальные схемы их измерительных цепей совершенно аналогичны.

**Основные разновидности программ,** используемых в цифровых и аналоговых цепях программного уравнивания, иллюстрируются рис. 6-10.

На рис. 6-10, а представлена программа последовательного обзора, или так называемого сканирующего или разворачивающего преобразования, используемая в аналоговых электромеханических приборах или в электронных время-импульсных цифровых вольтметрах. На рис. 6-10, б показана аналогичная программа дискретного уравнивания, когда значение  $F_y$  набирается из единичных приращений, а цифровой результат измерения определяется под-

счетом числа таких приращений, потребовавшихся для достижения равновесия.

Для более быстрого достижения состояния равновесия в цифровых приборах используют программу *п о р а з р я д н о г о у р а в н о в е ш и в а н и я* (рис. 6-10, *в*). Она отличается тем, что вначале уравнивание производится лишь в старшем разряде цифрового прибора (например, целыми сотнями единиц при пределе прибора 1000 единиц). При достижении равновесия в точке 1 на рис. 6-10, *в* последняя из набранных ступеней сбрасывается, и начинается уравнивание ступенями более младшей декады (целыми десятками). Затем таким же образом — декадой единиц и т. д. После достижения равновесия в точке 2 ступенями самой младшей декады прибора процесс уравнивания заканчивается, и полученное значение считается за результат измерения. По истечении времени  $T_k$  — цикла измерения (рис. 6-10, *в*) — вся программа уравнивания повторяется вновь до получения нового отсчета в точке 3 и т. д.

Примерно по такой же программе, правда не столь строго соблюдаемой, а варьируемой в зависимости от привычек экспериментатора, происходит уравнивание приборов с ручным уравниванием.

Повторение каждый раз заново всей программы уравнивания (рис. 6-10, *б* и *в*) неизбежно в тех случаях, когда при каждом следующем уравнивании измеряется новая измеряемая величина (например, при обегавшем контроле многих величин). При измерении же одной и той же величины, изменяющейся во времени, выгоднее другая программа, представленная на рис. 6-10, *г* и сочетающая в себе предварительный поиск и последующее слежение за изменениями измеряемой величины.

Известно большое число и других разновидностей программ [183, 228, 259] измерительных цепей программного уравнивания.

#### **6-4. ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОЙ ГЛУБИНЫ УРАВНОВЕШИВАНИЯ РАВНОВЕСНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ**

В итоге проведенного рассмотрения различных цепей уравнивающего преобразования можно сказать, что смысл перехода от метода прямого преобразования к методу уравнивающего преобразования с большой глубиной уравнивания ( $\kappa \rightarrow 1$ ;  $\alpha \rightarrow 0$ ) состоит в том, чтобы все большую и большую часть прямого преобразования с погрешностью, обусловленной нестабильностью элементов цепи  $K$ , заменить обратным преобразованием с погрешностью  $\gamma_\beta$  цепи  $\beta$  за счет потери такой же доли результирующей чувствительности. Отсюда переход к методу уравнивания следует рассматривать как способ обмена запаса чувствительности на повышение точности средств измерений. Естественно, что такой переход сопровождается значительным усложнением аппаратуры, и

поэтому повышение глубины уравнивания имеет смысл лишь до тех пор, пока необходимое усложнение действительно оправдывается соответствующим повышением точности.

Применительно к измерительным цепям со статическим уравниванием этот вопрос был исследован в работах [18, 19, 177, 179], а полученные результаты легко распространяются и на случаи про-

граммного или астатического уравнивания.

Так, при программном или астатическом уравнивании в выражении (6-7) для результирующей погрешности  $\gamma_{y.n}$  уравнивающего преобразования с изменением относительной глубины уравнивания  $\kappa = 1 - \alpha$  изменяется лишь второй член, в то время как остальные члены этого выражения от  $\kappa$  не зависят. Полагая  $F_x = F_{xH}$  и обозначая  $\gamma_\beta^2 + (\Delta_K^2 + \Delta_\beta^2)/F_{xH} = \gamma_{o.n}^2$ , получаем вместо выражения (6-7)  $\gamma_{y.n} = \sqrt{\gamma_{o.n}^2 + \alpha^2}$ . При изменении  $\kappa$  от 0 до 1 значения  $\gamma_{o.n}$  и  $\alpha$  изменяются так, как это показано на рис. 6-11, а. До тех пор пока  $\alpha > \gamma_{o.n}$ , уменьшение  $\gamma_{y.n}$  с ростом  $\kappa$  происходит интенсивно, а при  $\alpha < \gamma_{o.n}$  оно весьма незначительно. Поэтому значение  $\kappa = \kappa_1$ , при котором  $\alpha = \gamma_{o.n}$  (рис. 6-11, а), можно рассматривать как граничное значение, до достижения которого увеличение глубины уравнивания  $\kappa$  весьма эффективно, а после достижения которого уже малоэффективно. Отсюда значение  $\kappa_1 = 1 - \alpha_1 =$

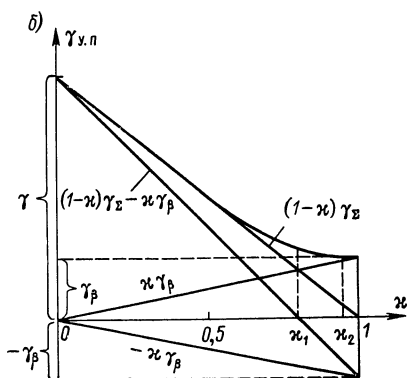
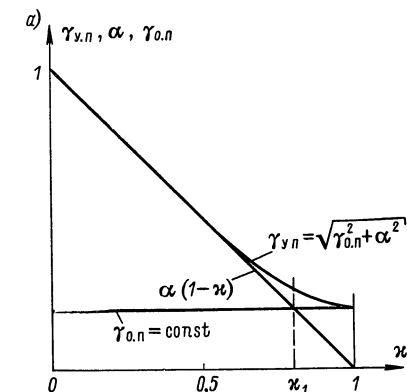


Рис. 6-11

$= 1 - \gamma_{o.n}$  можно рассматривать как минимальное значение  $\kappa$ , ниже которого опускаться нецелесообразно. При  $\kappa > \kappa_1$  результирующая погрешность  $\gamma_{y.n}$  продолжает убывать, однако это убывание происходит настолько медленно, что материальные затраты на дальнейшее увеличение коэффициента усиления  $K$  цепи обнаружения сигнала неравновесия уже не оправдываются.

При  $\alpha = \frac{1}{3} \gamma_{o.n}$  результирующая погрешность  $\gamma_{y.n}$  настолько близка к своему предельному значению, равному  $\gamma_{o.n}$ , что дальнейшее повышение глубины уравнивания  $\kappa$  уже не имеет никакого

смысла. Таким образом, оптимальной глубиной уравнивания следует считать такие значения  $\kappa$ , когда  $\alpha = (1 \div 0,3) \gamma_{0.п}$ .

Подобные же соотношения характерны и для случая статического уравнивания. В этом случае, согласно (6-5) и обозначая  $\left( \gamma_K^2 + \frac{\Delta_K^2 + \Delta_\beta^2}{\Delta F^2} \right) = \gamma_\Sigma^2$ , результирующую погрешность  $\gamma_{y.п}$  можно выразить соотношением

$$\gamma_{y.п} = \sqrt{\gamma_\beta^2 (1 - \alpha)^2 + \left( \gamma_K^2 + \frac{\Delta_K^2 + \Delta_\beta^2}{\Delta F^2} \right) \alpha^2} = \sqrt{\gamma_\beta (1 - \alpha)^2 + \gamma_\Sigma^2 \alpha^2}, \quad (6-8)$$

где одна из составляющих  $\gamma_\beta (1 - \alpha) = \gamma_\beta \kappa$  линейно возрастает с увеличением  $\kappa$ , а вторая  $\gamma_\Sigma \alpha = \gamma_\Sigma (1 - \kappa)$  линейно падает с ростом  $\kappa$ . В этом случае зависимость  $\gamma_{y.п}$  согласно (6-8) от глубины уравнивания  $\kappa = F_y/F_x$  для  $F_x = F_{xн}$  удобно почленно представить графически в виде кривых рис. 6-11, б, где прямые  $(1 - \kappa) \gamma_\Sigma$  и  $\kappa \gamma_\beta$  изображают изменение этих двух составляющих с ростом  $\kappa$  от  $\kappa = 0$  до  $\kappa = 1$ .

Результирующая погрешность  $\gamma_{y.п}$  зависит от степени взаимной корреляции этих составляющих (см. § 3-7). Наиболее благоприятным представляется случай, когда эти составляющие сильнокоррелированы между собой (например, погрешности цепей  $K$  и  $\beta$  от изменения температуры), но имеют противоположные знаки и поэтому вычитаются друг из друга. Тогда результирующая погрешность изображится на рис. 6-11, б прямой  $(1 - \kappa) \gamma_\Sigma - \kappa \gamma_\beta$ , проходящей через нуль при

$$\kappa = \kappa_1 = \frac{\gamma_\Sigma}{\gamma_\Sigma + \gamma_\beta} \approx 1 - \frac{\gamma_\beta}{\gamma_\Sigma},$$

т. е. при  $\alpha_1 = \gamma_\beta/\gamma_\Sigma$  или  $1/\alpha_1 = (K\beta)_1 = \gamma_\Sigma/\gamma_\beta$ .

В общем же случае рассматриваемые составляющие более правильно считать слабокоррелированными между собой. Тогда результирующая погрешность  $\gamma_{y.п} = \sqrt{(1 - \kappa)^2 \gamma_\Sigma^2 + \kappa^2 \gamma_\beta^2}$  изобразится на графике рис. 6-11, б самой верхней кривой, проходящей через минимум при

$$\kappa = \kappa_2 = \frac{\gamma_\Sigma^2}{\gamma_\Sigma^2 + \gamma_\beta^2} \approx 1 - \frac{\gamma_\beta^2}{\gamma_\Sigma^2},$$

т. е. при  $\alpha_2 \approx (\gamma_\beta/\gamma_\Sigma)^2$  или  $1/\alpha_2 = (K\beta)_2 = (\gamma_\Sigma/\gamma_\beta)^2$ .

Различие полученных соотношений для  $\kappa_1$  и  $\kappa_2$  или  $(K\beta)_1$  и  $(K\beta)_2$  весьма существенно. Так, при  $\gamma_\Sigma = 30\%$  и  $\gamma_\beta = 0,1\%$

$$(K\beta)_1 = \frac{\gamma_\Sigma}{\gamma_\beta} = \frac{30}{0,1} = 300, \quad \text{а} \quad (K\beta)_2 = \frac{\gamma_\Sigma^2}{\gamma_\beta^2} = 90\,000.$$

Однако уменьшение величины результирующей погрешности  $\gamma_{y.п}$  при  $\kappa > \kappa_1$  по сравнению с ее значением при  $\kappa = \kappa_1$  столь незна-

чительно, что материальные затраты на создание больших коэффициентов усиления вряд ли целесообразны. Поэтому практически оправдывается лишь повышение усиления до получения соотношения  $\alpha^2 \gamma_{\Sigma}^2 \gg \kappa^2 \gamma_{\beta}^2$ , т. е. до  $\alpha \approx \gamma_{\beta}/3\gamma_{\Sigma}$  или  $K\beta \approx 3\gamma_{\Sigma}/\gamma_{\beta}$ . При этом следует иметь в виду, что увеличение глубины уравнивания достигается путем повышения усиления, т. е. путем увеличения числа усиленных каскадов. В этом случае подавление мультипликативной составляющей погрешности  $\gamma_{\Sigma}$  сопровождается, как правило, повышением доли аддитивных погрешностей  $\gamma_0$ . В итоге соотношение  $B = \gamma_0/\gamma_{\Sigma}$  все более и более возрастает и приводит (см. рис. 2-7) к существенному сужению рабочего диапазона (см. также работу [171, стр. 122]).

Таким образом, в общем случае чрезмерное повышение относительной глубины уравнивания столь же невыгодно, как и его недостаточно большая величина. Этот вопрос должен решаться поиском минимума результирующей погрешности, максимума рабочего диапазона или максимума информационной способности  $N$  и быстродействия и т. д.

## Глава седьмая

# ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

## 7-1. СПОСОБЫ ОПИСАНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

Динамическими свойствами называются такие свойства средств измерений, которые сказываются только при изменении измеряемой величины во времени. Чаше всего динамические свойства рассматриваются как причина динамических погрешностей, т. е. как вредный фактор, хотя иногда они используются и намеренно в целях сглаживания, фильтрации, усреднения, коррекции и т. д.

**Линейные средства измерений непрерывного действия.** К этим средствам измерений относится большинство аналоговых измерительных преобразователей и приборов. Исходным в их описании является дифференциальное уравнение, связывающее выходную величину  $y(t)$  с входной  $x(t)$ . С помощью символа дифференцирования по времени  $p = d/dt$  это уравнение обычно можно записать в виде

$$(a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + 1) y = S_0 (b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + 1) x \quad (7-1)$$

или

$$y = S(p) x = S_0 \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + 1}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + 1} x, \quad (7-2)$$

где  $S(p)$  называется передаточной функцией или операторной чувствительностью, а  $S_0$  — статической чувствительностью, т. е. чувствительностью к постоянной входной величине. Отметим, что не все средства измерений имеют статическую чувствительность. Так, усилители переменного тока, пьезоэлектрические и индукционные преобразователи нечувствительны к постоянным входным величинам. В правой части уравнения (7-1) у этих преобразователей отсутствует 1. У интегрирующих преобразователей (см. ниже) при постоянном входном сигнале выходной строится неограниченно возрастать. Это соответствует отсутствию 1 в левой части уравнения (7-1).

Представление любого преобразователя или прибора уравнениями вида (7-1), (7-2) не является однозначным, а зависит от скорости изменения входного

воздействия, точности анализа, а также выбора входных и выходных величин. Действительно, если  $x(t)$  меняется весьма медленно, то многие измерительные преобразователи можно считать безынерционными и описывать их уравнением вида  $y(t) = S_0 x(t)$ . Так, для механической рычажной (рис. 7-1, а) или зубчатой (рис. 7-1, б) передачи можно записать соответственно  $\Delta y = k \Delta x$  или  $\alpha_2 = k \alpha_1$ ,

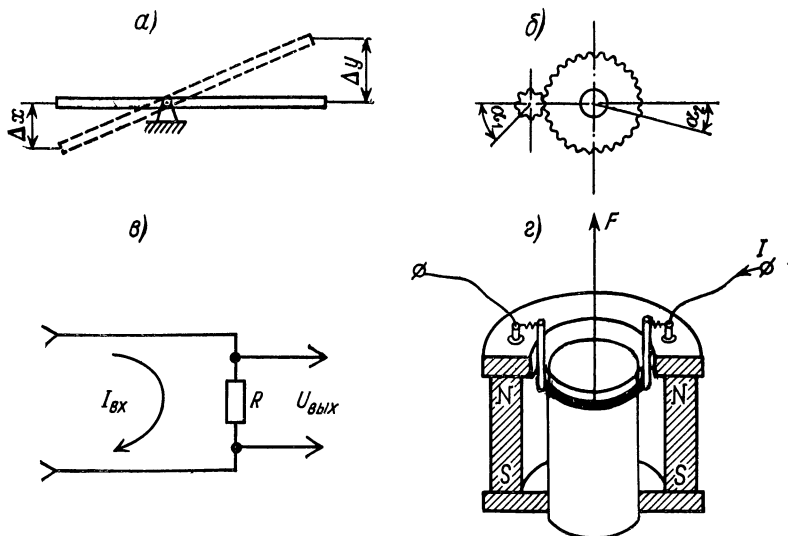


Рис. 7-1

для измерительного резистора (рис. 7-1, в)  $U_{\text{вых}} = R I_{\text{вх}}$ , для магнитоэлектрического обратного преобразователя (рис. 7-1, г)  $F_{\text{вых}} = B r d W I_{\text{вх}}$  и т. д. Однако при быстром перемещении конца рычага (рис. 7-2, а) он изгибается, а затем движется под действием собственных упругих сил; у измерительного резистора и катушки магнитоэлектрического преобразователя при быстрых изменениях тока начинают влиять собственная емкость и индуктивность (рис. 7-2, б), причем большую роль играет характер сопротивления источника сигнала и т. д. Условно представляя эти преобразователи системами с сосредоточенными параметрами, их описывают дифференциальным уравнением вида (7-1), (7-2) чаще всего первого или второго порядка. Но при еще более быстрых изменениях входных сигналов и это представление оказывается непригодным, так как приходится учитывать волнообразное распространение возмущения по преобразователю, т. е. переходить к уравнениям в частных производных.

Важность выбора входной и выходной величин покажем на примерах простейших безынерционных элементов средств измерений — вращающегося вала, провода с током, трубопровода с жидкостью, кодовой шины с последовательностью импульсов. Если валу (рис. 7-3, а) задавать в качестве входной величины скорость вращения  $\omega(t)$ , а затем интересоваться углом поворота  $\alpha(t)$  как выходной величиной, то можно рассматривать этот вал как идеальный интегратор:  $\alpha = \omega \cdot 1/p$ . Конечно, есть смысл это делать только тогда, когда предыдущий преобразователь в измерительной цепи действительно способен задать именно скорость вращения (например, электродвигатель, питаемый постоянным напряжением),

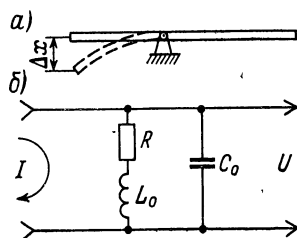


Рис. 7-2

а последующий реагирует именно на угол поворота (например, круговой реостат). Аналогично для провода с током  $I$  перенесенный заряд  $Q = I \cdot l/p$ ; для трубопровода (рис. 7-3, б) количество протекшей жидкости  $V = q \cdot l/p$ , где  $q$  — секундный расход; для кодовой шины (рис. 7-3, в) число импульсов  $N = f \cdot l/p$ , где  $f$  — частота. Другие случаи, когда возможен различный выбор величин, будут рассмотрены ниже при изучении аperiodических и колебательных звеньев.

Передаточная функция  $S(p)$  — подробная, но малонаглядная характеристика динамических свойств, к тому же ее трудно определить экспериментально. Поэтому на практике используются другие характеристики, которые можно рассматривать как решения уравнения (7-1) при определенных типовых воздействиях  $x(t)$  и начальных условиях  $y(0)$ .

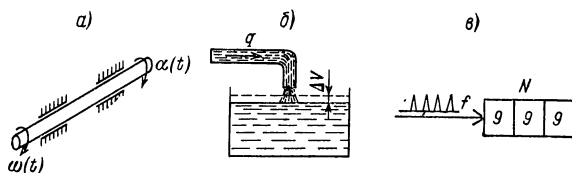


Рис. 7-3

Реакция  $y(t)$  измерительного преобразователя ИП (рис. 7-4) на воздействие в виде единичного скачка при нулевых начальных условиях называется переходной функцией  $h(t)$ . Скачкообразному воздействию на практике подвергаются, например, термопары, погружаемые в среду с температурой, отличающейся от исходной; лабораторные вольтметры, подключаемые к различным точкам работающей цепи, а также все приборы и преобразователи систем обеспечения контроля.

Чем быстрее приближается переходная функция  $h(t)$  (рис. 7-5) к установившемуся значению  $h(\infty) = S_0$ , тем меньше инерционность данного средства измерений. Отсюда наиболее распространенный способ нормирования динамических характеристик преобразователей и приборов — указание промежутка

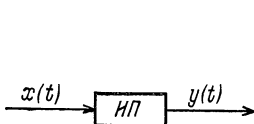


Рис. 7-4

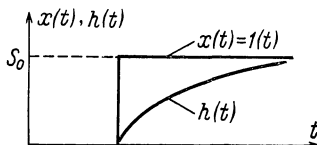


Рис. 7-5

времени, соответствующего определенной ординате переходной функции. Так, для стрелочных приборов указывается время, необходимое для приближения указателя к установившемуся положению (в середине шкалы) с погрешностью 1% от длины всей шкалы, для технических термопар — время, в течение которого э. д. с. термопары, перенесенной из воды комнатной температуры ( $\sim 20^\circ \text{C}$ ) в кипящую воду ( $100^\circ \text{C}$ ), не доходит до установившегося значения на величину, составляющую 10% от полного скачка температуры.

Если переходная функция хорошо аппроксимируется экспонентой  $h(t) = S_0(1 - e^{-t/T})$ , что соответствует представлению средств измерений аperiodическим звеном (см. § 7-2), то инерционность средства можно характеризовать постоянной времени  $T$ . Зная постоянную времени, легко определить время, необходимое для приближения переходного процесса к установившемуся значению с любой заданной точностью (табл. 7-1). Заметим, что если некоторое средство измерений характеризуют постоянной времени, то это само по себе уже указывает на то, что его рассматривают как аperiodическое звено.

Реакция преобразователя на воздействие в виде короткого импульса единичной площадью  $x(t) = \delta(t)$  называется импульсной переходной функцией или функцией веса  $W(t)$ . Подобное воздействие характерно, например, для акселерометров, предназначенных для измерения ударных ускорений. Справедливо соотношение  $W(t) = dh(t)/dt$ : чем быстрее затухает функция веса, тем меньше инерционность средства измерений.

Любое реальное воздействие  $x(t)$  сложной формы можно разложить либо на бесконечное количество примыкающих друг к другу бесконечно коротких импульсов (рис. 7-6, а) с амплитудами, равными мгновенным значениям  $x(t)$ , либо на бесконечное количество бесконечно малых скачков (рис. 7-6, б), пропорциональных  $x'(t) = dx(t)/dt$ . Реакцию на сложное воздействие при нулевых начальных условиях можно найти по формулам свертки:

$$y(t) = \int_0^t W(t-\tau) x(\tau) d\tau = \\ = x(0) h(t) + \int_0^t h(t-\tau) x'(\tau) d\tau.$$

Таблица 7-1

$e^{-t/T} \cdot 100\%$	$t$
36,8	1,0T
10	2,3T
5	3,0T
1	4,6T
0,1	7,0T

Установившаяся реакция на линейно нарастающее входное воздействие  $x(t) = kt$  у преобразователей, имеющих статическую чувствительность, также линейно нарастает во времени, но с задержкой, которую тоже можно использовать как характеристику инерционности преобразователя.

Установившаяся реакция на синусоидальное воздействие  $x = \sin \omega t$  (рис. 7-7, а) представляет собой также синусоиду, но с амплитудой и фазой, зависящими от частоты:  $y = |S(\omega)| \sin[\omega t + \varphi(\omega)]$ . Такой режим работы характерен для усилителей переменного тока, виброизмерительной аппаратуры и многих других приборов. Как правило, вследствие инерционности средств измерений выходной сигнал отстает по фазе от входного тем больше, чем выше частота воздействия (т. е.  $\varphi(\omega)$  представляет собой монотонно убывающую функцию). Это отставание приводит к убыванию амплитуды, так как выходной сигнал еще не успевает возрасти, когда входной уже начинает уменьшаться. Поэтому функция  $S(\omega)$  также в конечном счете всегда затухает с ростом частоты  $\omega$ , хотя она может иметь местные подъемы — резонансы и квазирезонансы.

Зная операторную чувствительность, можно рассчитать амплитудно-частотную  $|S(\omega)|$  и фазо-частотную  $\varphi(\omega)$  характеристики (АЧХ и ФЧХ) следующим образом. Если подставить в уравнение (7-1) комплексные выражения  $\dot{x} = e^{j\omega t}$ ;  $\dot{y} = |S(\omega)| e^{j\omega t + \varphi(\omega)}$ , то каждое дифференцирование сведется к умножению на  $j\omega$ , поэтому вместо выражения (7-2) получится выражение, в котором  $p$  заменено на  $j\omega$ :

$$\dot{y} = S(j\omega) \dot{x} = S_0 \frac{b_m (j\omega)^m + b_{m-1} (j\omega)^{m-1} + \dots + 1}{a_n (j\omega)^n + a_{n-1} (j\omega)^{n-1} + \dots + 1} \dot{x},$$

где  $\dot{S}(j\omega)$  называется комплексной чувствительностью. Модуль  $\dot{S}(j\omega)$  дает АЧХ, а аргумент — ФЧХ. Практически часто поступают наоборот: экспериментально с помощью вольтметров и фазометров определяют  $|S(\omega)|$  и  $\varphi(\omega)$ , а затем по виду этих графиков устанавливают порядок и коэффициенты дифференциаль-

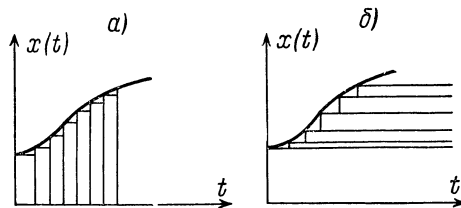


Рис. 7-6



ного уравнения (такая операция называется идентификацией динамического звена).

Графики АЧХ и ФЧХ дают очень наглядное представление как о полезных динамических свойствах, так и о динамических погрешностях, однако при использовании этих характеристик необходимо иметь в виду следующее. Динамическая погрешность  $\Delta_d$  преобразователя, если под ней понимать разность между оди-  
в р е м е н н о существующими значениями входного  $x(t)$  и выходного  $y(t)$  процессов преобразователя, как это показано на рис. 7-7, а, определяется значением комплексной чувствительности  $\hat{S}$ , т. е. одновременно и частотной и фазовой характеристиками. В большинстве случаев измерений, когда мгновенные показания прибора не используются в тот же момент времени (например, для управления каким-либо объектом), динамическую погрешность  $\Delta_d$  определяют как разность

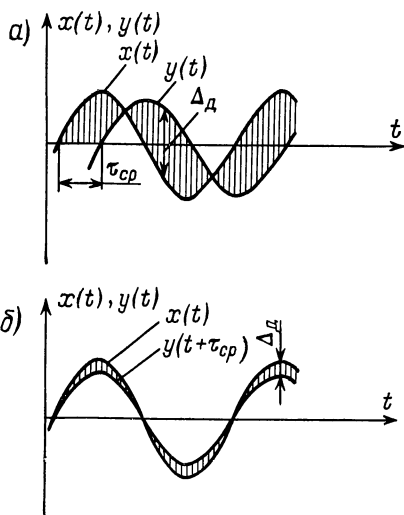


Рис. 7-7

между мгновенными значениями  $x(t)$  и значениями  $y(t)$ , воспроизведенными прибором спустя время  $\tau_{ср}$ , равное среднему времени запаздывания его показаний. В этом случае (рис. 7-7, б)  $\Delta_d$  определяется по АЧХ, т. е. лишь модулем  $|\hat{S}|$ , и оказывается значительно (на порядок и более) меньше, чем в случае, показанном на рис. 7-7, а, а запаздывание характеризует-  
ся отдельно указанием фазовой характеристики (погрешность по фазе).

При рассмотрении свойств реальных преобразователей удобно использовать понятие идеальных операционных звеньев, а динамические погрешности реальных звеньев рассматривать как отклонение их характеристик от соответствующих характеристик идеальных звеньев. Так, преобразователь, представляющий собой идеальное пропорциональное звено с характеристикой  $y(t) = S_0 x(t)$  должен иметь при всех частотах  $|S(\omega)| = S_0$  и  $\varphi(\omega) = 0$  (рис. 7-8, а). АЧХ реальных преобразователей обяза-

тельно отклоняется от АЧХ идеального на верхних частотах (а иногда и на нижних, как у усилителей переменного тока). ФЧХ  $\varphi(\omega)$ , как уже было сказано, тоже не остается постоянной, так как с ростом частоты нарастает и запаздывание по фазе. Однако поскольку запаздывание по фазе  $\Delta\varphi$  пропорционально задержке во времени  $\Delta t$ , внесенной к периоду  $T = 2\pi/\omega$ , т. е.  $\Delta t/T = \Delta\varphi/2\pi$  или  $\Delta t = \Delta\varphi T/2\pi = \Delta\varphi/\omega$ , то линейно нарастающее запаздывание по фазе означает постоянную задержку всех частотных составляющих сложного сигнала. Это не искажает формы сигнала и часто не считается погрешностью, поэтому обычно желательна не постоянная, но линейная ФЧХ.

Идеальный дифференциатор с  $S(p) = pS_1$  и  $S(j\omega) = j\omega S_1$  (где  $S_1$  — чувствительность к производной входной величине) должен иметь линейно нарастающую АЧХ  $|S(\omega)| = \omega S_1$  и  $\varphi(\omega) = +\pi/2$  (опережение по фазе — рис. 7-8, б). АЧХ реального дифференциатора на верхних частотах обязательно прекращает рост, а затем начинает падать, причем  $\varphi(\omega)$  становится отрицательной.

Идеальный интегрирующий преобразователь с операторной чувствительностью  $S(p) = S_1/p$  и комплексной чувствительностью  $S(j\omega) = S_1/j\omega$  должен иметь АЧХ в виде гиперболы (рис. 7-8, в) с  $|S(\omega)| = S_1/\omega$ ;  $\varphi(\omega) = -\pi/2$ , где  $S_1$  — чувствительность при  $\omega = 1$  рад/с или, что то же самое, чувствительность к интегралу входной величины; ее размерность  $[y]/[x]$  с. АЧХ реального интегратора обычно отклоняется от идеальной гиперболы  $1/\omega$  и на нижних частотах (где она должна бесконечно возрастать при  $\omega \rightarrow 0$ ), и на верхних частотах.

Переходные характеристики идеальных звеньев показаны на рис. 7-9. Для идеального безынерционного звена  $y(t) = x(t)$   $S_0 = 1$  (рис. 7-9, а)  $y(t)$  и  $x(t)$  совпадают. Для идеального дифференцирующего звена при ступенчатом воздействии  $x(t)$  выходной сигнал  $y(t)$  представляет собой  $\delta$ -функцию, т. е. бесконечно узкий импульс бесконечно большой амплитуды (рис. 7-9, б).

Переходные характеристики идеального интегрирующего звена представлены на рис. 7-9, в, где

$$y_1(t) = \int_0^t x_1(t) dt, \text{ а } y_2(t) = \int_0^t x_2(t) dt.$$

Область частот, в которой АЧХ и ФЧХ реального преобразователя отличаются от идеальных характеристик не более чем на величину допустимых погреш-

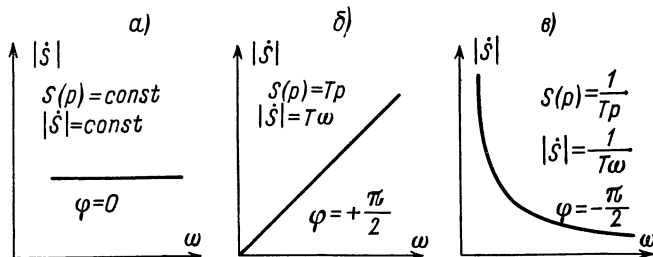


Рис. 7-8

ностей, называется частотным диапазоном преобразователя. Частотный диапазон — одна из наиболее широко применяемых оценок динамических характеристик.

Частотный диапазон прибора, состоящего из ряда измерительных преобразователей, ограничивается тем преобразователем, который имеет минимальный частотный диапазон (чаще всего это регистратор или датчик). Практические значения частотного диапазона приборов для измерения статических и медленно

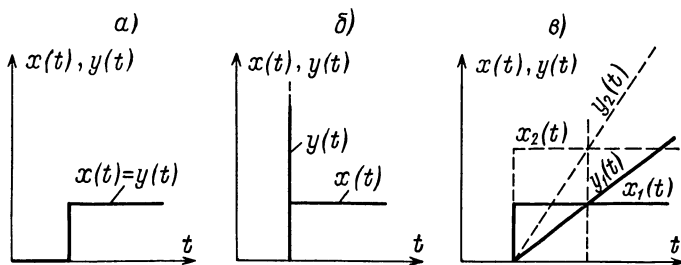


Рис. 7-9

меняющихся величин составляют от 0 до 1—2 Гц, а у приборов для измерения динамических величин — от 0 (или 2—10 Гц) до 400 — 1000 Гц, иногда до 5000 или 10000 Гц.

Поведение средства измерений при сложном воздействии можно найти с помощью разложения сигнала  $x(t)$  в ряд Фурье.

**Установившаяся реакция на случайный процесс** (содержащий бесконечное число составляющих различных частот) также является случайным процессом, но с другим спектром мощности. В данном случае интересуются распределением мощности (а не амплитуды сигнала) по оси частот, так как у каждой частотной составляющей фаза оказывается различной для разных реализаций случайного

процесса, и при усреднении по реализациям средняя амплитуда получается равной нулю, мощность же от фазы не зависит. Случайный процесс наиболее полно соответствует реальному режиму работы большинства приборов. Экспериментально определив (непосредственно или через автокорреляционную функцию) спектр мощности входного сигнала  $G_x(\omega)$  и такой же спектр  $G_y(\omega)$  случайного сигнала  $y(t)$ , можно найти АЧХ средств измерений из соотношения  $G_y(\omega) = |S(\omega)|^2 G_x(\omega)$ . Фазовые соотношения при этом не определяются, но по вза-

имной корреляционной функции  $R_{xy}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)y(t+\tau) dt$  можно найти среднюю задержку сигнала как такое значение  $\tau$ , при котором  $R_{xy}(\tau)$  имеет максимум.

**Нелинейные средства измерений (с ограничением по скорости).** Динамические свойства нелинейных средств измерений зависят от входного сигнала. Ввиду разнообразия этих зависимостей приведем лишь один часто встречающийся пример. В цифровых и аналоговых измерительных цепях астатического следящего уравнивания (см. рис. 6-3, 6-4, 6-5) при скачкообразном изменении входной величины  $x(t)$  выходная величина  $y(t)$  изменяется с постоянной скоростью  $[dy(t)/dt]_{\max} = \text{const}$  почти до самого положения равновесия. В цифровой системе это получается вследствие постоянной частоты тактового генератора, в аналоговой — из-за ограничения сигнала в усилителе, питающем двигатель.

Такие приборы следят за величинами, изменяющимися с малыми скоростями без заметных динамических погрешностей, но как только скорость изменения  $x(t)$  превосходит  $[dy(t)/dt]_{\max} = 1/S_0$ , появляется резкое отставание выходной величины. Очевидно, что частотный диапазон такого прибора зависит от амплитуды входного сигнала: при больших амплитудах диапазон меньше, при малых — больше.

Динамические свойства приборов с ограничением по скорости принято характеризовать временем прохождения всей шкалы (чем больше это время, тем хуже динамические свойства) или обратной величиной — допустимой скоростью изменения входной величины в диапазоне в секунду (иногда указывается скорость и в единицах измеряемой величины в секунду).

**Средства измерений импульсного действия.** К приборам импульсного действия относятся многоотсчетные регистраторы, цифровые приборы (за исключением следящих), приборы с амплитудно-импульсной модуляцией и другими видами импульсной модуляции, а также и с амплитудной модуляцией синусоидальной несущей, если при обработке амплитудно-модулированного сигнала учитываются только точки, соответствующие амплитуде каждой полуволны сигнала.

При измерениях приборами импульсного действия приходится сталкиваться, во-первых, с динамическими погрешностями, свойственными самим приборам, и, во-вторых, с погрешностями воспроизведения, которые определяются уже не столько прибором, сколько тем способом, которым воспроизводится непрерывный процесс по дискретным данным измерения.

В силу специфики динамических свойств средств измерений импульсного действия они рассматриваются более подробно ниже в § 7-11 и 7-14.

## 7-2. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МЕХАНИЧЕСКИХ АПЕРИОДИЧЕСКИХ ЗВЕНЬЕВ

Реальные электрические интегрирующие звенья часто выполняются по схемам рис. 7-10. Электрическая цепь на рис. 7-10, а описывается уравнениями:

$$u_1 = iR + u_2, \text{ откуда } i = \frac{u_1 - u_2}{R};$$

$$u_2 = \frac{1}{C} \int i dt = \frac{1}{C} \int \frac{u_1 - u_2}{R} dt.$$

Обозначая  $RC = T$  и дифференцируя последнее уравнение, имеем:

$$\frac{du_2}{dt} T + u_2 = u_1 \quad (7-3)$$

или в общем виде, полагая  $u_1 = x$  и  $u_2 = y$ ,

$$T \frac{dy}{dt} + y = S_0 x. \quad (7-4)$$

В операторном виде это уравнение представляется как

$$(Tp + 1) y(p) = S_0 x(p),$$

отсюда

$$S(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{S_0}{1 + Tp}.$$

Комплексная чувствительность такого звена

$$\dot{S} = \frac{\dot{y}}{\dot{x}} = \frac{S_0}{1 + j\omega T},$$

частотная характеристика

$$|\dot{S}| = \frac{|\dot{y}|}{|\dot{x}|} = \frac{S_0}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}, \quad (7-5)$$

а фазовая характеристика

$$\varphi = \arctg(-\omega T).$$

При подаче на вход  $x(t)$  в виде ступенчатой функции переходный процесс

$$y(t) = y_\infty (1 - e^{-t/T}), \quad (7-6)$$

где  $y_\infty$  — установившееся значение  $y(t)$  при  $t = \infty$ .

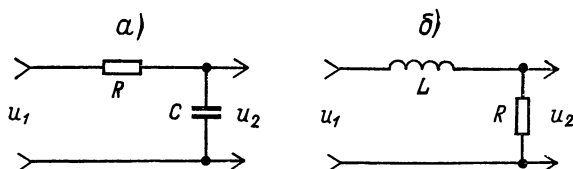


Рис. 7-10

Все полученные соотношения в равной степени правомерны для любых других преобразователей, описываемых уравнением (7-4). Так, например, если под  $T$  понимать  $T = L/R$ , то все эти уравнения справедливы и для цепи на рис. 7-10, б, а ниже мы увидим, что этими же уравнениями описываются, например, тепловые переходные процессы (см. § 7-3).

Переходный процесс рассматриваемого аperiodического звена показан для двух значений  $x_2(t) > x_1(t)$  на рис. 7-11. В начальный период времени при  $t \ll T$  он совпадает с переходным процессом идеального интегрирующего звена (ср. рис. 7-9, в), но с течением времени он отклоняется от него и  $y(t)$ , изменяясь по экспоненте (в отличие от прямой рис. 7-9, в, уходящей в бесконечность), стремится к установившемуся значению  $y_\infty = x(t)$ . Характеристика же идеального интегрирующего звена, перенесенная на рис. 7-11, представляет собой прямую, касательную к экспоненте  $y(t)$  в точке  $t = 0$ , и пересекает уровень  $y_\infty = x(t)$  в момент времени  $t = T$ .

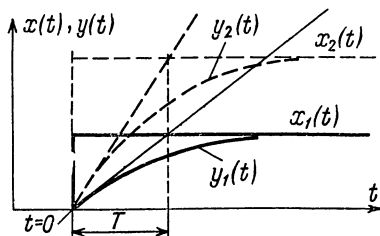


Рис. 7-11

Частотная характеристика реального интегрирующего звена выражается в относительных единицах как

$$\frac{|\dot{S}|}{S_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}$$

и показана на рис. 7-12, откуда видно, что такое звено на низких частотах (т. е. в области, очерченной штриховыми линиями на рис. 7-12, а) может использоваться

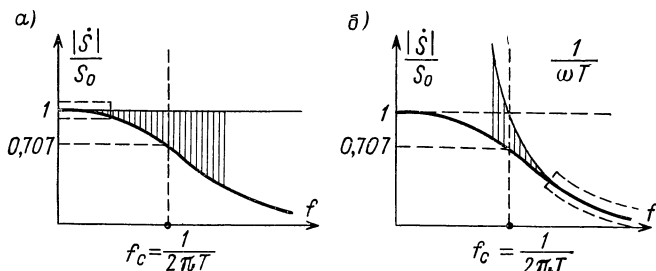


Рис. 7-12

в качестве приблизительно безынерционного и в области высоких частот (очерченной на рис. 7-12, б) — в качестве приблизительно интегрирующего. В том и другом случае такое звено выполняет свои функции с погрешностями, условно показанными штриховкой на рис. 7-12, а и б.

При использовании реального интегрирующего звена в качестве безынерционного его погрешность (в соответствии с рис. 7-7, б) определяется как отклонение его частотной характеристики  $\frac{|\dot{S}|}{S_0}$  от горизонтальной прямой на уровне единицы и возрастает с повышением частоты. Эта погрешность на высоких частотах равна

$$\gamma_B = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} - 1.$$

Используя приближенные соотношения (при  $\alpha \ll 1$ ) вида  $\sqrt{1 + \alpha} \approx 1 + \alpha/2$

или  $\frac{1}{\sqrt{1 + \alpha}} \approx 1 - \alpha/2$ , при  $\omega^2 T^2 \ll 1$  имеем:

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} \approx 1 - \frac{1}{2} \omega^2 T^2.$$

Отсюда

$$\gamma_B = 1 - \frac{1}{2} \omega^2 T^2 - 1 = -\frac{1}{2} \omega^2 T^2$$

Если при этом постоянную времени цепи  $T = RC$  выразить через так называемую частоту среза  $f_c = \frac{1}{2\pi T}$  (при которой  $\frac{|\dot{S}|}{S_0} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$ ), то выражение для погрешности получает очень удобный вид:

$$\gamma_B = -\frac{1}{2} \omega^2 T^2 = -\frac{1}{2} \left( \frac{f}{f_0} \right)^2. \quad (7-7)$$

При использовании таких звеньев в качестве приблизительно интегрирующих на высоких частотах ( $\omega \gg 1/T$ , т. е. при  $f \gg f_c$ ) их функция преобразования имеет вид:

$$\frac{|\dot{S}|}{S_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} \approx \frac{1}{T\omega},$$

т. е. соответствует функции идеального интегрирующего звена (ср. рис. 7-8, в и 7-12, б).

При понижении же частоты появляется погрешность

$$\gamma_n = \frac{\frac{1}{\sqrt{1+\omega^2 T^2}} - \frac{1}{T\omega}}{\frac{1}{T\omega}} \approx -\frac{1}{2} \frac{1}{T^2 \omega^2} = -\frac{1}{2} \left( \frac{f_0}{f} \right)^2. \quad (7-8)$$

Фазовая характеристика рассматриваемых звеньев приведена на рис. 7-13, откуда видно, что при  $f \rightarrow 0$  значение  $\varphi \rightarrow 0$ , а при  $f \rightarrow \infty$  значение  $\varphi \rightarrow -\pi/2$ .

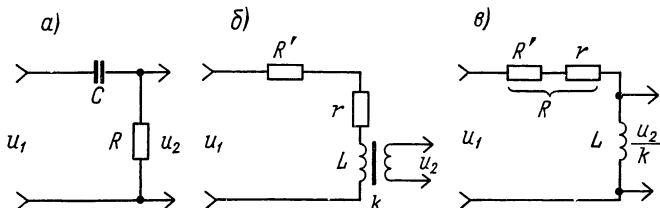


Рис. 7-14

Реальные дифференцирующие электрические звенья (рис. 7-14). Электрическая цепь на рис. 7-14, а описывается уравнением

$$u_1 = iR + \frac{1}{C} \int i dt = u_2 + \frac{1}{C} \int \frac{u_2}{R} dt.$$

Отсюда, обозначая  $RC = T$  и дифференцируя, получим:

$$\frac{du_1}{dt} = \frac{du_2}{dt} + \frac{u_2}{RC} = \frac{du_2}{dt} + \frac{u_2}{T}$$

или

$$T \frac{du_2}{dt} + u_2 = T \frac{du_1}{dt}.$$

Цепь на рис. 7-14, б и ее эквивалентная схема на рис. 7-14, в (если обозначить  $L/R = T$  и коэффициент трансформации через  $k$ ) описываются аналогичным уравнением

$$T \frac{du_2}{dt} + u_2 = kT \frac{du_1}{dt}.$$

Поэтому в общем случае, пользуясь операторной записью, получим:

$$(Tp + 1) y(p) = S_0 T p x(p),$$

а операторная чувствительность таких цепей

$$S(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = S_0 \frac{Tp}{1 + Tp}.$$

Отсюда комплексная чувствительность

$$\dot{S} = S_0 \frac{j\omega T}{1 + j\omega T},$$

частотная характеристика

$$|\dot{S}| = S_0 \frac{\omega T}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}$$

и фазовая характеристика

$$\varphi = \text{arctg} \left( \frac{1}{\omega T} \right).$$

Переходная характеристика (рис. 7-15, б) дифференцирующей цепи является дополнением до единицы переходной характеристики интегрирующего звена (рис. 7-15, а) и выражается как

$$y(t) = y_0 e^{-t/T}.$$

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики такого звена изображены на рис. 7-16, а, б, откуда видно, что реальное дифференцирующее звено, как и реальное интегрирующее звено, может использоваться двояко. В области низких частот ( $f \ll f_c$  или  $\omega T \ll 1$ ), обведенной на рис. 7-16, а штриховыми линиями,

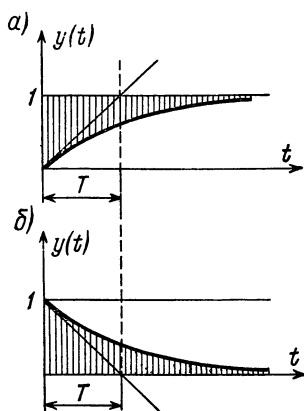


Рис. 7-15

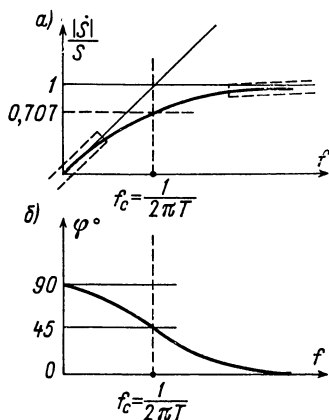


Рис. 7-16

такое звено является приближенно дифференцирующим с  $\varphi \approx +90^\circ$  и погрешностью

$$\gamma_{\text{в}} = -\frac{1}{2} \omega^2 T^2 = -\frac{1}{2} \left( \frac{f}{f_c} \right)^2, \quad (7-9)$$

а в области высоких частот ( $f \gg f_c$  или  $T \gg 1$ ) — приближенно безынерционным с  $\varphi \approx 0$  и погрешностью

$$\gamma_{\text{в}} \approx -\frac{1}{2} \frac{1}{\omega^2 T^2} = -\frac{1}{2} \left( \frac{f_s}{f} \right)^2. \quad (7-10)$$

**Механические аperiodические звенья. Переходный процесс разгона двигателя.** Установившееся значение скорости вращения двигателя пропорционально напряжению  $U$ , однако при включении напряжения изменение скорости  $\Omega(t)$  изменяется и в переходном процессе описывается уравнением

$$S(p) = \frac{\Omega(p)}{U(p)} = \frac{S_0}{1 + Tp},$$

соответствующим рис. 7-11. Постоянная времени двигателя  $T$  определяется моментом инерции ротора и вращающим моментом и называется электромеханической постоянной времени. Для малоинерционных приборных двигателей она составляет сотые доли секунды. Тем не менее именно эта постоянная времени ограничивает быстродействие следящих приборов с астатическим уравниванием, время пробега полной шкалы которых с трудом достигает 1—0,2 с.

**Переходный процесс интегрирующего привода, обусловленный инерционностью двигателя.** При использовании двигателя в качестве интегрирующего звена приборов с астатическим уравниванием систему двигатель  $D$  — редук-

тор  $P$  — указатель  $УК$  (рис. 7-17,  $a$ ) можно представить как цепь двух преобразователей 1 и 2 (рис. 7-17,  $b$ ), выполняющих преобразование  $U \rightarrow \Omega \rightarrow \alpha$ .  
Функция преобразования  $U$  в  $\Omega$  определяется двигателем и равна

$$S_1(p) = \frac{\Omega(p)}{U(p)} = \frac{S_1}{1 + T_1 p}.$$

Функция преобразования скорости двигателя  $\Omega$  в угол поворота  $\alpha$  указателя с учетом коэффициента редукции  $S_0$  редуктора  $P$  представляет собой идеальное

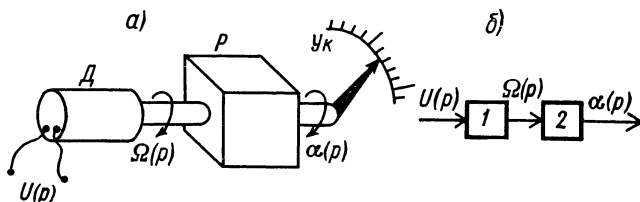


Рис. 7-17

интегрирование и равна

$$S_2(p) = \frac{\alpha(p)}{\Omega(p)} = \frac{S_2}{T_2 p}.$$

Переходные характеристики каждого из этих двух преобразований в отдельности приведены соответственно на рис. 7-18,  $a$  и  $b$ . Результирующая функция преобразования  $U$  в  $\alpha$  равна

$$S_{\Sigma}(p) = \frac{\alpha(p)}{U(p)} = S_1(p) S_2(p) = S_1 S_2 \frac{1}{(1 + T_1 p) T_2 p},$$

а график соответствующего ей переходного процесса показан на рис. 7-19,  $a$ .

В результате запаздывания нарастания скорости  $\Omega(t)$  за то время, пока  $\Omega(t) \neq \Omega_{уст}$  (заштрихованный участок на рис. 7-18,  $a$ ), накапливается отставание

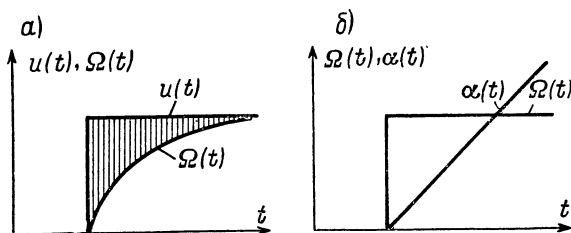


Рис. 7-18

$\alpha(t)$  от  $\alpha'(t)$  идеального интегратора (на рис. 7-19,  $a$  штриховая прямая). Это отставание по оси времени как раз равно постоянной времени  $T_1$  двигателя, а по оси  $\alpha(t)$  составляет угол запаздывания  $\alpha_3 = \Omega_{уст} T_1$ .

По окончании переходного процесса  $\Omega(t)$  достигает установившегося значения  $\Omega_{уст}$ , но накопившееся запаздывание  $\alpha_3$  не устраняется, и в дальнейшем прямой участок кривой  $\alpha(t)$  идет параллельно штриховой прямой  $\alpha'(t)$  идеального интегратора с постоянным отставанием во времени на  $T_1$ .

Точно такой же переходный процесс будет наблюдаться, если  $S_1(p)$  и  $S_2(p)$  поменять местами, т. е. воздействовать линейно возрастающей функцией  $X(t)$



(рассматривая ее как результат идеального интегрирования постоянной величины) на вход аperiodического преобразователя с

$$S(p) = \frac{y(t)}{x(t)} = \frac{1}{1 + T_p p}.$$

Вид такого переходного процесса при линейном возрастании  $x(t)$  на участке от  $t_1$  до  $t_2$  показан на рис. 7-19, б.

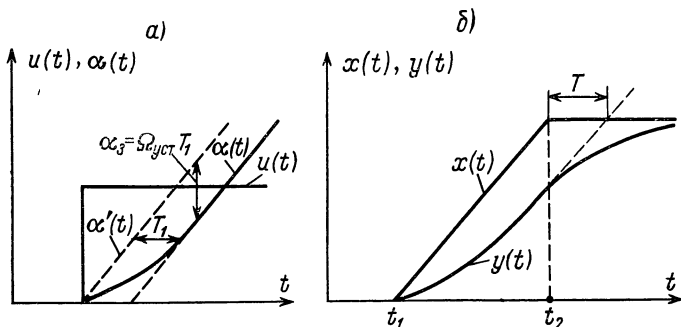


Рис. 7-19

Если же в момент  $t_2$  значение  $x(t)$  перестает изменяться и далее остается постоянным, то в дальнейшем переходный процесс  $y(t)$  идет не по прямой, показанной на рис. 7-19, б штриховой прямой, а по экспоненте с подкасательной в виде этой штриховой прямой.

### 7-3. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗВЕНЬЕВ С ТЕПЛОВОЙ ИНЕРЦИОННОСТЬЮ

Необходимость в решении задачи о тепловой инерционности чаще всего возникает в двух случаях, схематически изображенных на рис. 7-20. В первом случае (рис. 7-20, а) прибор (или датчик), имеющий массу  $m$  и удельную теплоемкость  $c$  и находящийся в среде с постоянной температурой  $\Theta_1$ , в некоторый момент времени  $t_1$  включается в работу. В результате этого внутри его начинает выделяться

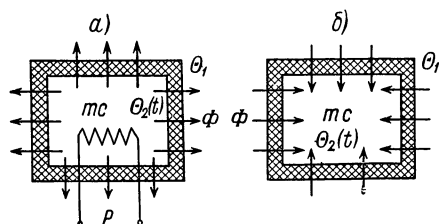


Рис. 7-20

мощность  $P$ , и его температура  $\Theta_2(t)$  начинает нарастать, стремясь к некоторому установившемуся значению. Во втором случае (рис. 7-20, б) прибор или датчик с массой  $m$  и теплоемкостью  $c$ , имеющий температуру  $\Theta_2(t_1)$ , внезапно в момент времени  $t_1$  помещается в среду с температурой  $\Theta_1$ , и в результате теплообмена со средой его температура  $\Theta_2(t)$  начинает стремиться к значению  $\Theta_1$ .

В том и в другом случае изменение температуры  $\Theta_2(t)$  в функции времени происходит по кривой рис. 7-21, а, аналогичной кривой рис. 7-19, б. На участке  $t_1 - t_2$  имеет место так называемый дорегулярный режим, объясняемый тем, что за это время происходит перераспределение температур в толще самого тела и установление градиентов температуры, соответствующих однонаправленному тепловому потоку.

На участке  $t_2 - t_3$  протекает так называемый регулярный режим установления температуры, а после  $t_3$  наступает установившийся режим теплового равновесия.

Дорегулярный режим, зависящий от исходного распределения температуры в теле, протекает практически весьма быстро, а стадия теплового равновесия наступает теоретически лишь через бесконечное время. Поэтому основное время процесса нагрева или охлаждения занимает регулярный режим. В этот период времени (от  $t_2$  до  $t_3$  на рис. 7-21, а) изменение температуры  $\Theta_2(t)$  происходит по экспоненте с постоянной времени  $T$  и описывается дифференциальным уравнением, аналогичным уравнению (7-3) для интегрирующей RC-цепи,

$$T \frac{d\Theta_2}{dt} + \Theta_2 = \Theta_1, \quad (7-11)$$

отсюда выражение для операторной чувствительности имеет вид:

$$S(p) = \frac{\Theta_2(p)}{\Theta_1(p)} = \frac{1}{1 + Tp}.$$

При постоянстве внешней температуры  $\Theta_1 = \text{const}$ , пренебрегая длительностью дорегулярного режима и обозначая начальную разность температур

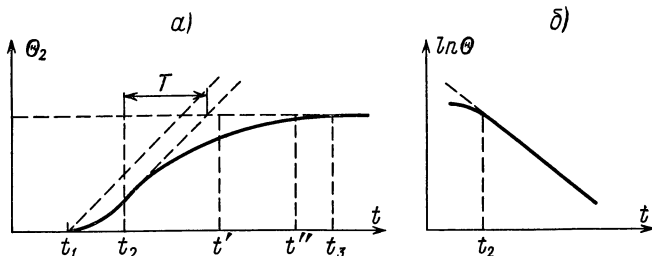


Рис. 7-21

$\Theta_1 - \Theta_2(t_1) = \Theta$ , выражение для переходного процесса как при нагревании [ $\Theta_1 > \Theta_2(t_1)$ ], так и при охлаждении [ $\Theta_1 < \Theta_2(t_1)$ ] получаем в виде

$$\Theta(t) = \Theta e^{-t/T}. \quad (7-12)$$

Практически постоянная времени  $T$  может быть легко найдена экспериментально. Логарифмируя (7-12), получаем:

$$\ln \Theta(t) = \ln \Theta - t/T,$$

а определяя  $\Theta(t)$  для двух различных моментов времени  $t'$  и  $t''$  (рис. 7-21, а), имеем:

$$T = \frac{t'' - t'}{\ln \Theta(t'') - \ln \Theta(t')} = \frac{t'' - t'}{\ln \frac{\Theta(t')}{\Theta(t'')}}. \quad (7-13)$$

Используя уравнение (7-13), можно экспериментально установить окончание дорегулярного режима и наступление регулярного режима. Для этого, наблюдая температуру  $\Theta_2(t)$  через определенные промежутки времени, строят график зависимости  $\ln \Theta$  в функции времени  $t$ . Вид такого графика в полулогарифмических координатах показан на рис. 7-21, б. В области регулярного режима ( $t > t_2$ ) изменение разности температур происходит по экспоненте и график  $\ln \Theta = f(t)$  представляет собой прямую, в начальный же период ( $t < t_2$ ), при дорегулярном режиме, он отклоняется от этой прямой.

**Расчет установившегося теплового режима.** В случае отсутствия внутри прибора или датчика источников тепла (рис. 7-20, б) установившийся режим характеризуется равенством  $\Theta_2 = \Theta_1$  и  $\Theta = 0$ , и никакого расчета не требуется. В случае же выделения внутри прибора или датчика мощности  $P$  (рис. 7-20, а) от внешнего источника питания установившийся перегрев  $\Theta$  прибора по сравнению

с окружающей средой зависит от выделяемой мощности и условий теплоотдачи. Расчет температуры перегрева в этом случае производится по формуле Ньютона, являющейся аналогом закона Ома для тепловой цепи. Если температура  $\Theta_2$  перестала повышаться и установилось равенство  $\Theta = \Theta_2 - \Theta_1 = \text{const}$ , то, следовательно, мощность теплового потока  $\Phi$  (рис. 7-20, а), отводящего энергию в окружающую среду, установилась равной подводимой электрической мощности  $P$ .

Согласно формуле Ньютона тепловой поток прямо пропорционален перепаду температуры  $\Theta$  и обратно пропорционален тепловому сопротивлению  $R_T$ , т. е.  $P = \Phi = \Theta/R_T$  (где как  $P$ , так и  $\Phi$  измеряются в ваттах), а  $R_T = \Theta/P$  (где  $R_T$  измеряется в К/Вт или в К·с/Дж).

При передаче тепла от твердого тела в окружающую газовую среду и его отводе конвекцией этой газовой среды тепловое сопротивление границы среда — тело обратно пропорционально площади охлаждения  $S$  и коэффициенту удельной теплоотдачи  $\xi$  единицы поверхности, т. е.  $R_T = 1/(S\xi)$ . Отсюда установившееся значение перегрева

$$\Theta = PR_T = P/(S\xi).$$

Таким образом, установившийся перегрев  $\Theta$  прямо пропорционален плотности теплового потока  $P/S$ , имеющей в тепловых расчетах отдельное название **тепловой нагрузки** (или **удельной мощности**), и обратно пропорционален определяемому экспериментально коэффициенту теплоотдачи  $\xi$ .

Значения коэффициента теплоотдачи  $\xi$  зависят от условий конвекции газа вокруг нагретой детали и от состояния ее поверхности. Для некоторых типичных деталей конструкций приборов значения  $\xi$  в Вт/(м<sup>2</sup>·К) приведены ниже:

Одиночная деталь (резистор, транзистор, конденсатор)	15
Одиночная плата из изоляционного материала с тепло- выделяющими деталями, расположенная вертикально	15
Несколько близко расположенных вертикальных плат	11—12,5
Несколько близко расположенных горизонтальных плат (за поверхность охлаждения принимается по- верхность, огибающая снаружи всю группу плат) . . .	6—7
Одиночная металлическая пластина (шунт с тонкими наконечниками, пластина радиатора охлаждения) . .	18—20
Катушка в узком зазоре железного сердечника . . . . .	30

По приведенным формулам может производиться расчет установившегося перегрева не только отдельных деталей по отношению к температуре воздуха внутри корпуса прибора, но и перегрев прибора в целом по отношению к температуре окружающего воздуха. В этом случае коэффициенты теплоотдачи  $\xi$  зависят от типа корпуса прибора и расположения тепловыделяющих элементов внутри корпуса. Примерные значения  $\xi$  для этих случаев, полученные П. Д. Пресняковым, приведены в табл. 7-2.

Таблица 7-2

Тип корпуса	Расположение тепловыделяющего элемента		
	у дна корпуса	у боковой стенки	у верхней стенки
Металлический серый корпус без вентиляционных отверстий с толщиной стенок 1 мм	10	14	14
Пластмассовый черный корпус без вентиляционных отверстий с толщиной стенок 3 мм	4	8	10

Более подробные данные по тепловым расчетам приборов можно найти в работе [72].

Расчет тепловой постоянной времени в первом приближении может быть выполнен из следующих соображений. На основании дифференциального уравнения (7-11) эквивалентная схема замещения для теплового переходного процесса (по аналогии с уравнением (7-3) и схемой рис. 7-10, а) может быть представлена схемой рис. 7-22, где  $R_T$  — тепловое сопротивление, а  $mc$  — тепловая емкость. Отсюда тепловая постоянная времени

$$T = R_T mc = \frac{mc}{S\xi},$$

где  $m$  — масса тела, кг;  $c$  — его удельная теплоемкость, Дж/(кг·К);  $S$  — площадь поверхности охлаждения, м<sup>2</sup>;  $\xi$  — коэффициент теплоотдачи поверхности.

Таким образом, для расчетного определения постоянной времени необходимо найти общую теплоемкость деталей прибора или датчика, что может быть выполнено весьма приближенно. Так, для всех тяжелых металлов (медь, латунь, железо) можно принимать  $c \approx 400$  Дж/(кг·К), для более легких материалов (алюминий, фарфор, слюда)

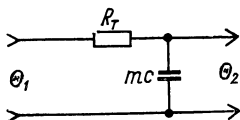


Рис. 7-22

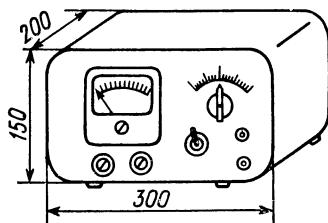


Рис. 7-23

$c \approx 800$  Дж/(кг·К), а для органических материалов (текстолит, гетинакс, оргстекло)  $c \approx 1300$  Дж/(кг·К).

**Пример расчета переходного теплового режима и установившегося перегрева измерительного устройства.** Пусть измерительное устройство имеет размеры, показанные на рис. 7-23 (в мм); металлический, окрашенный серой краской корпус потребляет от источника питания мощность  $P = 40$  Вт и имеет массу  $m = 3$  кг.

Полагая, что охлаждение корпуса происходит только с боковых поверхностей и крышки (дно корпуса не участвует в теплоотводе), находим поверхность охлаждения  $S = 0,2$  м<sup>2</sup>. Учитывая, что массу прибора составляют стальные и медные детали (сердечники и обмотки трансформаторов, корпус) с  $c = 400$  Дж/(кг·К), алюминиевые (шасси) и керамические (резисторы МЛТ) детали с  $c = 800$  Дж/(кг·К) и ряд монтажных плат и бумажных или пленочных конденсаторов с  $c \approx 1300$  Дж/(кг·К), примем в среднем  $c = 800$  Дж/(кг·К). Полагая также для серого металлического корпуса (см. табл. 7-2)  $\xi = 10$  Вт/(м<sup>2</sup>·К), получаем постоянную времени нагрева прибора равной

$$T = \frac{mc}{S\xi} = \frac{3 \cdot 800}{0,2 \cdot 10} = 1200 \text{ с} = 20 \text{ мин.}$$

Таким образом, переходный режим нагрева этого прибора будет продолжаться около  $3T = 60$  мин, а установившееся после этого значение перегрева корпуса по сравнению с температурой окружающей среды составит

$$\Theta = \frac{P}{S\xi} = \frac{40}{0,2 \cdot 10} = 20\text{К},$$

т. е. при температуре окружающей среды  $\Theta_1 = 20^\circ \text{С}$  температура корпуса прибора будет равна  $\Theta_2 = 40^\circ \text{С}$ .

Анализ переходного режима измерительных преобразователей, предназначенных для измерения температуры, сводится также к определению температуры  $\Theta_2(t)$ , так как в этом случае температура  $\Theta_1$  — измеряемая температура среды,

температура  $\Theta_2(t)$  — температура преобразователя, а их разность  $\Theta(t)$  — абсолютная погрешность, обусловленная тепловой инерцией преобразователя. При известной постоянной времени  $T$  эта погрешность может быть рассчитана по формуле (7-12) для любого времени погружения преобразователя в исследуемую среду.

При определении времени установления показаний как интервала времени, необходимого для достижения разности  $\Theta_1 - \Theta_2 = \Delta$ , где  $\Delta$  — допустимое значение погрешности измерения, это время может быть выражено через постоянную времени  $T$  как

$$T_{\text{уст}} = T \ln \frac{\Theta}{\Delta} = T 2,3 \lg \frac{\Theta}{\Delta}.$$

Таким образом, тепловая постоянная времени  $T$  как основной коэффициент дифференциального уравнения (7-11) измерительного преобразователя должна согласно ГОСТ 8009—72 нормироваться и указываться в технической документации.

**Пример расчета постоянной времени и времени установления выходного сигнала датчика для измерения температуры.**

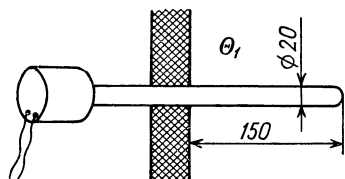


Рис. 7-24

Пусть датчик имеет размеры защитного кожуха, показанные на рис. 7-24, т. е.  $S = 0,01 \text{ м}^2$  и массу  $m = 100 \text{ г}$ .

Полагая  $c = 400 \text{ Дж/(кг} \cdot \text{К)}$  и  $\xi = 10 \text{ Вт/(м}^2 \cdot \text{К)}$ , получаем для постоянной времени:

$$T = \frac{mc}{S\xi} = \frac{0,1 \cdot 400}{0,01 \cdot 10} = 400 \text{ с} = 6,6 \text{ мин.}$$

Если при этом скачок измеряемой температуры  $\Theta = 1000^\circ \text{C}$ , то процесс установления выходного сигнала с погрешностью  $\Delta = 1^\circ \text{C}$  будет длиться

$$T_{\text{уст}} = T \cdot 2,3 \lg \frac{\Theta}{\Delta} = 6,6 \cdot 2,3 \cdot 3 \approx 45 \text{ мин.}$$

Таким образом, тепловые переходные процессы протекают очень медленно (60 мин в первом примере и 45 мин — во втором). Постоянная времени теплового переходного процесса с уменьшением массы тела убывает также очень медленно (в первом примере  $m = 3 \text{ кг}$  и  $T = 20 \text{ мин}$ , во втором  $m = 0,1 \text{ кг}$ , а  $T = 6,6 \text{ мин}$ ), поэтому создание быстродействующих устройств, обладающих малой тепловой инерцией, представляет собой очень трудную техническую задачу.

**Установившийся тепловой режим при синусоидальном внешнем воздействии** характерен для малоинерционных тепловых преобразователей, используемых при измерении пульсирующих температур или пульсирующей скорости газовых потоков. Для исключения влияния дорегулярного переходного режима, приводящего (как это было показано на рис. 7-19, б и 7-21, а) к искажению формы кривой изменения измеряемой температуры  $\Theta_2(t)$ , такие преобразователи выполняются малогабаритными (например, из весьма тонкой проволоки диаметром 0,015—0,03 мм) с тем, чтобы время дорегулярного режима, т. е. время перераспределения температур внутри тела, было пренебрежимо мало по сравнению с периодом пульсаций внешней температуры.

При этих условиях, т. е. при регулярном тепловом режиме, для описания воздействия синусоидально пульсирующей внешней температуры вполне правомерно использовать дифференциальное уравнение (7-11), т. е.

$$T \frac{d\Theta_2}{dt} + \Theta_2 = \Theta_1 = \Theta_m \sin \omega t,$$

которое приводит к выражению для операторной чувствительности

$$S(p) = \frac{\Theta_2(p)}{\Theta_1(p)} = \frac{1}{1 + Tp}.$$

Комплексное решение, где под  $\dot{\Theta}_1$  и  $\dot{\Theta}_2$  понимаются комплексы синусоидально изменяющихся во времени температур среды и тела преобразователя соответственно, получается заменой оператора  $p$  на  $j\omega$ :

$$\dot{S} = \frac{\dot{\Theta}_2}{\dot{\Theta}_1} = \frac{1}{1 + j\omega T}.$$

Отсюда отношение модулей температур аналогично (7-5) и равно

$$|\dot{S}| = \frac{|\dot{\Theta}_2|}{|\dot{\Theta}_1|} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}},$$

а фаза между ними  $\varphi = \text{arctg}(-\omega T)$ .

Таким образом, вследствие тепловой инерции колебания температуры преобразователя  $\Theta_2$  отстают по фазе на угол  $-\varphi = \text{arctg} \omega T$  и уменьшаются по амплитуде в  $\sqrt{1 + \omega^2 T^2}$  раз относительно колебаний температуры среды  $\dot{\Theta}_1 = \Theta_m \sin \omega t$ , т. е. преобразователь, обладающий тепловой инерцией, ведет себя в динамическом отношении аналогично интегрирующей RC-цепи, рассмотренной в § 7-2 и представленной на рис. 7-22. Поэтому, например, частотная погрешность, вносимая таким преобразователем на высоких частотах, аналогична (7-7) и равна

$$\gamma_{\text{в}} = -\frac{1}{2} \omega^2 T^2,$$

т. е. зависит от частоты  $\omega$  измеряемого процесса и постоянной времени преобразователя  $T = \frac{mc}{S\xi}$ .

Для тела цилиндрической формы с диаметром  $d$ , длиной  $l$  и плотностью  $\rho$

$$T = \frac{\rho l \frac{\pi d^2}{2} c}{\pi d l \xi} = \frac{\rho c d}{2\xi}.$$

Произведение  $\rho c$  для самых разнообразных твердых веществ изменяется в весьма небольших пределах (от  $1,4 \cdot 10^6$  Дж/(м<sup>3</sup>·К) для органических веществ до  $3,5 \cdot 10^6$  Дж/(м<sup>3</sup>·К) для металлов), поэтому уменьшение  $T = kd/\xi$  возможно только путем уменьшения диаметра  $d$  и коэффициента теплоотдачи  $\xi$ .

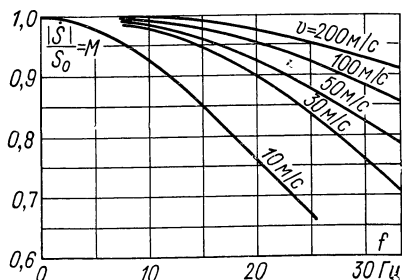


Рис. 7-25

Уменьшение постоянной времени за счет уменьшения диаметра тела преобразователя ограничено значениями порядка 1 мм, так как металлическая нить с  $d = 25$  мкм в спокойном воздухе имеет постоянную времени около 0,8 с.

Значительно большие возможности открывает принудительный теплообмен путем обдува преобразователя потоком воздуха. Изменение коэффициента теплоотдачи  $\xi$  с изменением скорости  $v$  обдувающего воздуха (подробнее см. гл. 14, § 1) и достигаемые значения постоянной времени  $T$  для вольфрамовой проволоки при  $d = 25$  мкм и  $\Theta = 200^\circ \text{C}$  приведены в табл. 7-3.

Благодаря этому в газовых потоках с высокой скоростью тепловые преобразователи могут иметь постоянную времени до единиц миллисекунд и позволяют

Таблица 7-3

$v$ , м/с	$\xi$ , Вт/(м <sup>2</sup> ·К)	$T$ , мс
0	20	820
0,1	200	82
1,0	500	33
10	1250	13
100	3160	5,2
200	4200	3,9

измерять процессы, пульсирующие с частотой до 15—30 Гц (около 1000—2000 пульсаций в минуту). В качестве иллюстрации этого на рис. 7-25 приведены экспериментально полученные М. Я. Феенбергом частотные характеристики чувствительности терморезистора из проволоки диаметром 0,025 мм.

#### 7-4. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЕ УРАВНЕНИЕ, ПОНЯТИЕ СОБСТВЕННОЙ ЧАСТОТЫ И ПОКАЗАТЕЛИ ЗАТУХАНИЯ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ ЗВЕНЬЕВ

Апериодический переходный процесс (рис. 7-26, а), когда приближение выходной величины  $y(t)$  к установившемуся значению происходит лишь с одной стороны, не превосходя этого уровня, характерен только для тепловых и химических явлений. В механических, акустических и электрических системах, кроме апериодического, может наблюдаться переходный процесс вида рис. 7-26, б,

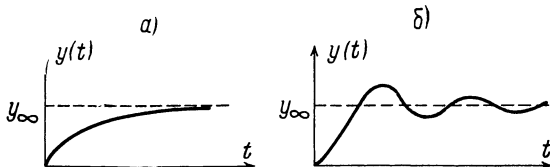


Рис. 7-26

когда  $y(t)$ , прежде чем прийти к установившемуся значению, несколько раз становится то выше, то ниже его, т. е. совершает колебания возле этого уровня.

С математической точки зрения движение колебательных систем описывается дифференциальными уравнениями второго порядка, поэтому и сами такие системы называются системами второго порядка. При этом вид дифференциальных уравнений для систем различной природы оказывается аналогичным. Так, колебательная система с поступательным механическим движением (рис. 7-27, а) (подвижная часть датчика для измерения перемещений или вибрации, мембрана манометра и т. д.) с входной величиной  $F(t)$  и выходной  $x(t)$  (рис. 7-27, б) описывается дифференциальным уравнением

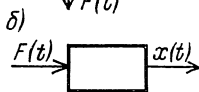
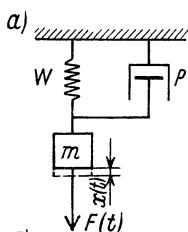


Рис. 7-27

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + P \frac{dx}{dt} + Wx = F(t), \quad (7-14)$$

где  $m$  — подвижная масса системы;  $x$  — ее перемещение  $x(t)$ ;  $P$  — коэффициент успокоения;  $W$  — жесткость;  $F(t)$  — сила, возбуждающая движение.

При вращательном движении (подвижная часть гальванометра, осциллографа, самописца, рамка измерительного механизма, датчик угла поворота и т. д.), когда входным сигналом является  $M(t)$ , а выходным  $\alpha(t)$ , дифференциальное уравнение имеет вид:

$$J \frac{d^2 \alpha}{dt^2} + P \frac{d\alpha}{dt} + W\alpha = M(t),$$

где  $J$  — момент инерции подвижной части;  $\alpha$  — угол поворота;  $M$  — вращающий (устанавливающий) момент.

Для последовательного электрического контура  $CRL$  с входной величиной  $u(t)$  уравнение имеет несколько другой вид:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int_0^t i dt = u(t).$$

Однако если в качестве выходной величины вместо  $i(t)$  считать  $q(t)$ , то уравнение становится аналогичным двум предыдущим, а именно:

$$L \frac{d^2 q}{dt^2} + R \frac{dq}{dt} + \frac{1}{C} q = u(t). \quad (7-15)$$

В силу идентичности исходных дифференциальных уравнений для механических и электрических систем описание их динамических свойств также оказывается идентичным и может быть получено, например, из решения уравнения (7-14) следующим образом. Поделив все члены уравнения (7-14) на  $m$ , получаем:

$$\frac{d^2 x}{dt^2} + \frac{P}{m} \frac{dx}{dt} + \frac{W}{m} x = \frac{F(t)}{m}. \quad (7-16)$$

Вводя обозначения  $P/m = h$  и  $W/m = \omega_0^2$ , имеем:

$$\frac{d^2 x}{dt^2} + h \frac{dx}{dt} + \omega_0^2 x = \frac{F(t)}{m}$$

или в операторной форме

$$(p^2 + hp + \omega_0^2) x(p) = \frac{F(p)}{m}.$$

Ввиду общности исходных дифференциальных уравнений полученное операторное уравнение является общим для любых механических и электрических систем второго порядка. Отсюда операторная чувствительность такого звена

$$S(p) = \frac{x(p)}{F(p)} = \frac{1}{m(p^2 + hp + \omega_0^2)},$$

комплексная чувствительность при синусоидальном возбуждающем воздействии  $F(t) = F_m \sin \omega t$

$$\dot{S} = \frac{\dot{X}}{\dot{F}} = \frac{1}{m(\omega_0^2 - \omega^2 + jh\omega)}, \quad (7-17)$$

частотная характеристика

$$|\dot{S}| = \frac{|\dot{X}|}{|\dot{F}|} = \frac{1}{m \sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + h^2 \omega^2}}$$

и фаза между  $\dot{F}$  и  $\dot{x}$

$$\varphi = \arctg \left( -\frac{h\omega}{\omega_0^2 - \omega^2} \right) = \arctg \left( \frac{h\omega}{\omega^2 - \omega_0^2} \right).$$

Входящая в эти выражения величина  $\omega_0 = \sqrt{W/m}$ , т. е. корень квадратный из коэффициента  $W/m$  при  $x$  в дифференциальном уравнении (7-16), называется собственной частотой колебательной системы.

Этот термин для наименования коэффициента при третьем члене дифференциального уравнения колебательной системы используется во всех отраслях наук (в физике, механике, автоматике, радиотехнике, акустике, измерительной технике и др., кроме электротехники, где  $\omega_0$  называют резонансной частотой, что очень неудачно, так как во всех других науках под резонансной частотой понимается частота, соответствующая максимуму резонансной кривой). Что же касается наименования коэффициента  $P$  при втором члене дифференциального уравнения (7-14) или  $P/m = h$  в уравнении (7-16), то исторически сложилось так, что в каждой из научных дисциплин, имеющих дело с колебательными системами, для этого коэффициента вводили несколько различные выражения и давали ему различные наименования. В результате для этого коэффициента, характеризующего потери энергии в системе, пропорциональные скорости  $dx/dt$  ее движения, употребляется целый ряд выражений, обозначений и наименований.

Так, коэффициент  $P$  в уравнении (7-14) выражается в кг/с и называется коэффициентом успокоения, а в уравнении (7-15) выражается



в омах и называется активным сопротивлением. При переходе к уравнению типа (7-16) коэффициент при  $dx/dt$  получает вид  $P/m = h$  или  $R/L = 1/T$  в (7-15). В таком виде он используется в автоматике и теории регулирования, называется коэффициентом затухания и удобен тем, что для систем любой физической природы измеряется в 1/с.

При практическом использовании уравнений колебательных систем этому коэффициенту удобно придать безразмерный вид, выражая его в долях собственной частоты  $\omega_0$  системы. В таком виде  $h/\omega_0 = d$  этот коэффициент используется в электротехнике и называется затуханием электрического контура. В радиотехнике используют безразмерную величину, обратную затуханию,  $1/d = Q$  и называют ее добротностью колебательного контура.

Во многие формулы теории колебаний входит коэффициент  $h/2$ , поэтому ему придают свое обозначение  $h/2 = \delta$  и называют декрементом затухающих колебаний ( $\delta$ , как и  $h$ , измеряется в 1/с). Соответствующий декременту безразмерный коэффициент  $\delta/\omega_0 = \beta$  называется степенью успокоения и широко используется в теории измерительных устройств.

В практических расчетах средств измерений (датчики, измерительные приборы, электронные генераторы, частотные фильтры и т. п.) наиболее употребительными оказываются степень успокоения  $\beta$  и добротность  $Q$ . Их соотношения с другими показателями затухания имеют вид:

$$\beta = \frac{1}{2Q} = \frac{d}{2} = \frac{\delta}{\omega_0} = \frac{h}{2\omega_0};$$

$$Q = \frac{1}{2\beta} = \frac{1}{d} = \frac{\omega_0}{2\delta} = \frac{\omega_0}{h}.$$

Выражая же  $Q$  и  $\beta$  через исходные параметры колебательного звена, имеем:

$$Q = \frac{\sqrt{mW}}{P} \quad \text{и} \quad \beta = \frac{P}{2\sqrt{mW}}.$$

В качестве наиболее общего определения понятия добротности удобно ее определение как отношения энергии, запасаемой в реактивных элементах системы, к средней активной энергии, расходуемой системой за время, соответствующее изменению фазы колебаний на один радиан.

## 7-5. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ ЗВЕНЬЕВ

Рассматривая механическое колебательное звено на рис. 7-27, *а* как преобразователь внешней силы  $F(t)$ , действующей на массу  $m$ , в перемещение  $x(t)$  этой массы, мы представляем его себе как преобразователь силы в перемещение (рис. 7-27, *б*). Если при этом вынуждающая сила изменяется периодически, то говорят, что масса  $m$  совершает вынужденные колебания.

При рассмотрении вынужденных синусоидальных колебаний удобно в уравнении (7-17) перейти от значений  $\omega$ ,  $\omega_0$  и  $h$  к безразмерным коэффициентам в виде отношения частоты  $\omega$  вынуждающей силы  $F(t) = F_m \sin \omega t$  к собственной частоте  $\omega_0$  колебательного звена  $\omega/\omega_0 = \eta$ , называемого относительным значением частоты вынуждающей силы, и  $\beta = h/2\omega_0$ . При подстановке  $\omega = \eta\omega_0$  и  $h = 2\beta\omega_0$  выражение (7-17) для комплексной чувствительности преобразователя получает вид:

$$\dot{S} = \frac{\dot{X}}{F} = \frac{1}{m(\omega_0^2 - \omega^2 + jh\omega)} =$$

$$= \frac{1}{m(\omega_0^2 - \eta^2\omega_0^2 + j2\beta\omega_0\eta\omega_0)} = \frac{1}{m\omega_0^2(1 - \eta^2 + j2\beta\eta)},$$

или, учитывая, что  $m\omega_0^2 = m \frac{W}{m} = W$ , получаем:

$$S = \frac{1}{W(1 - \eta^2 + j2\beta\eta)}. \quad (7-18)$$

Отсюда частотная характеристика преобразователя  $\dot{F}$  в  $\dot{x}$  описывается выражением

$$|\dot{S}| \frac{|\dot{X}|}{|\dot{F}|} = \frac{1}{W \sqrt{(1-\eta^2)^2 + (2\beta\eta)^2}}.$$

При воздействии на массу  $m$  (рис. 7-27, а) статического усилия, т. е. при частоте вынуждающей силы  $\omega = 0$ , а следовательно, и  $\eta = \omega/\omega_0 = 0$ ,

$$|\dot{S}|_{\eta=0} = S_0 = \frac{1}{W}.$$

Действительно, при статическом воздействии, например под действием силы тяжести, масса  $m$  получает постоянное смещение  $x$ , пропорциональное силе  $F$  и обратно пропорциональное жесткости  $W$ , т. е.  $x = F/W$  и  $S_0 = x/F = 1/W$ .

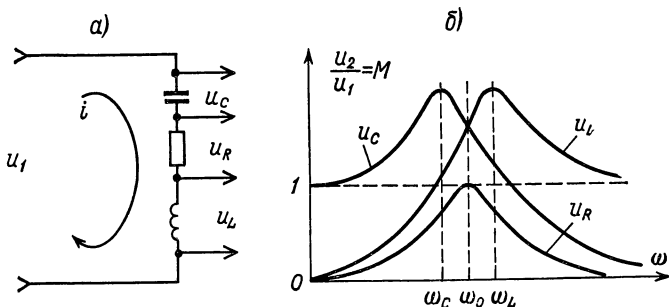


Рис. 7-28

Учитывая это обстоятельство, можно выразить частотную характеристику в относительных координатах по обеим осям, т. е. представить ее в виде

$$M = \frac{|\dot{S}|}{S_0} = \frac{1}{\sqrt{(1-\eta^2)^2 + (2\beta\eta)^2}}. \quad (7-19)$$

Удобство такого выражения частотной характеристики колебательного звена состоит в том, что в это выражение не входит ни одного абсолютного значения параметров звена ( $m$ ,  $W$  или  $P$ ), а поэтому такое выражение описывает в относительных координатах ( $\eta$  и  $\beta$ ) колебательные звенья с любыми  $m$ ,  $W$  и  $P$  или  $R$ ,  $C$  и  $L$ .

Представление колебательного звена в виде преобразователя (рис. 7-27, б) с частотной характеристикой вида (7-19), т. е. с входной величиной в виде силы  $F(t)$  и выходной в виде перемещения массы  $x(t)$ , не является единственным, так как в качестве выходной величины может использоваться, например, скорость  $v(t)$  этой массы или ее ускорение  $a(t)$ . Так как  $v(t) = x\dot{p} = xj\omega$ , а  $a(t) = x\dot{p}^2 = -\omega^2 x$ , то такое изменение входной величины изменяет и вид частотной характеристики преобразователя, что присуще всем колебательным системам, как механическим, так и электрическим.

**Характеристики электрического колебательного звена** рассмотрим на примере последовательного  $RLC$ -контура, изображенного на рис. 7-28, а. При одном и том же входном воздействии  $u_1$  выходной величиной такого звена может быть напряжение  $u_C$ , снимаемое с конденсатора, напряжение  $u_R$ , снимаемое с резистора, или напряжение  $u_L$ , снимаемое с катушки индуктивности. Эти напряжения отличаются тем, что согласно (7-15)

$$u_C = \frac{1}{C} q; \quad u_R = R \frac{dq}{dt}; \quad u_L = L \frac{d^2 q}{dt^2},$$

т. е. аналогичны выходным величинам в виде перемещения, скорости и ускорения механического колебательного звена.

Частотные характеристики, соответствующие этим трем случаям (см., например, [165, т. 1, стр. 246]), при использовании соотношений  $\omega = \eta\omega_0$  и  $\omega_0^2 LC = 1$  описываются выражениями:

$$M_C = \frac{u_C}{u_1} = \frac{1}{\omega C} \frac{1}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{(\eta^2 - 1)^2 + \left(\frac{\eta}{Q}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{(\eta^2 - 1)^2 + (2\beta\eta)^2}}; \quad (7-20)$$

$$M_R = \frac{u_R}{u_1} = R \frac{1}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \eta^2 Q^2 \left(1 - \frac{1}{\eta^2}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{Q^2}{\eta^2} (1 - \eta^2)^2}} = \frac{2\beta\eta}{\sqrt{(1 - \eta^2)^2 + (2\beta\eta)^2}}; \quad (7-21)$$

$$M_L = \frac{u_L}{u_1} = \omega L \frac{1}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} = \frac{\eta}{\sqrt{\frac{1}{Q^2} + \frac{1}{\eta^2} (\eta^2 - 1)^2}} = \frac{\eta^2}{\sqrt{(\eta^2 - 1)^2 + \left(\frac{\eta}{Q}\right)^2}} = \frac{\eta^2}{\sqrt{(\eta^2 - 1)^2 + (2\beta\eta)^2}} \quad (7-22)$$

и представлены в виде графиков на рис. 7-28, б.

Выражение (7-20) мы уже получили ранее [см. (7-19)], рассматривая механическую колебательную систему с входным воздействием в виде силы  $F$  и выходным сигналом в виде перемещения  $x$ . Если же в качестве выходного сигнала использовать ускорение  $a(t) = x\ddot{p}^2 = -\omega^2 x$ , то

$$\dot{S} = \frac{\dot{a}}{\dot{F}} = \frac{-\omega^2}{m(\omega_0^2 - \omega^2 + jh\omega)} = \frac{\eta^2}{m(\eta^2 - 1 - j2\beta\eta)}; \\ |\dot{S}| = \frac{\eta^2}{m \sqrt{(\eta^2 - 1)^2 + (2\beta\eta)^2}}. \quad (7-23)$$

При  $\eta \rightarrow \infty$  значение  $S_\infty = 1/m$ , откуда

$$M = \frac{|\dot{S}|}{S_\infty} = \frac{\eta^2}{\sqrt{(\eta^2 - 1)^2 + (2\beta\eta)^2}}, \quad (7-24)$$

что полностью совпадает с (7-22).

**Экспериментальное определение параметров частотных характеристик.** Кривые вида рис. 7-28, б мы получаем тогда, когда снимаем частотные характеристики электрических преобразователей (усилители, фильтры, резонансные контуры и т. п.) с помощью внешнего генератора переменной частоты или для механических датчиков с помощью вибростенда. При этом надо всегда помнить, что резонансные частоты, соответствующие максимуму резонансного пика (т. е. частоты  $\omega_C$  и  $\omega_L$  на рис. 7-28, б), не равны собственной частоте колебательной системы  $\omega_0$ .

Резонансная частота  $\omega_C$ , определенная по максимуму амплитуды смещения механической системы или по максимуму напряжения на конденсаторе элек-

трической колебательной цепи, меньше собственной частоты  $\omega_0$  системы и равна

$$\omega_C = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}} = \omega_0 \sqrt{1 - 2\beta^2}. \quad (7-25)$$

При малой добротности системы, т. е. при большом успокоении, разница между этими частотами может быть весьма существенной. При большой добротности эта разница мала и  $\omega_C$  можно выразить приближенно (по правилу  $\sqrt{1 - \alpha} \approx 1 - \alpha/2$ ) как

$$\omega_C \approx \omega_0 \left(1 - \frac{1}{4Q^2}\right) = \omega_0 (1 - \beta^2)$$

При определении резонанса по максимуму ускорения или напряжения на катушке индуктивности резонансная частота  $\omega_L$  больше значения собственной частоты  $\omega_0$  системы и равна

$$\omega_L = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - 2\beta^2}} \quad (7-26)$$

или приближенно

$$\omega_L \approx \omega_0 \left(1 + \frac{1}{4Q^2}\right) = \omega_0 (1 + \beta^2).$$

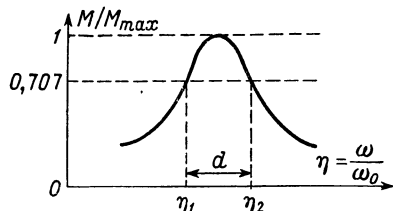


Рис. 7-29

Из сопоставления (7-25) и (7-26) следует, что  $\omega_0 = \sqrt{\omega_L \omega_C}$ .

При определении по экспериментально снятым частотным характеристикам значения добротности  $Q$  или степени успокоения  $\beta$  системы следует помнить, что соотношение  $Q = u_C/u_R$  в момент резонанса дает лишь приближенное значение  $Q$ . Поэтому здесь оказывается полезным следующее соотношение. Если пересечь резонансную кривую горизонтальной прямой на уровне  $1/\sqrt{2} = 0,707$  от ее вершины (рис. 7-29), то для относительных значений частот  $\eta_1$  и  $\eta_2$  (соответствующих точкам пересечения) существует соотношение (см. [165, т. 1, стр. 246])

$$\eta_2 - \eta_1 = d = 1/Q \quad \text{или} \quad (\omega^2 - \omega_1)/\omega_0 = 1/Q,$$

откуда  $Q = \omega_0/(\omega_2 - \omega_1)$  и  $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$ .

Колебательные измерительные преобразователи чаще всего имеют частотную характеристику вида кривой  $u_C$  на рис. 7-28, б, описываемую соотношениями (7-19) или (7-20). Такие преобразователи являются фильтрами нижних частот, так как они «прозрачны» для сигнала с частотами от  $\omega = 0$  до некоторой частоты  $\omega > \omega_0$ . Более же высокие частоты этими преобразователями не пропускаются.

Менее распространены измерительные преобразователи с частотной характеристикой вида кривой  $u_L$  на рис. 7-28, б, описываемой соотношениями (7-22) и (7-24), пропускающие сигнал с частотами от  $\omega = \infty$  до  $\omega > \omega_0$  и не пропускающие более низкие частоты, т. е. являющиеся фильтрами верхних частот.

**Частотные погрешности колебательного звена, работающего в режиме фильтра низких частот.** Примерами измерительных преобразователей, имеющих частотную характеристику вида кривой  $u_C$  на рис. 7-28, б, являются фильтры демодуляторов измерительных устройств, все измерительные механизмы показывающих и самопишущих приборов (гальванометры, вибраторы осциллографов и т. д.), датчики манометров и акселерометров (приборы для измерения механических ускорений) и т. д. Частотные характеристики таких систем описываются выражениями (7-19) или (7-20) и в зависимости от значения степени успокоения  $\beta$  представляются одной из семейства кривых, приведенных на рис. 7-30.

Этот случай характерен тем, что инерционный колебательный преобразователь используется в качестве безынерционного, т. е. желательно, чтобы  $M = \frac{|\dot{S}|}{S_0} = 1$  независимо от частоты. Поэтому частотная погрешность таких преобразователей, определяемая отклонением кривых рис. 7-30 от уровня  $M = 1$ , растет с повышением частоты и равна

$$\gamma_B = M - 1 = \frac{1}{\sqrt{(\eta^2 - 1)^2 + (2\beta\eta)^2}} - 1.$$

Из кривых рис. 7-30 видно, что единственной областью, где частотные погрешности колебательной системы относительно малы, а  $|\dot{S}| \approx S_0$ , является область

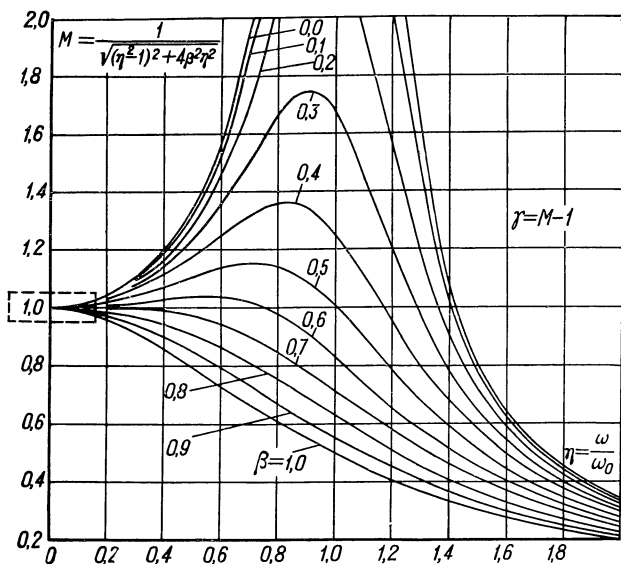


Рис. 7-30

малых значений  $\eta$ , т. е. область, где  $\omega \ll \omega_0$ . Для этой области выражение для  $M$  можно приближенно преобразовать (пренебрегая членом  $\eta^4$  по сравнению с единицей) следующим образом:

$$M = \frac{1}{\sqrt{(\eta^2 - 1)^2 + (2\beta\eta)^2}} = \frac{1}{\sqrt{\eta^4 - 2\eta^2 + 1 + 4\beta^2\eta^2}} \approx \frac{1}{\sqrt{1 + 4\beta^2\eta^2 - 2\eta^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 2\eta^2(2\beta^2 - 1)}} \approx 1 - \eta^2(2\beta^2 - 1).$$

Отсюда погрешность  $\gamma_B$  на высоких частотах (при  $\eta \ll 1$ ) равна

$$\gamma_B = M - 1 \approx 1 - \eta^2(2\beta^2 - 1) - 1 = -\eta^2(2\beta^2 - 1)$$

и окончательно

$$\gamma_B \approx (1 - 2\beta^2) \eta^2. \quad (7-27)$$

Из (7-27) следует, что  $\gamma_B \approx 0$  (при  $\eta \ll 1$ ) достигается при условии  $2\beta^2 = 1$  или  $\beta = 1/\sqrt{2} = 0,707$ . При  $\beta < 0,707$  появляются положительные частотные погрешности, а при  $\beta \geq 0,707$  — отрицательные. Но из рис. 7-30 видно, что, хотя

кривая при  $\beta = 0,7$  идет касательно к прямой  $M = 1$ , более широкий частотный диапазон достигается при выборе  $\beta = 0,6$ , когда в начале допускаются небольшие положительные погрешности, а затем — отрицательные.

Однако при практической разработке преобразователей необходимо не только иметь  $\beta = 0,6 \div 0,7$  (что достигается, например, в вибраторах осциллографов введением жидкостного успокоения), но и обеспечить постоянство достигнутого значения  $\beta$  (а жидкость при понижении температуры густеет и  $\beta$  резко возрастает). В ряде преобразователей, например в пьезоманометрах, не представляется возможным ввести какое-либо успокоение и работа с допустимыми погрешностями возможна лишь при собственной частоте, много большей частоты измеряемого процесса, т. е. на участке кривых, обведенных на рис. 7-30 штриховым прямоугольником.

Выбирая  $\omega_0 \gg \omega$ , необходимо иметь в виду, что при измерении несинусоидальных процессов измерительный преобразователь должен пропускать с допустимыми погрешностями весь спектр сигнала до  $n$ -й гармоники, т. е. необходимо ус-

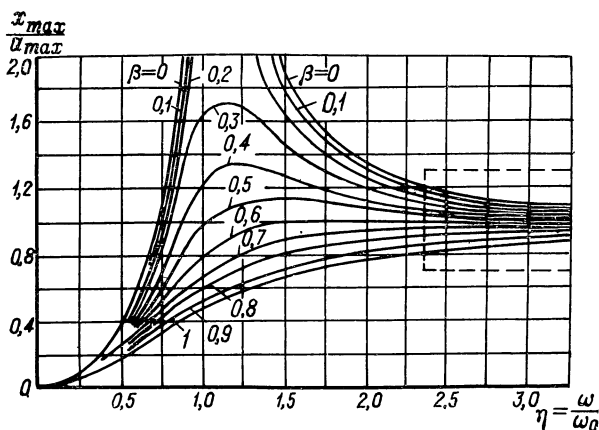


Рис. 7-31

ловие  $\omega_0 \gg n\omega$ ; однако при этом следует учитывать, что амплитуды высших гармонических, как правило, значительно меньше амплитуды основной волны.

**Частотные погрешности колебательного звена, работающего в режиме фильтра высоких частот,** определяются частотными характеристиками, аналогичными кривой  $u_L$  на рис. 7-28, б, построенными на рис. 7-31 согласно выражениям (7-22) или (7-24).

Наиболее характерным примером измерительного преобразователя, имеющего такие частотные характеристики, является сейсмический виброметр. Его конструктивная схема совершенно аналогична схеме акселерометра, приведенной на рис. 7-27, а; однако в этом случае необходимо, чтобы смещение массы  $x(t)$  относительно основания виброметра было не пропорционально инерционной силе, т. е. ускорению  $a$  основания, а равно самому перемещению  $A(t)$  этого основания в пространстве.

Дифференциальное уравнение движения такой системы, естественно, то же самое, что и (7-14), однако если выбрать параметры системы так, чтобы

$$Wx \ll m \frac{d^2x}{dt^2} \quad \text{и} \quad P \frac{dx}{dt} \ll m \frac{d^2x}{dt^2},$$

т. е. взять очень большую массу  $m$  и очень малую жесткость  $W$ , то вторым и третьим членами левой части уравнения можно будет пренебречь, и тогда смещение массы  $x(t)$  относительно основания будет близко к перемещению  $A(t)$  основания прибора в пространстве.

Наглядно представить себе это можно следующим образом: если большая масса  $m$  (см. рис. 7-27, а) подвешена на мягкой пружине  $W$ , то при быстрых колебаниях вверх и вниз точки подвеса  $A(t)$  масса  $m$  будет оставаться неподвижной в пространстве и взаимное перемещение массы и основания прибора будет равно  $A(t)$ . Условием такого режима и является  $\omega \gg \omega_0 = \sqrt{W/m}$ .

Таким образом, рабочим участком частотных характеристик на рис. 7-31 является участок, обведенный штриховыми линиями. При понижении частоты сигнала возникает частотная погрешность  $\gamma_n$  на низких частотах, равная

$$\gamma_n = \frac{\eta^2}{\sqrt{(\eta^2 - 1)^2 + (2\beta\eta)^2}} - 1$$

или приближенно [аналогично приведенному выше выводу формулы (7-27)]

$$\gamma_n \approx (2\beta^2 - 1)/\eta^2. \quad (7-28)$$

При  $\beta = 0,707$  она минимальна, при  $\beta < 0,707$  — положительна, а при  $\beta > 0,707$  — отрицательна.

## 7-6. ФАЗОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ ЗВЕНЬЕВ

Из общих соотношений (7-17), (7-18) и (7-23) для  $\dot{S}$  следует, что угол сдвига между входной и выходной величинами для всех рассмотренных случаев использования колебательных преобразователей равен

$$\varphi = \varphi_0 + \arctg \frac{2\beta\eta}{\eta^2 - 1} = \varphi_0 + \arctg \frac{\eta}{(\eta^2 - 1)Q}, \quad (7-29)$$

но значение  $\varphi_0$  различно для различных разновидностей преобразователей.

Для пояснения этого на рис. 7-32, а в логарифмическом масштабе по оси частот повторены амплитудно-частотные характеристики рис. 7-28, б, а на рис. 7-32, б — приведены соответствующие им фазо-частотные характеристики. Кривая 1 на рис. 7-32, а соответствует изменению  $u_C/u_1$  для последовательного контура (рис. 7-28, а), изменению  $I_L/I_\Sigma$  для параллельного контура (рис. 7-33) или изменению  $x/F$  для механических систем. Этому случаю соответствует фазо-частотная характеристика в виде кривой 1 на рис. 7-32, б,

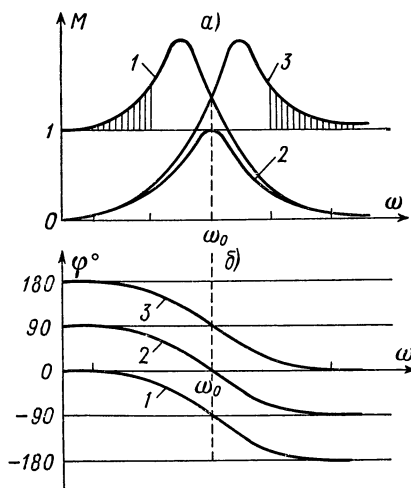


Рис. 7-32

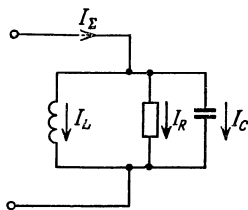


Рис. 7-33

имеющая  $\varphi_0 = 0$  при  $\omega = 0$ , проходящая через точку  $\varphi = -90^\circ$  при  $\omega = \omega_0$  и стремящаяся к  $\varphi = -180^\circ$  при  $\omega \rightarrow \infty$ .

Кривой 2 на рис. 7-32, а, справедливой для  $u_R/u_1$  для последовательного контура,  $I_R/I_\Sigma$  для параллельного контура и скорости колебательного движения для механических систем, соответствует фазо-частотная характеристика 2 рис. 7-32, б, имеющая при  $\omega = 0$   $\varphi_0 = +90^\circ$  и стремящаяся при  $\omega \rightarrow \infty$  к  $\varphi = -90^\circ$ . Кривой 3, характерной для  $u_L/u_1$  и  $I_C/I_\Sigma$  или для ускорения механических

кой системы, соответствует фазо-частотная характеристика  $\beta$ , имеющая при  $\omega = 0$   $\varphi_0 = +180^\circ$  и при  $\omega \rightarrow \infty$  стремящаяся к  $\varphi = 0$ .

Следует отметить, что в приведенных характеристиках, как это принято в автоматике, инерционному преобразованию, когда выходная величина запаздывает относительно входной, приписывается отрицательный угол  $\varphi$ . С ростом частоты  $\omega$  запаздывание (измеряемое углом) возрастает, и поэтому фазо-частотные характеристики с ростом частоты всегда имеют падающий характер.

**Зависимость фазовых характеристик от добротности или степени успокоения колебательной системы** определяется выражением (7-29) и приведена на рис. 7-34 в виде семейства кривых для различных значений  $\beta$ . Для этих кривых характерно их пересечение в общей точке при  $\omega = \omega_0$ , когда угол сдвига  $\varphi = 90^\circ$  не зависит от добротности системы, а крутизна каждой из кривых в этой точке пропорциональна добротности  $Q$ , ибо изменение угла сдвига на  $\Delta\varphi$  при отступлении на  $\Delta\omega$  от  $\omega = \omega_0$  в радианах составляет

$$\Delta\varphi \approx 2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0}, \text{ т. е. } \frac{d\varphi}{d(\omega/\omega_0)} = 2Q. \quad (7-30)$$

Кроме основного, приведенного выше определения добротности как отношения энергии, запасенной в реактивных элементах системы, к средней активной энергии, расходуемой системой за время, соответствующее изменению фазы колебаний на один радиан, существует определение добротности исходя из соотношения (7-30) как половины крутизны фазовой характеристики. Это определение добротности замечательно тем, что позволяет распространить понятие добротности на нерезонансные системы, например фазовращающие  $RC$ -цепи.

Выбор той или иной фазовой характеристики измерительного преобразователя особенно важен при передаче сигналов сложной формы. В этом случае искажение сигнала может произойти не за счет различных амплитудных погрешностей для каждой из гармоник, а за счет взаимного фазового сдвига гармоник. Для исключения такого искажения все гармоники должны сдвигаться на одну и ту же величину по оси времени, а следовательно, их фазовые сдвиги (т. е. отношение временного сдвига к периоду) должны быть больше у более высоких частот, чем у низких, т. е. фазовый сдвиг должен изменяться линейно с возрастанием частоты гармоники как  $\varphi = k\omega$ .

Правда, малые участки кривых рис. 7-34 при  $\eta \approx 0$ , при любом значении  $\beta$  можно рассматривать приближенно как прямые, выходящие из начала координат, т. е. удовлетворяющие условию  $\varphi = k\omega$ , но при работе в некотором диапазоне частот (например от 0 до  $\eta = 0,6 \div 0,8$ ) этому условию удовлетворяют лишь фазовые характеристики при  $\beta = 0,65 \div 0,7$ . Кстати заметим, что при  $\beta = 1/\sqrt{2} = 0,707$  добротность также равна  $Q = 1/(2\beta) = \sqrt{2}/2 = 0,707$ .

## 7.7. ПЕРЕХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ ЗВЕНЬЕВ

Решение операторного уравнения колебательного звена

$$S(p) = \frac{x(p)}{F(p)} = \frac{1}{m(p^2 + hp + \omega_0^2)}$$

зависит от вида воздействия  $F(t)$  и до сих пор проводилось нами преимущественно к синусоидальному воздействию  $F(t) = F_m \sin \omega t$ .

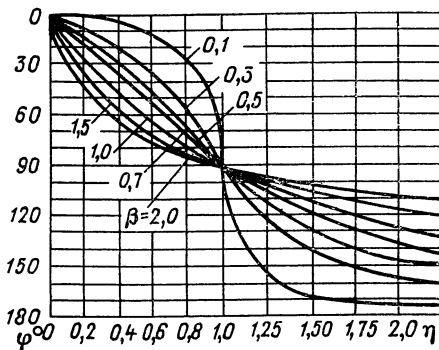


Рис. 7-34



Переходной характеристикой колебательного звена называется решение этого уравнения при ступенчатом воздействии, когда до момента  $t = 0$  величина  $F = 0$ , а после  $t = 0$  значение  $F = F_0 = \text{const}$ .

Дифференциальному уравнению (7-14) соответствует характеристическое уравнение  $\alpha^2 + 2\beta\alpha + 1 = 0$  с корнями  $\alpha_1 = -\beta + \sqrt{\beta^2 - 1}$  и  $\alpha_2 = -\beta - \sqrt{\beta^2 - 1}$ . Отсюда возможны три разновидности переходного процесса.

1. При  $\beta < 1$  оба корня мнимые и разные, что соответствует колебательному переходному процессу.

2. При  $\beta > 1$  оба корня вещественные и разные, что соответствует аperiodическому переходному процессу.

3. При  $\beta = 1$  оба корня вещественны и равны между собой, что соответствует так называемому критическому переходному процессу, граничному между всеми возможными колебательными и аperiodическими переходными процессами.

**Колебательный переходный процесс** ( $\beta < 1$ ) описывается уравнением

$$x(t) = 1 - \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{1-\beta^2}} \sin \left( \omega_0 t \sqrt{1-\beta^2} + \arctg \frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta} \right)$$

и кривой 1 на рис. 7-35. Он характерен тем, что представляет собой свободные синусоидальные колебания с частотой  $\omega_{св} = \omega_0 \sqrt{1-\beta^2}$  (коэффициент при  $t$  под знаком синуса) и амплитудой, затухающей по экспоненте (штриховые линии на рис. 7-35)

$$x_m(t) = \frac{1}{\sqrt{1-\beta^2}} e^{-\beta\omega_0 t}. \quad (7-31)$$

Именно это соотношение и привело к введению в теорию колебаний отдельного обозначения  $\delta = \beta\omega_0$  и соответствующего ему понятия декремента затухающих колебаний.

Особенностью свободных затухающих колебаний, или короче свободных колебаний, является то, что они происходят с частотой  $\omega_{св}$ , меньшей собственной частоты  $\omega_0$  и равной

$$\omega_{св} = \omega_0 \sqrt{1-\beta^2},$$

а их период больше периода  $T_0 = 2\pi/\omega_0$  и равен

$$T_{св} = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{1-\beta^2}} = \frac{T_0}{\sqrt{1-\beta^2}}.$$

Затухание амплитуды колебаний с течением времени согласно (7-31) определяется значением степени успокоения  $\beta$  или добротности  $Q$  системы. Исходя из этого, можно дать определение добротности как числа периодов свободных затухающих колебаний, которое необходимо для затухания амплитуды в  $e^{\pi} \approx 22$  раза.

**Аperiodический переходный процесс** ( $\beta > 1$ ) описывается уравнением

$$x(t) = 1 - \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{\beta^2 - 1}} \text{sh} \left( \omega_0 t \sqrt{\beta^2 - 1} + \arctg \frac{\sqrt{\beta^2 - 1}}{\beta} \right)$$

и кривой 2 на рис. 7-35. Эта кривая имеет в средней части точку перегиба, так как вначале идет с прогибом вниз, а затем — с прогибом вверх. По своему виду она напоминает кривую переходного процесса на рис. 7-19 и может быть приближенно заменена экспонентой только при пренебрежении ее начальным участком.

**Критический переходный процесс** при  $\beta = 1$  описывается уравнением

$$x(t) = 1 - e^{-\omega_0 t} (1 + \omega_0 t)$$

и кривой 3 на рис. 7-35, которая представляет собой также кривую с точкой перегиба, наиболее быстро приближающуюся к установившемуся значению.

Время установления выходного сигнала теоретически равно бесконечности при любом из трех видов переходного процесса. Но при определении времени установления  $t_{уст}$  как времени, после которого достигается значение  $x(t)$ , отличающееся от установившегося не более чем на погрешность  $\gamma$ , характерную для данного преобразователя, мы получаем конечные значения  $t_{уст}$ . Однако при одном и

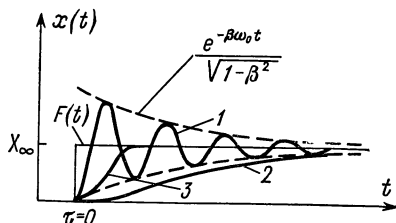


Рис. 7-35

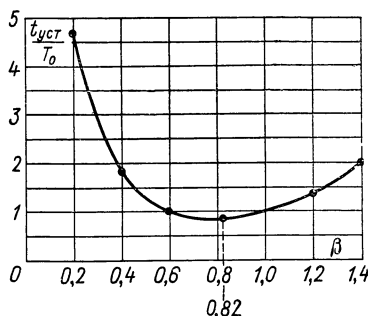


Рис. 7-36

тем же переходном процессе для разных значений  $\gamma$  получаются различные значения  $t_{уст}$ . Поэтому ГОСТ 1845—59 на измерительные приборы устанавливает в качестве  $t_{уст}$  время, необходимое для установления показания, равного 50% от длины шкалы, т. е.  $1/50$  установившегося отклонения.

Ясно, что время установления выходного сигнала колебательного преобразователя зависит прежде всего от периода его собственных колебаний  $T_0 = 2\pi/\omega_0$  и степени успокоения  $\beta$ . Эта зависимость для случая установления показаний с погрешностью  $\pm 1\%$  представлена кривой на рис. 7-36, откуда следует, что минимальное время установления достигается при  $\beta = 0,82$ , т. е. в слегка недоуспокоенном колебательном режиме, а в пределах изменения  $\beta$  от 0,6 до 1,0 значение  $t_{уст} \approx T_0$ .

#### Экспериментальное определение параметров колебательных звеньев

может быть произведено как путем снятия частотной характеристики в режиме вынужденных колебаний (см. § 7-5) при возбуждении от внешнего источника с перестраиваемой частотой (генератор, вибростенд и т. д.), так и путем осциллографирования переходного процесса при возбуждении ступенчатым воздействием. У высокочастотных систем, как правило, проще снять частотную характеристику, а у низкочастотных — переходный процесс. Однако как в том, так и в другом случае значение собственной частоты  $\omega_0$  непосредственно не определяется. Собственная частота  $\omega_0 = \sqrt{W/m}$  — это лишь коэффициент дифференциального уравнения, в то время как свободные затухающие колебания происходят с частотой  $\omega_{св} =$

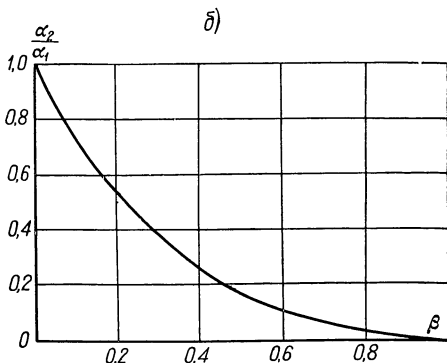
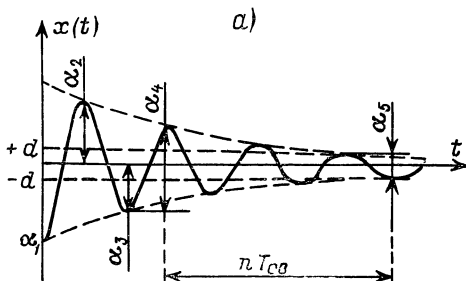


Рис. 7-37

$= \omega_0 \sqrt{1 - \beta^2}$ , а резонансный максимум частотной характеристики наблюдается при частотах, определяемых соотношениями (7-25) или (7-26). Поэтому значение собственной частоты  $\omega_0$  ни тем, ни другим способом не может быть найдено без предварительного определения степени успокоения  $\beta$  или добротности  $Q$ .

В § 7-5 был описан метод определения добротности по резонансной кривой, пригодный лишь для линейных систем. Определение успокоения по кривой переходного процесса позволяет учесть и нелинейность, обусловленную влиянием характерного для механических систем сухого трения, определяющего зону застоя  $\pm d$  (рис. 7-37, а). В этом случае (рис. 7-37, а) путем измерения трех последовательных амплитуд  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  и  $\alpha_3$  по осциллограмме свободных (затухающих) колебаний системы можно определить степень успокоения  $\beta$  и зону застоя  $d$ , а следовательно, и коэффициент сухого трения  $\mu = d\omega_0^2/q$  [13] как

$$h = \beta\omega_0 = \frac{2}{T} \ln \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{\alpha_2 - \alpha_3}$$

и

$$d = \frac{\alpha_3^3 - \alpha_1\alpha_3}{\alpha_1 - \alpha_3}.$$

В случае когда влиянием сухого трения можно пренебречь,

$$\frac{\alpha_2}{\alpha_1} = e^{-\frac{\pi\beta}{\sqrt{1-\beta^2}}},$$

откуда

$$\beta = \frac{\ln \frac{\alpha_1}{\alpha_2}}{\sqrt{\ln^2 \frac{\alpha_1}{\alpha_2} + \pi^2}},$$

что представлено в виде кривой на рис. 7-37, б. Если добротность системы высока, то установить разницу амплитуд  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  соседних полупериодов бывает трудно. Кроме того, по осциллограмме трудно установить положение нулевой линии. В этом случае используют размахи  $\alpha_4$  и  $\alpha_5$  колебаний (рис. 7-37, а), отстоящих на  $n$  периодов друг от друга, и находят  $\beta$  как

$$\beta = \frac{\ln \frac{\alpha_4}{\alpha_5}}{\sqrt{\ln^2 \frac{\alpha_4}{\alpha_5} + 4\pi^2 n^2}}$$

или

$$Q = \frac{1}{2\beta} = \frac{1}{2} \sqrt{1 + \frac{4\pi^2 n^2}{\ln^2 \frac{\alpha_4}{\alpha_5}}} \approx \frac{\pi n}{\ln \frac{\alpha_4}{\alpha_5}}.$$

Для непосредственного определения собственной частоты низкочастотных механических систем очень удобен следующий искусственный прием. Собственная частота  $\omega_0 = \sqrt{W/m}$  определяется значениями  $W$  и  $m$ . Однако прогиб системы  $h_0$  под действием силы тяжести  $F_0 = mg$  (где  $g$  — ускорение силы тяжести) также определяется только соотношением  $m$  и  $W$  системы. Поэтому собственная частота системы является однозначной функцией свободного прогиба  $h_0$ , а именно:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g}{h_0}} \quad \text{или} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g}{h_0}}.$$

## 7-8. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СХЕМЫ МЕХАНОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В измерительной технике часто используются такие преобразователи, частотные характеристики которых определяются частично электрическими, а частично механическими (или акустическими) параметрами. В подобных случаях удобнее все параметры привести к какому-то единому (лучше электрическому) виду и весь преобразователь изобразить в виде некоторой эквивалентной (т. е. обладающей теми же частотными свойствами) электрической цепи, которая отразила бы как электрические, так и механические элементы. Это может быть достигнуто методом, который получил название метода эквивалентных электрических схем замещения [174, § 2-3; 182, 254] и основывается на рассмотренной выше общности дифференциальных уравнений электрических и механических систем. Сущность этого метода мы рассмотрим на примере преобразователей с электромагнитной связью механической и электрической сторон, наиболее распространенных в измерительной технике.

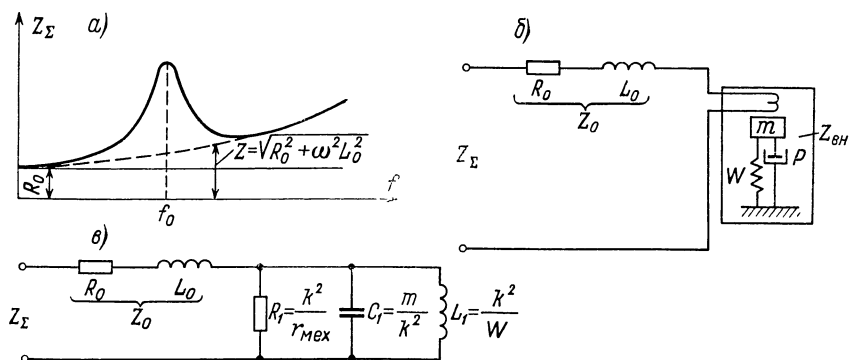


Рис. 7-38

**Эквивалентные схемы электромеханических преобразователей с электромагнитной связью.** Примерами таких преобразователей могут служить магнито-электрический преобразователь тока  $I$  в силу  $F$ , изображенный на рис. 7-1,  $z$ , или магнитоэлектрический измерительный механизм стрелочного прибора, самописца, вибратора осциллографа или гальванометра. Механическая система преобразователя (см. рис. 7-1,  $z$ ) обладает массой  $m$ , подвешенной на растяжках с жесткостью  $W$ , и имеет успокоение  $P$ , обусловленное внутренним трением в элементах подвески и сопротивлением воздуха движению катушки в зазоре магнита. Электрическая система обладает сопротивлением  $R_0$  и индуктивностью  $L_0$  витков катушки преобразователя.

При определении сопротивления такого преобразователя на постоянном токе мы обнаруживаем лишь сопротивление  $R_0$  его катушки. При повышении частоты питающего тока можно было бы ожидать повышения сопротивления по штриховой кривой на рис. 7-38,  $a$ , соответствующей  $Z = \sqrt{R_0^2 + \omega^2 L_0^2}$ . Однако фактически мы наблюдаем повышение сопротивления преобразователя в виде резонансного пика на частоте  $f_p$ , соответствующей резонансу механической системы преобразователя и близкой к  $f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{W}{m}}$ .

Физически это явление объясняется так. В области механического резонанса резко нарастает амплитуда механических колебаний катушки в зазоре постоянного магнита (см. рис. 7-1,  $z$ ), наводимая в катушке э. д. с. прикладывается встречно к внешнему возбуждающему напряжению, вычитается из него, и ток, проходящий через преобразователь, падает, что мы формально и воспринимаем как возрастание  $Z_{\Sigma}$  преобразователя.

Это возрастание  $Z_{\Sigma}$  преобразователя можно представить как появление некоторого дополнительного электрического сопротивления  $Z_{\text{вн}}$ , вносимого механической стороной и называемого вносимым сопротивлением. С учетом этого электрическая схема преобразователя, в которой  $Z_{\Sigma}$  изменяется в зависимости от частоты в соответствии со сплошной кривой рис. 7-38, а, может быть представлена схемой рис. 7-38, б, где  $Z_{\text{вн}}$  зависит от механических параметров  $m$ ,  $W$  и  $P$  преобразователя.

Для установления вида связи электрических и механических параметров преобразователя уточним, как возникает механическая сила и встречная э. д. с. в катушке преобразователя. Как известно, механическая сила  $F$ , возникающая от протекания по катушке тока  $i$ , равна  $F = iBl = ki$ , где  $B$  — индукция в зазоре магнита;  $l$  — длина проводника катушки;  $k = Bl$  — так называемый коэффициент электромагнитной связи.

Э. д. с., наводимая в катушке при ее движении в магнитном поле постоянного магнита, равна  $e = -d\Phi/dt = -vBl = -kv$ , где  $k = Bl$  — тот же коэффициент электромагнитной связи, а  $v$  — скорость движения катушки.

Для составления полной системы уравнений обозначим  $R_0 + j\omega L_0 = Z_0$ , а отношение механической силы  $F$  к механической скорости  $v$  назовем комплексным механическим сопротивлением  $z_{\text{мех}} = F/\dot{v}$ . Тогда полная система уравнений, описывающая преобразователь, будет

$$\begin{cases} u = Z_0 i - kv; \\ F = z_{\text{мех}} v + ki, \end{cases}$$

ибо напряжение  $u$  на зажимах преобразователя складывается из падения напряжения от тока  $i$  на его электрическом сопротивлении  $Z_0$  и э. д. с.  $e = -kv$ , наводимой в катушке, а сила, развиваемая катушкой, — из силы  $z_{\text{мех}} v$ , обусловленной ее движением, и силы  $ki$ , создаваемой током.

Если внешняя сила  $F$ , развиваемая катушкой, равна нулю (преобразователь не нагружен на внешние устройства), то из второго уравнения следует, что

$$z_{\text{мех}} v + ki = 0 \quad \text{и} \quad v = -\frac{ki}{z_{\text{мех}}}.$$

Полное электрическое сопротивление преобразователя (рис. 7-38, б)

$$Z_{\Sigma} = \frac{u}{i} = \frac{Z_0 i - kv}{i} = Z_0 - \frac{kv}{i},$$

а после подстановки значения  $v$

$$Z_{\Sigma} = Z_0 + k^2/z_{\text{мех}} = Z_0 + Z_{\text{вн}},$$

т. е. складывается обычным образом из его электрического  $Z_0$  и вносимого  $Z_{\text{вн}} = k^2/z_{\text{мех}}$  сопротивлений.

Особенностью связи  $Z_{\text{вн}}$  и  $z_{\text{мех}}$  является их обратная пропорциональность друг другу: чем больше  $z_{\text{мех}}$ , тем меньше  $Z_{\text{вн}}$ . В этом легко убедиться, сделав  $z_{\text{мех}} = \infty$ , т. е. застопорив катушку, лишив ее возможности двигаться. При этом будет  $Z_{\Sigma} = Z_0$ ,  $Z_{\text{вн}} = 0$ , т. е. влияние механических параметров на  $Z_{\Sigma}$  исчезнет.

Для того чтобы уяснить, из каких электрических элементов может быть смоделировано в электрической цепи вносимое сопротивление  $Z_{\text{вн}}$ , обусловленное влиянием механических элементов преобразователя, воспользуемся вместо жесткости  $W$  обратной ей величиной податливости  $p = 1/W$  и представим механическое сопротивление  $z_{\text{мех}}$  в виде

$$z_{\text{мех}} = \frac{F}{\dot{v}} = r_{\text{мех}} + j \left( \omega m - \frac{1}{\omega p} \right).$$

Тогда

$$Z_{\text{вн}} = \frac{1}{Z_{\text{вн}}} = \frac{z_{\text{мех}}}{k^2} = \frac{r_{\text{мех}}}{k^2} + j\omega \frac{m}{k^2} + \frac{1}{j\omega k^2 p},$$

т. е. результирующая проводимость  $Y_{\text{вн}} = 1/Z_{\text{вн}}$  складывается из параллельно соединенных трех проводимостей, первая из которых не зависит от текущего значения частоты  $\omega$  и, следовательно, может быть смоделирована как

$$\frac{r_{\text{мех}}}{k_2} = \frac{1}{R_1},$$

вторая пропорциональна частоте  $\omega$ , т. е. в электрической цепи должна быть представлена емкостью с проводимостью

$$j\omega C_1 = j\omega \frac{m}{k^2},$$

а третья, обратно пропорциональная частоте, может быть смоделирована индуктивностью с проводимостью

$$\frac{1}{j\omega L_1} = \frac{1}{j\omega k^2 p}.$$

Таким образом, результирующая эквивалентная схема замещения преобразователя (рис. 7-1, *з*) с массой  $m$ , податливостью  $p$  и активным механическим сопротивлением  $r_{\text{мех}}$  для воспроизведения частотной характеристики, показанной на рис. 7-38, *а*, должна состоять из элементов, изображенных на рис. 7-38, *в*, где

$$R_1 = k^2/r_{\text{мех}}; \quad C_1 = m/k^2 \quad \text{и} \quad L_1 = k^2 p = \frac{k^2}{W}.$$

В том, что полученная эквивалентная схема рис. 7-38, *в* действительно соответствует фактической частотной характеристике преобразователя, приведенной на рис. 7-38, *а*, легко убедиться, просматривая характерные точки этой характеристики. В самом деле, при  $\omega = 0$  сопротивления катушек  $L_0$  и  $L_1$  равны нулю и  $Z_{\Sigma} = R_0$ . Резонансный пик характеристики (если пренебречь влиянием  $L_0$ ) определяется резонансом контура  $C_1 L_1$  и располагается вблизи собственной частоты

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{k^2 p \frac{m}{k^2}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{pm}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{W}{m}},$$

а при дальнейшем повышении частоты сопротивление конденсатора  $C_1$  стремится к нулю и  $Z_{\Sigma} = R_0 + j\omega L_0$ .

Таким образом, в итоге проведенного замещения весь анализ частотных свойств механоэлектрического преобразователя можно вести по его эквивалентной схеме замещения совместно с другими электрическими элементами, с которыми он будет соединен в электрической цепи прибора.

Рассмотренная система замещения механических элементов электрическими (когда масса  $m$  замещается емкостью  $C_1$ , податливость  $p$  или жесткость  $W$  — индуктивностью  $L_1$ ) не является единственной. Для других преобразователей (например, для сейсмического виброметра или преобразователей с электростатической связью электрической и механической цепей) система замещения оказывается отличной от рассмотренной (более подробно эти вопросы освещены в работах [182, 186]), однако сам метод нахождения эквивалентных схем замещения остается аналогичным рассмотренному.

## 7-9. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПНЕВМАТИЧЕСКИХ И ГИДРАВЛИЧЕСКИХ ЗВЕНЬЕВ

Пневматические и гидравлические системы являются, по существу, также механическими, так как протекающие в них процессы обусловлены механическими (апериодическими или колебательными) перемещениями масс газа или жидкости. Механические параметры таких систем могут быть приведены к электри-

ческим методам, изложенным в предыдущем параграфе, и расчет таких систем может проводиться методом эквивалентных электрических схем замещения. Это необходимо в тех случаях, когда система включает в себя механоэлектрический обратимый преобразователь и ее свойства определяются одновременно как электрическими, так и механическими параметрами, взаимосвязанными, например, при электромагнитной связи коэффициентом связи  $k = Bl$ .

В тех же случаях, когда такая взаимосвязь отсутствует или ее влиянием можно пренебречь, не обязательно переводить все параметры гидравлической или пневматической системы в электрические и выражать их в омах, генри и фарадах, а достаточно лишь представить их в виде сопротивлений, емкостей и индуктивностей, выраженных в механических единицах.

Такое представление механических цепей в отличие от метода электрических эквивалентных схем замещения называют составлением схемы электрического аналога (и эти два метода необходимо различать).

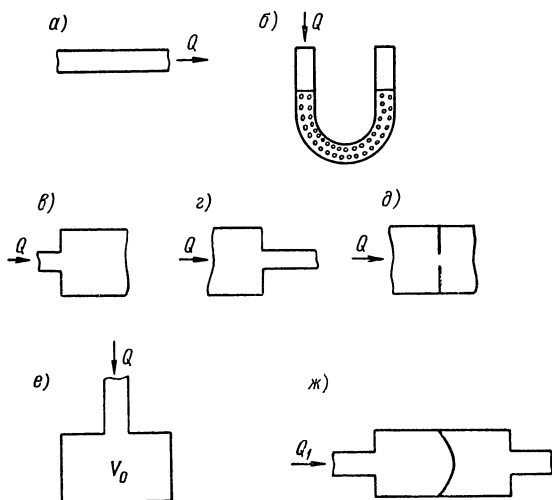


Рис. 7-39

Эквивалентная электрическая схема электромеханической системы, например преобразователя на рис. 7-1, г, отражает действительные свойства системы со стороны электрических зажимов. На эти зажимы может быть подано электрическое напряжение, а параметры схемы, например  $Z_{вн}$ , могут быть измерены электрическим путем. Схемы же аналогов [174, 186] составляют лишь для удобства расчета, их элементы не выражаются в электрических единицах и отражают лишь аналогичные динамические свойства пневматических или гидравлических систем. Так, «напряжение» на каком-либо узле цепи-аналога символизирует действительное давление в паскалях в соответствующей точке гидравлической системы, а «ток» в какой-либо ветви — объемный расход вещества в  $\text{м}^3/\text{с}$ . Отсюда следуют и единицы параметров, данные ниже.

Гидродинамическое сопротивление некоторого участка равно отношению постоянного перепада давления  $\Delta P$  на этом участке к потоку (секундному объемному расходу) вещества  $Q$ , т. е.  $R = \Delta P/Q$ , и имеет единицу  $\text{Н} \cdot \text{с}/\text{м}^5$ . Гидродинамическая индуктивность  $L = \Delta P/(dQ/dt)$  выражается отношением массы вещества  $m$  к квадрату площади  $S$  сечения, через которое вещество протекает,  $L = m/S^2$  и имеет единицу  $\text{кг}/\text{м}^4$ . Гидродинамическая емкость некоторого объема равна отношению потока  $Q$ , протекающего в этот объем, к вызванной этим потоком скорости изменения давления  $C_0 = Q/(dP/dt)$  и имеет единицу  $\text{м}^5/\text{Н}$ .

Рассмотрим некоторые элементы, наиболее часто встречающиеся в измерительных системах.

1. Трубка длиной  $l$  и диаметром  $d$  (рис. 7-39, а). Гидравлическое сопротивление трубки  $R = 40,8 \mu l/d^4$ , где  $\mu$  — динамический коэффициент вязкости, Н·с/м<sup>2</sup>.

Если через трубку протекает жидкость, то гидродинамической емкостью трубки можно пренебречь вследствие того, что жидкость практически не сжимается и, следовательно, не происходит изменения объема. Гидродинамическая индуктивность должна быть учтена, так как жидкость имеет определенную массу. Индуктивность равна  $L = 1,28 \rho l/d^2$ , где  $\rho$  — плотность жидкости, кг/м<sup>3</sup>.

Если трубка заполнена газом, то ее гидродинамической индуктивностью можно пренебречь вследствие малой массы газа. Гидродинамическая емкость трубки в этом случае определяется формулой  $C_0 = \pi d^2 l / (4P)$ , где  $P$  — среднее абсолютное давление газа в трубке.

2. Заполненная песком U-образная трубка, через которую протекает газ (рис. 7-39, б).

Сопротивление трубки  $R = a l/S$ , где  $l$  — средняя длина слоя песка;  $S$  — внутреннее сечение трубки;  $a$  — коэффициент, зависящий от размеров зерен песка и свойств протекающего газа; для сухого песка с размерами зерен 0,13—0,6 мм при протекании через трубку воздуха с температурой 20° С  $a = 400\,000$  Н·с/м<sup>4</sup>.

3. «Местные сопротивления» — отверстие в стенке, расширение или сужение потока (рис. 7-39, в, г, д).

Отличительной особенностью этих сопротивлений является их зависимость от абсолютной величины потока  $Q$ , т. е. они нелинейны. Их гидравлическое сопротивление  $R = bQ$ , где  $b = \nu \rho / (2S^2)$ , а  $\rho$  — объемная масса (плотность) вещества;  $S$  — сечение за местным сопротивлением;  $\nu$  — коэффициент местного сопротивления, определяемый по справочникам.

Приведем для наиболее простых случаев значения коэффициента  $b$ :

а) при внезапном расширении потока ( $S_2/S_1 > 10$  — рис. 7-39, в)  $b \approx (0,8 \div 1) \rho / (2 S_2^2)$ ;

б) при внезапном сужении потока ( $S_1/S_2 > 10$  — рис. 7-39, г)  $b = 0,5 \rho / (2 S_2^2)$ ;

в) при малом отверстии с сечением  $f$  в тонкой стенке (рис. 7-39, д)  $b = 2,5 \rho / (2 f^2)$ .

Сопротивление при пульсирующем потоке  $R_{\sim} = 0,87 b Q_m$ , где  $Q_m$  — амплитуда составляющей потока основной частоты.

Амплитуда пульсирующего потока определяется формулой  $Q_m = \omega C (P_{\text{вых}})_m$ , где  $\omega$  — частота пульсаций потока;  $C$  — емкость системы, находящейся за местным сопротивлением;  $(P_{\text{вых}})_m$  — амплитуда пульсирующего давления за местным сопротивлением.

4. Сосуд объемом  $V_0$ , заполненный газом (рис. 7-39, е).

При абсолютном давлении  $P$  гидродинамическая емкость этого сосуда  $C_0 = V_0/P$ .

5. Сосуд, разделенный упругой перегородкой (рис. 7-39, ж).

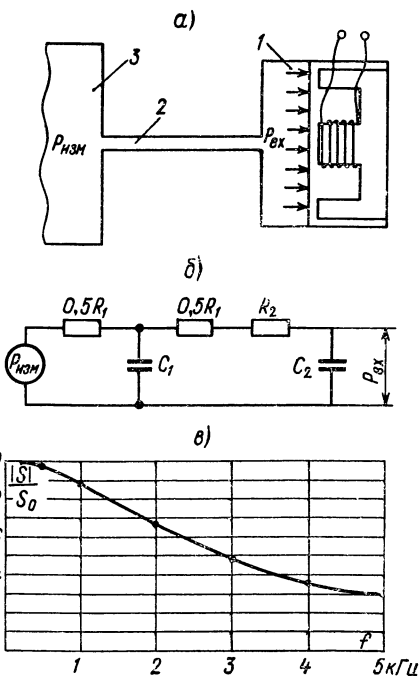


Рис. 7-40



Гидродинамическая емкость сосуда находится экспериментально. При этом, если сосуд заполнен жидкостью, то емкость его определяется только емкостью между полостями, т. е. изменением объема вследствие прогиба мембраны под действием перепада давления.

При заполнении сосуда газом должна быть учтена не только емкость между полостями, также определяемая экспериментально, но и собственные емкости газа, заключенного в каждой полости:  $C_{01} = V_1/P_1$  и  $C_{02} = V_2/P_2$ .

В качестве примера рассмотрим динамические свойства простейшей измерительной системы с использованием метода аналогов. Полость 1 мембранного манометра (рис. 7-40, а) соединена трубкой 2 с объемом 3, в котором измеряется давление. Система заполнена воздухом. Схема электрического аналога такого устройства представлена на рис. 7-40, б, где  $R_1$  — сопротивление соединительной трубки 2;  $R_2$  — местное сопротивление при переходе от трубки 2 к полости 1;  $C_1$  — емкость трубки;  $C_2$  — емкость полости прибора.

Внутренним сопротивлением источника пренебрегаем, т. е. считаем емкость объема, в котором измеряется давление, много большей емкости системы датчика.

Зависимость между давлением  $P_{вх}$  на мембрану и измеряемым давлением  $P_{изм}$ , как видно из схемы электрического аналога, в операторной форме определяется выражением

$$\frac{P_{вх}(p)}{P_{изм}(p)} = \frac{1}{1 + [(R_2 + R_1) C_2 + 0,5 R_1 C_1] p + 0,5 C_1 C_2 R_1 (0,5 R_1 + R_2) p^2}.$$

Рассмотрим численный пример. Пусть измеряется пульсирующее давление с постоянной составляющей  $P_0 = 10 \cdot 10^5$  Па и амплитудой пульсации  $P_m = 10^5$  Па при круговой частоте  $\omega = 1000$  рад/с (160 Гц). Длина соединительной трубки  $l = 1$  м, диаметр  $d = 3$  мм. Объем полости манометра при  $D = 30$  мм и высоте  $h = 10$  мм составит

$$V_0 = \frac{\pi D^2}{4} h = \frac{\pi 0,03^2}{4} 0,01 = 7 \cdot 10^{-6} \text{ м}^3.$$

Тогда

$$R_1 = 40,8 \frac{\mu l}{d^4} = 40,8 \frac{2 \cdot 10^{-5} \cdot 1}{3^4 \cdot 10^{-12}} = 10^7 \text{ Н} \cdot \text{с/м}^5;$$

$$C_1 = \frac{\pi}{4} \frac{d^2 l}{P_0} = \frac{\pi}{4} \frac{3^2 \cdot 10^{-6} \cdot 1}{10 \cdot 10^5} = 7 \cdot 10^{-12} \text{ м}^5/\text{Н};$$

$$R_2 = 0,87 \frac{\rho}{2 S_1^2} |Q_m|; \quad Q_m = \omega C_2 P_m;$$

$$R_2 = 0,87 \frac{13}{2 \cdot 9,8 \frac{\pi}{4} 0,003^2} 1000 \cdot 7 \cdot 10^{-12} \cdot 10^5 = 580 \text{ Н} \cdot \text{с/м}^5.$$

Очевидно, величиной сопротивления  $R_2$  можно пренебречь:

$$\begin{aligned} \frac{P_{вх}(p)}{P_{изм}(p)} &= \frac{1}{1 + (R_1 C_2 + 0,5 R_1 C_1) p + 0,25 C_1 C_2 R_1 p^2} = \\ &= \frac{1}{1 + 10,5 \cdot 10^{-5} p + 12,5 \cdot 10^{-10} p^2}. \end{aligned}$$

Вид частотной характеристики  $\left| \frac{\dot{S}}{\dot{S}} \right| = F(f)$  пневматической системы манометра показан на рис. 7-40, в, а ее частотная погрешность составляет 0,6% при 200 Гц, 3,6% при 500 Гц, а на частоте 3 кГц достигает 50%.

## 7-10. РАСЧЕТ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МЕХАНИЧЕСКИХ И АКУСТИЧЕСКИХ ЗВЕНЬЕВ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ И РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Для построения частотной характеристики колебательного звена второго порядка с одной степенью свободы, т. е. одной из кривых рис. 7-30 или 7-31, необходимо и достаточно знать собственную частоту  $\omega_0$  (или соответствующий ей период  $T_0$ ) и степень успокоения  $\beta$  (или добротность  $Q$ ) системы. Поэтому расчет частотной характеристики системы сводится по существу к определению этих двух ее параметров. При этом значения  $Q$  или  $\beta$ , как правило, не поддаются сколь-либо точному расчету, однако они сохраняются постоянными для однотипных систем и поэтому могут быть установлены заранее на основе предыдущего опыта. Так, известно, что добротность электрических  $LC$ -контуров на низких звуковых частотах (50 — 500 Гц) составляет порядка 10, а для высокочастотных контуров (на радиочастотах) не превосходит 200.

Внутреннее трение в металлах ограничивает степень успокоения механических резонансных систем (не имеющих специальных успокоителей) обычно значениями  $\beta = 0,06 \div 0,04$ , а их добротность, следовательно, составляет  $Q = 8 \div 12$ .

Значения же собственной частоты  $\omega_0$  механических систем, наоборот, могут быть весьма разнообразны (например, от долей герца до 50 кГц — см. гл. 9) и поэтому всегда должны рассчитываться. Основными формулами для расчета собственной частоты при поступательном движении являются:

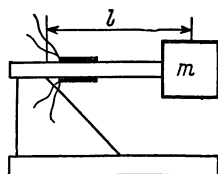


Рис. 7-41

$$\omega_0 = 2\pi f_0; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}};$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{mp}}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{W}{m}},$$

а при вращательном движении

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{M}{J}},$$

где  $m$  — масса системы, кг;  $W$  — жесткость, Н/м;  $p$  — податливость, м/Н;  $M$  — удельный устанавливающий момент, Н·м (на 1 радиан);  $J$  — момент инерции, кг·м<sup>2</sup>.

Расчет собственной частоты звена с сосредоточенными параметрами сводится к использованию общеизвестных формул сопротивления материалов для определения жесткости  $W$  или податливости  $p$ . Покажем это на примере расчета собственной частоты акселерометра с тензорезисторами, схематически показанного на рис. 7-41. Представляя упругий элемент акселерометра как балку длиной  $l$ , шириной  $b$  и толщиной  $h$ , для прогиба  $\delta$  под действием силы  $F$  получаем выражение

$$\delta = \frac{1}{3} \frac{Fl^3}{EJ}, \quad \text{где } J = \frac{bh^3}{12}.$$

Отсюда податливость  $p$  как отношение прогиба  $\delta$  к вызывающей его силе  $F$  равна

$$p = \frac{\delta}{F} = \frac{l^3}{2EJ} = \frac{4l^3}{Eb h^3}$$

и собственная частота

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{mp}} = \frac{1}{4\pi} \frac{h}{l} \sqrt{\frac{Eb h}{ml}}.$$

Собственная частота столба газа, заключенного в трубчатом резонаторе с жесткими стенками и представляющего собой систему с равномерно распреде-

ленной по длине  $l$  массой и жесткостью, определяется скоростью распространения возмущения, т. е. скоростью звука в среде, заполняющей резонатор, и его длиной.

Скорость звука  $c$  в газе определяется соотношением

$$c = \sqrt{\frac{R\Theta\gamma}{M}} = \sqrt{\frac{\gamma P}{\rho}},$$

где  $R$  — универсальная газовая постоянная, равная 8,314 Дж/(моль·К);  $\Theta$  — абсолютная температура, К;  $\gamma = c_p/c_v$  — отношение теплоемкостей при постоянном давлении ( $c_p$ ) и постоянном объеме ( $c_v$ );  $M$  — молекулярная масса газа;  $P$  — давление газа, Па;  $\rho$  — плотность газа, кг/м<sup>3</sup>.

Акустический резонанс наступает на такой частоте, при которой звуковая волна за период  $T_0$  успевает пройти длину  $l$  в одном направлении, отразиться от противоположной стенки и пройти длину  $l$  в обратном направлении. При рас-

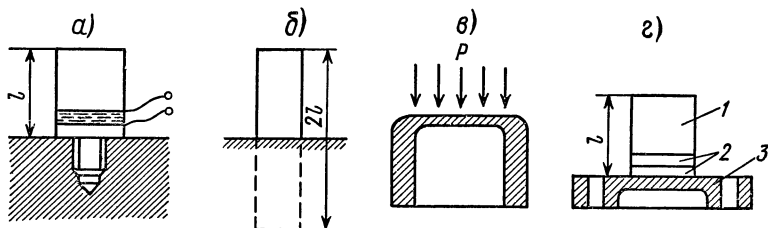


Рис. 7-42

пространении волны со скоростью  $c$  на это требуется время  $T_0 = 2l/c$ . Отсюда собственная частота такого резонатора

$$f_0 = \frac{1}{T_0} = \frac{c}{2l} = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{R\Theta\gamma}{M}} = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{\gamma P}{\rho}}.$$

**Собственная частота продольных колебаний стержня**, подвешенного в пространстве за центр тяжести, или столба жидкости в трубчатом резонаторе как системы с равномерно распределенными по длине параметрами определяется аналогичным образом и равна

$$f_0 = c/(2l), \quad (7-32)$$

где  $c$  — скорость звука в стержне или жидкости;  $l$  — длина стержня или столба жидкости.

Собственная частота стержня, заделанного одним концом в тело с бесконечно большой массой, например пьезоэлектрического акселерометра, схематически представленного на рис. 7-42, а, находится аналогично. Для приведения этой задачи к предыдущей реальной, заделанный одним концом стержень длиной  $l$  мысленно дополним его зеркальным изображением, как это показано на рис. 7-42, б. Для такого закрепленного в центре тяжести стержня длиной  $2l$  собственная частота в соответствии с формулой (7-32) равна  $f_0 = c/(4l)$ .

**Приближенный расчет сложных колебательных систем** удобно производить путем замены их отдельных элементов с распределенными параметрами эквивалентными им по значению собственной частоты элементами с сосредоточенными параметрами. Покажем возможность такой замены на примере заделанного стержня.

Скорость звука в твердом теле  $c = \sqrt{E/\rho}$ , где  $E$  — модуль упругости материала тела, Н/м<sup>2</sup>;  $\rho$  — плотность материала, кг/м<sup>3</sup>. Отсюда для свободно подвешенного стержня длиной  $l$

$$f_0 = \frac{c}{2l} = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{E}{\rho}},$$

а для стержня, заделанного одним концом в тело с бесконечной массой,

$$f_0 = \frac{c}{4l} = \frac{1}{4l} \sqrt{\frac{E}{\rho}}. \quad (7-33)$$

Полная масса такого стержня длиной  $l$ , площадью  $S$  и плотностью  $\rho$  равна  $m = Sl\rho$ . Изменение  $\delta$  его длины  $l$  под действием силы  $F$  равно  $\delta = l\sigma/E = lF/(SE)$ . Отсюда полная податливость стержня  $p = \delta/F = l/(SE)$ . Поэтому собственная частота системы, которая имела бы массу  $m$ , равную массе заделанного стержня, и податливость  $p$ , также равную податливости этого стержня, была бы равна

$$f'_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{mp}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{SE}{Sl\rho l}} = \frac{1}{2\pi l} \sqrt{\frac{E}{\rho}},$$

т. е. отличалась бы от действительной собственной частоты (7-33) такого стержня в

$$\frac{f_0}{f'_0} = \frac{\frac{1}{4}}{\frac{1}{2\pi}} = \frac{\pi}{2}$$

раз. Отсюда действительное значение собственной частоты заделанного стержня может быть выражено через его полные массу  $m$  и податливость  $p$  как

$$f_0 = \frac{\pi}{2} f'_0 = \frac{\pi}{2} \frac{1}{2\pi \sqrt{mp}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{4}{\pi^2} mp}} \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{0,4mp}}.$$

Различие частот  $f_0$  и  $f'$  обусловлено тем, что нижний торец стержня (рис. 7-42, а) не совершает колебаний и поэтому в колебаниях участвует не вся масса стержня, а лишь некоторая ее часть. Отсюда произведение  $0,4 m$ , входящее в формулу для  $f_0$ , можно трактовать как некоторую эквивалентную массу  $m_{\text{экв}} = 0,4 m$ , используя значение которой, собственную частоту стержня можно определить по обычной формуле

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{m_{\text{экв}} p}}.$$

Аналогично этому можно говорить и об эквивалентной податливости  $p_{\text{экв}} = 0,4 p$ , ибо верхний конец стержня (рис. 7-42, а) не испытывает при колебаниях сжатия и растяжения, в которых участвует лишь нижняя часть стержня. С использованием значения  $p_{\text{экв}}$  собственная частота равна

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{mp_{\text{экв}}}}.$$

Поэтому в общем виде можно считать, что собственная частота всегда выражается как

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{m_{\text{экв}} p_{\text{экв}}}},$$

но в первом случае  $m_{\text{экв}} = 0,4 m$ , а  $p_{\text{экв}} = p$ , а во втором  $m_{\text{экв}} = m$ , а  $p_{\text{экв}} = 0,4 p$ .

Подобные эквивалентные параметры могут быть найдены и для других колебательных систем. Например, для мембраны на рис. 7-42, в, заделанной или опертой по контуру (если в качестве  $p_{\text{экв}}$  принять податливость ее центра)  $m_{\text{экв}} = 0,32 m$ . Для балки, лежащей на двух опорах,  $m_{\text{экв}} = 0,485 m$ , а для консольной балки с одним заделанным концом  $m_{\text{экв}} = 0,236 m$ , если их податливость  $p_{\text{экв}}$  рассчитывается для центра балки в первом случае и ее конца — во втором. Такая эквивалентная замена позволяет достаточно просто получить расчетные формулы для собственной частоты разнообразных и достаточно сложных

конструкций преобразователей. Так, например, преобразователь пьезоэлектрического акселерометра (рис. 7-42, з) состоит из инерционной массы 1, пластин пьезокерамики 2 и основания 3, соединенных между собой клеем или пайкой. Благодаря тому, что модуль упругости керамики близок к модулю металлов, детали 1 и 2 можно рассматривать как единый стержень длиной  $l$  с эквивалентной массой, равной массе стержня  $m_{ст}$ , и эквивалентной податливостью, равной 0,4 податливости всего стержня  $p_{ст}$ . Основание 3 можно рассматривать как мембрану, заделанную по контуру и нагруженную в центре массой стержня.

Так как в колебаниях всей системы масса стержня участвует полностью, а масса мембраны — лишь частично, то эквивалентная масса всей системы  $m_{эkv} = m_{ст} + 0,32 m_{осн}$ . Податливость же мембраны, наоборот, используется полностью, в то время как податливость стержня участвует лишь частично. Поэтому эквивалентная податливость системы  $p_{эkv} = p_{осн} + 0,4 p_{ст}$ . Отсюда собственная частота всей системы равна

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{m_{эkv} p_{эkv}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(m_{ст} + 0,32 m_{осн}) (p_{осн} + 0,4 p_{ст})}}.$$

### 7-11. ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА УЧАСТКА ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КАНАЛА С МОДУЛЯЦИЕЙ И ДЕМОДУЛЯЦИЕЙ

Метод промежуточной модуляции напряжения несущей частоты измеряемым сигналом с последующей демодуляцией широко используется в каналах измерительных устройств. Такой метод позволяет, в частности, применять усилители переменного тока (отличающиеся своей высокой стабильностью в сравнении

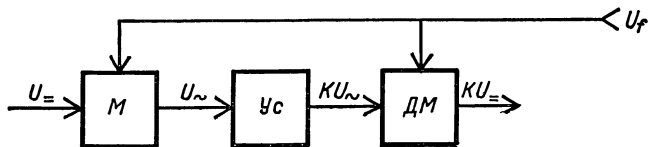


Рис. 7-43

с усилителями постоянного тока) для усиления постоянных или медленно изменяющихся напряжений.

Общая структура участка измерительной цепи модулятор—усилитель—демодулятор (участка МДМ) приведена на рис. 7-43. Усиливаемое напряжение  $U_{н}$  подается на вход модулятора М, модулятор и демодулятор ДМ синхронно питаются напряжением  $U_f$  несущей частоты  $f$ . В результате этого усилитель Ус усиливает переменное напряжение, частота которого равна частоте несущего (модулируемого) напряжения, а амплитуда пропорциональна  $U_{н}$ . На выходе демодулятора получается усиленное в  $K$  раз постоянное напряжение.

При измерении неэлектрических величин модуляция несущего напряжения сигналом от преобразователя, воспринимающего измеряемую неэлектрическую величину, может быть осуществлена рядом способов, схематически представленных на рис. 7-44 применительно к измерению светового потока  $\Phi$  с помощью фоторезистора  $R$ .

На рис. 7-44, а измерительная цепь резистора питается постоянным напряжением  $U_{н}$ , однако вследствие того, что измеряемый постоянный поток  $\Phi$  с частотой  $f$  прерывается вращающейся или колеблющейся заслонкой А, напряжение  $U_{м}$ , поступающее с выхода измерительной цепи на вход усилителя, оказывается переменным напряжением частоты  $f$ , модулированным по амплитуде величиной измеряемого потока  $\Phi$ . На практике такой метод модуляции осуществим только для таких датчиков, в которых на измеряемую величину можно воздействовать еще до восприятия ее основным преобразователем. Практически это возможно только при использовании термопар и терморезисторов, фотоэлектрических и ионизационных преобразователей.

В измерительной цепи, показанной на рис. 7-44, б, на измеряемую величину  $\Phi$  никакого воздействия не производится, но цепь питается или переменным напряжением  $U_f$ , или постоянным напряжением, прерываемым с частотой  $f$ . Как в том, так и в другом случае на выходе измерительной цепи получается переменное несущее напряжение  $U_{\sim}$  частоты  $f$ , модулированное по амплитуде измеряемой величиной  $\Phi$ . Такой метод преобразования может быть использован во всех датчиках, имеющих параметрический преобразователь.

И, наконец, метод промежуточной электрической модуляции, который показан на рис. 7-44, в, может быть применен при любых измерительных преобразователях и любой измерительной цепи, работающих на постоянном токе. Здесь напряжение  $U_f$  несущей частоты  $f$  поступает в промежуточный электрический

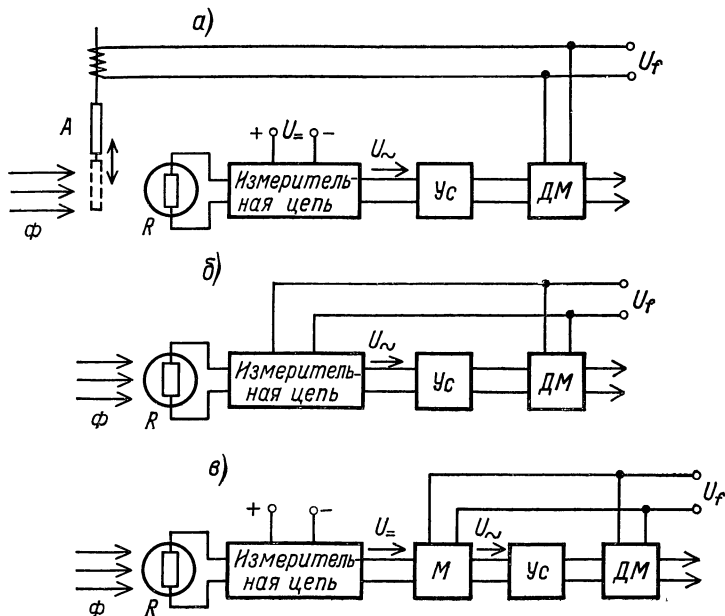


Рис. 7-44

модулятор  $M$ , где модулируется постоянным выходным напряжением  $U_0$  измерительной цепи. Полученное в результате этого модулированное напряжение  $U_{\sim}$  несущей частоты усиливается усилителем.

**Свойства амплитудной модуляции.** Для уяснения требований, предъявляемых при амплитудной модуляции ко всем узлам измерительной цепи, передающим амплитудно-модулированные колебания, рассмотрим частотный состав этих колебаний.

Как известно [253], любое сложное периодическое колебание может быть разложено согласно ряду Фурье на постоянную составляющую и ряд гармонических составляющих. Для неискаженной передачи сложного колебания все узлы измерительной цепи должны равномерно, т. е. в одном и том же масштабе, передавать все его составляющие.

Когда несущим является постоянный ток, модулированное напряжение  $u(x)$  имеет постоянную составляющую  $U_0$  и одну переменную составляющую  $\Delta U \sin \Omega t$ , где  $\Omega$  — круговая частота изменения измеряемой величины  $x$ , а  $\Delta U$  — амплитуда отклонения модулированного напряжения от среднего значения  $U_0$ .

Отношение  $\Delta U/U_0 = m$  принято называть глубиной модуляции. При несимметричной модулирующей цепи, когда модулирующий элемент с переменным

сопротивлением включается последовательно с нагрузкой, это отношение не может быть больше единицы, так как  $\Delta U$  не может быть больше  $U_0$ . При симметричной модулирующей цепи, когда модулирующий элемент включается, например, в плечо моста, постоянная составляющая  $U_0$  может быть равной нулю. Тогда  $m = \infty$ , и понятие глубины модуляции теряет смысл, так как единственной составляющей модулированного напряжения в этом случае является переменная составляющая  $u(x) = \Delta U \sin \Omega t$ .

Модулированное напряжение при переменном несущем токе с круговой частотой  $\omega$  имеет более сложный частотный состав. Так, выходное напряжение  $u(x)$  несимметричной модулирующей цепи может быть представлено как  $u(x) = A \sin \omega t$ , где  $A$  — амплитуда этого напряжения, являющаяся непрерывной линейной функцией модулирующей величины  $x(t)$ . Если при этом величина  $x(t)$  также непрерывно изменяется, например, по закону  $x(t) = X_0 + \Delta X \cos \Omega t$ , то

$$A = U_0 + \Delta U \cos \Omega t = U_0 (1 + m \cos \Omega t).$$

Тогда выражение для изменения мгновенного значения  $u(x)$  можно записать как

$$u(x) = U_0 \sin \omega t + \frac{1}{2} \Delta U \sin (\omega + \Omega) t + \frac{1}{2} \Delta U \sin (\omega - \Omega) t.$$

Следовательно, модулированное колебание состоит из трех составляющих с круговыми частотами  $\omega$ ,  $(\omega + \Omega)$  и  $(\omega - \Omega)$  и не содержит составляющей с частотой  $\Omega$ , т. е. с частотой изменения измеряемой модулирующей величины  $x$ . Так, например, если несущий ток имеет частоту 100 Гц, а изменение измеряемой величины происходит с частотой 10 Гц, то модулированное напряжение будет содержать составляющие с частотами 90; 100 и 110 Гц и не будет иметь составляющей с частотой 10 Гц.

Частотный состав модулированного напряжения, получаемого на выходе симметричной модулирующей цепи, отличается тем, что в этом напряжении не содержится составляющей с частотой  $\omega$  несущего тока, так как при  $x = 0$  выходное напряжение  $u(x)$  этой цепи также равно нулю.

Основная частота  $\omega$  несущего тока называется *несущей*, а частоты  $(\omega + \Omega)$  и  $(\omega - \Omega)$  — *боковыми*.

Таким образом, для неискаженной передачи модулированного колебания все последующие узлы измерительной цепи должны равномерно пропускать его составляющие как с несущей, так и с боковыми частотами. При этом необходимо иметь в виду, что если частота изменения измеряемой величины  $x$  не остается постоянной, а изменяется в пределах от нуля до  $\Omega$ , то и боковые частоты изменяются в пределах  $\omega \pm \Omega$ , вследствие чего к последующим узлам измерительной цепи предъявляется требование равномерного пропускания полосы всех частот от  $(\omega - \Omega)$  до  $(\omega + \Omega)$ .

В тех случаях, когда измеряемая величина изменяется по более сложному закону, чем синусоидальный, и содержит в себе ряд гармонических составляющих, то каждой из таких составляющих в спектре модулированного напряжения соответствуют две свои боковые частоты. Так, например, если измеряемая величина  $x(t)$  содержит составляющие с частотами 0; 50 и 100 Гц, а несущая частота равна 1000 Гц, то в спектре модулированного напряжения будут содержаться частоты 900; 950; 1000; 1050; 1100 Гц и все последующие узлы измерительной цепи должны быть рассчитаны на ширину полосы частот от 900 до 1100 Гц. При таком соотношении частот обеспечить на практике нужную равномерность пропускания полосы боковых частот нетрудно, так как необходимая ширина полосы составляет всего  $\pm 0,1\omega$ , т. е. 20%.

Тем не менее частотная характеристика участка МДМ измерительного канала имеет существенное влияние на результирующую частотную характеристику всего канала в целом и определяется частотными соотношениями в модуляторе, усилителе и фильтре демодулятора.

**Влияние частотной характеристики фильтра демодулятора** обычно является главной причиной, ограничивающей полосу частот, пропускаемых каналом МДМ. Преобразование спектров сигнала в канале МДМ представлено на рис. 7-45. Если входное напряжение  $U_{вх}$  есть синусоидальное напряжение частоты  $\Omega_1$  то

его спектр (рис. 7-45, а) содержит только одну спектральную линию с частотой  $\Omega$ . После модулятора спектр напряжения  $U_{yc}$ , поступающего на вход усилителя (рис. 7-45, б), содержит в общем случае несущую частоту  $\omega_{нес}$  две боковые ( $\omega_{нес} - \Omega$ ) и ( $\omega_{нес} + \Omega$ ). Спектр напряжения  $U_{дм}$  на выходе демодулятора (рис. 7-45, в) одновременно содержит в себе частоту сигнала  $\Omega$  и большие пульсации от побочных продуктов демодуляции в виде частот ( $\omega_{нес} - \Omega$ ),  $\omega_{нес}$ , ( $\omega_{нес} + \Omega$ ) и, особенно, в виде удвоенной частоты несущей  $2\omega_{нес}$ , а также ряд более высокочастотных комбинационных частот. Все эти частоты, кроме частоты сигнала  $\Omega$ , должны быть отфильтрованы фильтром демодулятора. Поэтому идеальным фильтром демодулятора был бы фильтр с частотной характеристикой, изображенной штриховой линией на рис. 7-45, в, т. е. фильтр, без какой-либо погрешности пропускающий наибольшую частоту сигнала  $\Omega_m$  и полностью не пропускающий все более высокие частоты, начиная с нижней боковой ( $\omega_{нес} - \Omega_m$ ). Однако такой фильтр должен обладать бесконечно большой добротностью и практически не осуществим (см. § 7-14).

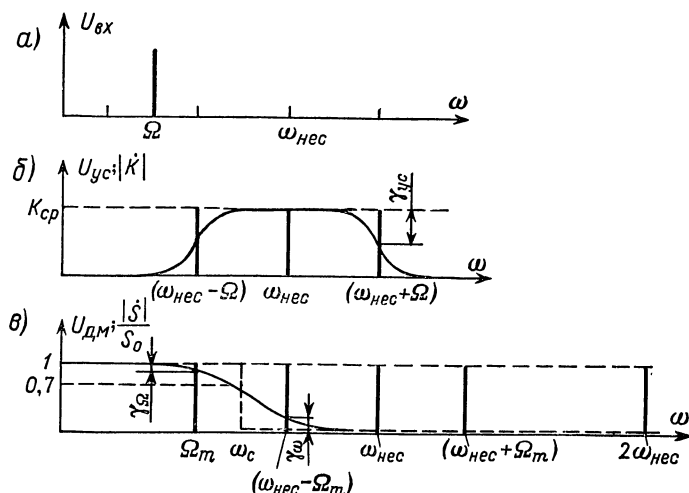


Рис. 7-45

Реальный фильтр с конечным значением добротности будет иметь частотную характеристику, изображенную на рис. 7-45, в тонкой сплошной линией, т. е. будет вносить на частоте сигнала  $\Omega$  частотную погрешность  $\gamma_{\Omega}$  и пропускать помеху на частоте ( $\omega_{нес} - \Omega$ ) величиной  $\gamma_{\omega}$ .

Если  $\Omega > (\omega_{нес} - \Omega)$ , то выделить сигнал из смеси частот, получаемых на выходе демодулятора, невозможно принципиально никаким фильтром. Поэтому ограничение для выбора несущей при данной максимальной частоте сигнала в виде  $\Omega_m < \omega_{нес}/2$  является принципиальным ограничением, известным в современной науке под названием теоремы Котельникова или теоремы отсчетов, которая будет более подробно рассмотрена ниже. Сейчас же отметим, что в зависимости от конкретного вида демодулятора основное мешающее действие могут создавать и другие продукты демодуляции; например, в двухполупериодных хорошо сбалансированных демодуляторах основную помеху несут пульсации с двойной несущей частотой  $2\omega_{нес}$ .

Различие между погрешностями  $\gamma_{\Omega}$  и  $\gamma_{\omega}$  состоит в том, что  $\gamma_{\Omega}$  представляет собой систематическую погрешность, уменьшающую сигнал по мере повышения его частоты  $\Omega$ , погрешность же  $\gamma_{\omega}$  — случайная погрешность от пульсаций выходного напряжения канала МДМ при постоянстве входной величины. В результате совместного действия этих погрешностей кривая  $U_{вых}$  выходного сигнала



канала МДМ не только уменьшается с частотой по амплитуде на величину  $\gamma_{\Omega}$ , но и «размазывается» в некоторую полосу шириной  $2\gamma_{\Omega}$ , как это схематически показано на рис. 7-46

Для получения минимума суммы этих двух погрешностей необходимо использовать фильтры с возможно большей добротностью, а частоту среза  $\omega_c$  фильтра (см. рис. 7-45, в) выбирать как среднее геометрическое между максимальной частотой сигнала  $\Omega_m$  и частотой  $\omega_{\Pi}$  основной помехи, создающей пульсации, т. е. выбирать  $\omega_c \approx \sqrt{\Omega_m \omega_{\Pi}}$ .

Но наиболее действенным средством уменьшения обеих этих погрешностей и упрощения, а следовательно, уменьшения массы фильтра является удаление друг от друга значений разделяемых фильтром демодулятора частот, т. е. выбор  $\omega_{\text{нес}} \gg \Omega_m$ .

**Влияние частотной характеристики усилителя на результирующую частотную характеристику канала МДМ** можно проследить по рис. 7-45, б, где тонкой сплошной кривой нанесена также частотная характеристика коэффициента усиления  $|K|$  усилителя. При малых значениях  $\Omega$  обе боковые частоты мало отличаются от  $\omega_{\text{нес}}$ , размещаются на средней

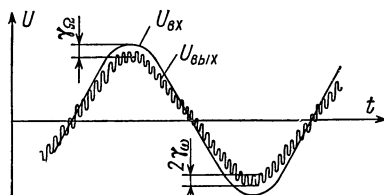


Рис. 7-46

горизонтальной части кривой  $|K|$  и частотные погрешности, вносимые усилителем, остаются малыми. Но при возрастании  $\Omega$  боковые частоты все дальше и дальше отодвигаются в обе стороны от  $\omega_{\text{нес}}$  и их передача усилителем происходит все с большей и большей систематической частотной погрешностью.

Для пропускания с наименьшей погрешностью частотных составляющих процесса с наибольшим значением частоты  $\Omega_m$  при данной полосе усилителя необходимо, чтобы эта полоса размещалась симметрично относительно значения несущей частоты  $\omega_{\text{нес}}$ . Частотная характеристика коэффициента усиления  $|K|$

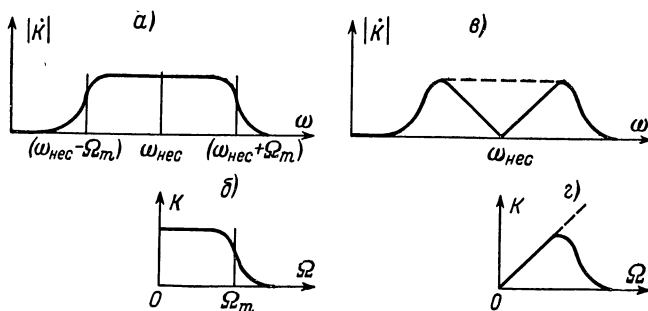


Рис. 7-47

по отношению к сигналу с частотой  $\Omega$  (рис. 7-47, б) будет при этом выглядеть как «сложенная пополам» относительно  $\omega_{\text{нес}}$  характеристика  $|K|$  используемого усилителя (рис. 7-47, а).

Этим свойством МДМ-канала иногда пользуются для «дифференцирования» сигнала «на несущей», т. е. для получения  $|K|$  МДМ-канала, пропорционального частоте  $\Omega$ . Действительно, если исказить характеристику усилителя (рис. 7-47, а) так, чтобы при частоте  $\omega_{\text{нес}}$  было  $|K| = 0$ , а при отступлении от нее в обе стороны значение  $|K|$  (рис. 7-47, б) нарастало приблизительно пропорционально этому отступлению (что достигается включением последовательно с усилителем Т-образного фильтра, настроенного на частоту  $\omega_{\text{н}}$ ), то результирующая частотная характеристика МДМ-канала приобретет вид кривой на рис. 7-47, г.

**Модуляционная погрешность МДМ-преобразования.** Кроме рассмотренных систематических частотных погрешностей, вносимых частотной характеристикой фильтра демодулятора (рис. 7-45, а) и частотной характеристикой используемого усилителя (рис. 7-47, б), а также возникающих от недостаточного сглаживания фильтром пульсаций с удвоенной несущей частотой (рис. 7-46 и 7-45, в), т. е. ряда инструментальных погрешностей, МДМ-преобразованию принципиально присуща методическая случайная погрешность, называемая *м о д у л я ц и о н н о й п о г р е ш н о с т ь ю*.

Появление этой погрешности обусловлено тем, что если при постоянном несущем токе измеряемая величина  $x$  передается непрерывно, то при переменном несущем токе достоверная передача ее происходит только периодически. Действительно, в момент времени, когда напряжение  $u(x)$  проходит через значение  $U = 0$ , оно не несет никакой информации о значении величины  $x$ . Наиболее достоверно переданным значением является только значение величины  $x$ , переданное всем полупериодом несущей.

Таким образом, достоверная передача кривой  $x(t)$  происходит конечным числом точек на каждый период изменения этой величины, равным  $n = \omega/\Omega$ ,

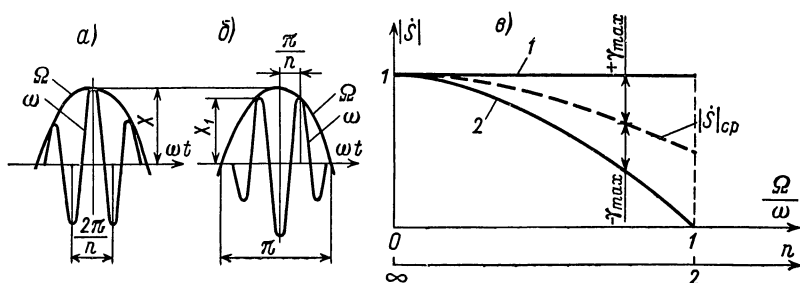


Рис. 7-48

где  $\omega$  — частота несущего сигнала, а  $\Omega$  — частота передаваемого процесса. Поэтому для достоверной передачи всей кривой  $x(t)$  необходимо, чтобы каждый период этой кривой с частотой  $\Omega$  передавался несколькими достоверными точками, т. е. соответствовал нескольким периодам несущей частоты  $\omega$ .

Очень часто полагают, что передача будет достаточно достоверной, если каждый период изменения измеряемой величины передается десятью точками. Отсюда для выбора значения несущей частоты рекомендуют соотношение  $\omega \geq 10\Omega$ . Это соотношение отнюдь не является правильным во всех случаях. Дело в том, что модуляционная методическая погрешность представляет собой монотонную функцию отношения  $\omega/\Omega = n$  и стремится к нулю лишь при  $n \rightarrow \infty$ . При конечном отношении  $\omega/\Omega$  она всегда конечна и может быть вычислена из следующих соображений.

На рис. 7-48 изображены кривые несущей частоты  $\omega$ , модулированные одним полупериодом измеряемой величины  $x(t)$  с частотой  $\Omega$ . Так как частоты  $\omega$  и  $\Omega$  независимы между собой, то взаимное положение их кривых (рис. 7-48, а, б) непрерывно меняется и максимумы кривой  $\omega$  все время скользят относительно максимума кривой  $\Omega$ . В результате этого в какой-то момент времени возникает состояние, показанное на рис. 7-48, а, когда максимум кривой  $\omega$  совпадает с максимумом кривой  $\Omega$ , и на выходе прибора мы получаем максимальное значение  $X$ , совпадающее с его действительным значением.

Для другого состояния (рис. 7-48, б) максимальное значение несущего сигнала равно лишь значению  $X_1$ , так как максимумы несущего сигнала оказываются равноудаленными от максимума кривой  $\Omega$ .

Таким образом, в результате этого взаимного скольжения кривых  $\Omega$  и  $\omega$  возникает модуляционная погрешность, которая проявляется в том, что выходная величина прибора при неизменной амплитуде входной величины  $X$  непрерывно

колеблется вокруг значения  $\frac{1}{2} (X + X_1)$  с амплитудой  $\frac{1}{2} (X - X_1)$  и частотой биений между  $\omega$  и  $\Omega$ .

Если считать, что истинное значение максимума измеряемой величины равно  $X$ , а максимум кривой  $\omega$  несущего модулируемого колебания, равный  $X_1$ , отстает от максимального значения измеряемой величины на угол  $\psi = \pi/n$ , то очевидно, что максимальный разброс  $\Delta_{\max}$  может быть оценен как

$$\Delta_{\max} = X - X_1 = X \left( 1 - \cos \frac{\pi}{n} \right).$$

Отсюда относительная величина модуляционной погрешности с учетом градуировки по среднему значению будет равна

$$\gamma_{\max} = \frac{1}{2} \frac{\Delta_{\max}}{X} = \frac{1}{2} \left( 1 - \cos \frac{\pi}{n} \right). \quad (7-34)$$

Численные значения модуляционной погрешности при однополупериодной демодуляции, т. е. при восстановлении кривой процесса только по положительным (или только по отрицательным) полупериодам несущего напряжения, для

Таблица 7-4

$n = \omega/\Omega$	$\gamma_1, \%$	$\gamma_2, \%$
5	9,5	2,4
10	2,4	0,6
15	1,1	0,27
20	0,6	0,15
30	0,27	0,07
50	0,10	0,02
100	0,02	0,006

разных соотношений частот приведены в столбце  $\gamma_1$  табл. 7-4. При двухполупериодной демодуляции число достоверно восстанавливаемых точек при том же соотношении частот удваивается. Значения модуляционной погрешности для этого случая приведены в столбце  $\gamma_2$ .

Как видно из данных этой таблицы, соотношение  $\omega = 10\Omega$  приводит к значениям  $\gamma_1 = 2,4\%$  и  $\gamma_2 = 0,6\%$ , что в ряде случаев может оказаться далеко не удовлетворительным. Поэтому соотношение между  $\omega$  и  $\Omega$  в каждом конкретном случае необходимо выбирать сознательно, пользуясь формулой (7-34).

**Теорема Котельникова, или теорема отсчетов.** Рассмотренное явление возникновения методической случайной модуляционной погрешности можно характеризовать графиком зависимости модуля коэффициента передачи  $|\dot{S}|$  МДМ-преобразования от числа  $n$  передаваемых точек, приходящихся на период передаваемого сигнала, или от обратной величины, т. е. отношения  $\Omega/\omega$  (например, для двухполупериодной модуляции это сделано на рис. 7-48, в). При  $n = \infty$ , т. е. при  $\omega \gg \Omega$ , передача происходит без погрешности, т. е.  $|\dot{S}| = 1$ . При повышении частоты  $\Omega$  передаваемого сигнала на выходе возможны значения сигнала в пределах от кривой 1 на рис. 7-48, в (соответствующей случаю на рис. 7-48, а) до кривой 2 (соответствующей случаю на рис. 7-48, б). При понижении числа точек на период сигнала от  $n = \infty$  до  $n = 2$  расхождение между кривыми 1 и 2 увеличивается и при  $n = 2$  возможно как  $|\dot{S}| = 1$ , так и  $|\dot{S}| = 0$ , т. е. погрешность передачи может достигать 100%.

Это обстоятельство при  $n = 2$  на период передаваемого сигнала  $x(t)$  иллюстрируется рис. 7-49, когда в зависимости от положения точек на кривой  $x(t)$  передача может быть как достоверной (рис. 7-49, а), так и вообще отсутствовать (рис. 7-49, б).

Основной вывод проведенного рассмотрения состоит в том, что при  $n > 2$ , т. е. при  $\omega > 2\Omega$ , передача сигнала с той или иной погрешностью осуществима, а при  $n < 2$ , т. е. при  $\omega < 2\Omega$ , невозможна.

Это граничное соотношение и было впервые сформулировано академиком В. А. Котельниковым в виде теоремы отсчетов, гласящей, что любая функция времени со спектром, ограниченным частотой  $f_c$ , может быть задана на интервале  $t$  дискретными значениями в  $n \geq 2f_c t$  точках.

При меньшем числе точек функция не может быть задана, а указанное граничное условие как раз и соответствует заданию двух точек на период высшей гармоники этой функции с частотой  $f_c$ , когда в зависимости от положения этих точек погрешность может быть равна и нулю и 100%.

Таким образом, методическая модуляционная погрешность от конечного числа периодов несущей частоты  $\omega$ , приходящихся на каждый период передаваемого процесса с частотой  $\Omega$ , т. е. погрешность от недостаточного большого отношения  $\omega/\Omega = n$ , имеет две составляющие — систематическую и случайную. Случайная составляющая проявляется в виде биений выходного сигнала при постоянстве входной величины в пределах кривых 1 и 2 (рис. 7-48, а) в соответствии с рис. 7-49, а систематическая всегда отрицательна и описывается штриховой кривой  $|\dot{S}|_{cp} = f(\Omega/\omega)$  (рис. 7-48, а) или формулой (7-34).

**Свойства частотной модуляции.** При частотной модуляции всякому отклонению модулирующей величины  $x(t)$  от исходного значения  $X_0$  соответствует пропорциональное отклонение частоты  $\omega(t)$  модулированного напряжения от исходного значения  $\omega_0$  несущей частоты. Если модулирующая величина  $x(t)$  не остается постоянной во времени, а изменяется, например, по синусоидальному закону с частотой  $\Omega$ , т. е.  $x(t) = X_0 + X_m \sin \Omega t$ , то частота  $\omega(t)$  модулированного сиг-

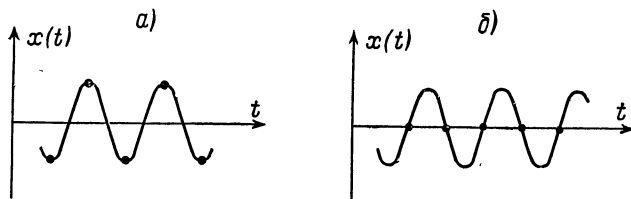


Рис. 7-49

нала изменяется по закону  $\omega(t) = \omega_0 + \omega_m \sin \Omega t$ , где  $X_m$  — амплитуда изменения модулирующей величины, а  $\omega_m$  — соответствующая ей амплитуда отклонений частоты  $\omega(t)$  от среднего значения  $\omega_0$ , называемая девиацией частоты. При этом фаза модулированного по частоте сигнала также будет непрерывно изменяться, так как изображающий его в комплексной плоскости вектор вследствие колебаний частоты будет то отставать, то опережать то положение, в котором он должен находиться при частоте  $\omega_0$ . Амплитуда  $\varphi_m$  этих качаний фазы называется индексом девиации и обычно обозначается (как и глубина амплитудной модуляции) буквой  $m$ . Величина этих качаний фазы тем больше, чем больше  $\omega_m$ , и тем меньше, чем меньше их период, т. е. период изменения  $x(t)$ . Отсюда  $m = \varphi_m = \omega_m/\Omega$ .

Если изменения во времени величины  $x(t)$  в пределах  $X_0 \pm X_m$  происходят очень медленно (т. е.  $\Omega \rightarrow 0$ ,  $m \rightarrow \infty$  и  $n = \omega_0/\Omega \rightarrow \infty$ ), то выходная частота  $\omega(t)$  частотного модулятора также медленно изменяется в строго ограниченных пределах  $\omega_0 \pm \omega_m$ . Для передачи такого частотно-модулированного сигнала достаточно последующий канал с шириной полосы  $\omega_0 \pm \Delta\omega$ , где  $\Delta\omega = \omega_m$ .

Однако при возрастании частоты  $\Omega$ , когда уже  $m \neq \infty$  и  $n \neq \infty$ , форма кривой выходного сигнала начинает отличаться от синусоидальной и его спектр теоретически простирается до бесконечности. Поэтому любой реальный канал передачи, пропускающий лишь ограниченную полосу частот  $\omega_0 \pm \Delta\omega$ , не может передать без искажения сигнал, модулированный по частоте.

Для погрешности, возникающей вследствие ограничения полосы передаваемых частот величиной  $\omega_0 \pm \Delta\omega$ , как и для модуляционной погрешности при амплитудной модуляции, до последнего времени не было известно аналитического выражения. Для целей радиовещания и связи разными авторами выдвигались различные рекомендации по выбору полосы пропускаемых частот частотно-модулированного сигнала, при которой искажения сигнала представлялись им «практически приемлемыми». Эти простейшие рекомендации были перенесены и в область частотной телеметрии и частотного измерительного преобразования [76, 169, 232].

Однако для проектирования средств измерений желательно иметь аналитическое соотношение, по которому можно было бы рассчитать величину вносимых погрешностей или, наоборот, определить необходимую для данного значения погрешности частотную полосу канала.

Эти расчетные соотношения были установлены Л. С. Кудрицкой [117]. В результате моделирования процесса передачи частотно-модулированного сигнала на ЦВМ для различных соотношений  $\Delta\omega$ ,  $\Omega$  при  $\omega_m = \text{const}$  были получены зависимости среднеквадратического значения погрешности  $\sigma$  от отношения  $\Delta\omega/\Omega$ , приведенные на рис. 7-50.

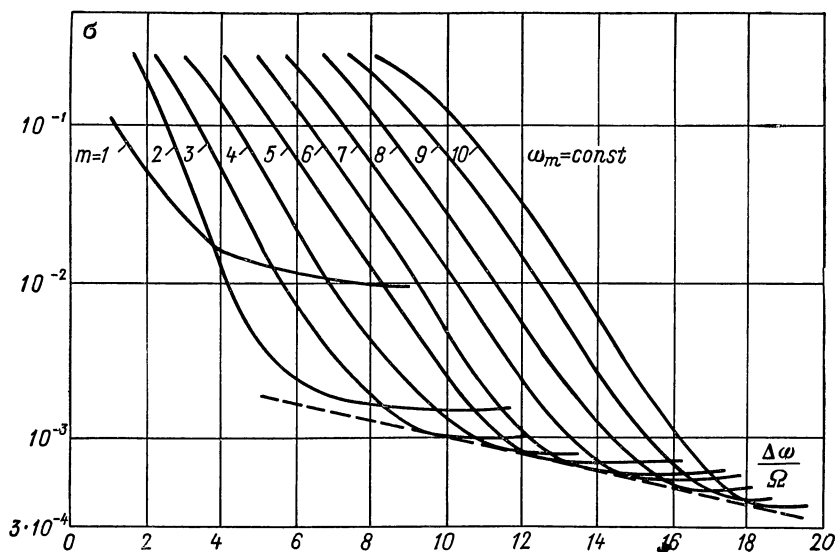


Рис. 7-50

В области больших значений погрешности ( $\sigma > 10^{-3} = 0,1\%$ ) и  $m \geq 3$  (т. е.  $\Omega \leq 0,33 \omega_m$ ) эти кривые аппроксимируются соотношением

$$\lg \frac{1}{\sigma} = \frac{\omega_m}{5\Omega} \left( \frac{\Delta\omega}{\omega_m - 2,6\Omega} - 1 \right), \quad (7-35)$$

где  $\sigma$  — среднеквадратическое значение погрешности (в относительных единицах), возникающей от ограничения полосы передаваемых частот величинами  $\omega_0 \pm \Delta\omega$ . Из рис. 7-50 видно, что для каждого индекса девиации  $m$  существует предельная полоса пропускания  $\Delta\omega_n$ , превышение которой не приводит к дальнейшему снижению погрешности. Эти значения  $\Delta\omega_n$  при  $m > 6$  определяются соотношением  $\Delta\omega_n/\Omega \approx m + 8$ . При  $\Delta\omega < \Delta\omega_n$  необходимая полоса частот может быть найдена из (7-35) как

$$\Delta\omega = (\omega_m - 2,6\Omega) \left( 1 + \frac{5\Omega}{\omega_m} \lg \frac{1}{\sigma} \right).$$

Используя эти соотношения, следует помнить, что Л. С. Кудрицкой были обследованы лишь те режимы, где погрешность  $\sigma > 0,03\%$ . Возможность экстраполяции этих соотношений на область погрешностей  $\sigma < 0,03\%$  и  $m > 10$  нуждается еще в дополнительной проверке. Что же касается других рассмотренных выше погрешностей (методическая модуляционная погрешность, погрешность от фильтра демодулятора), то полученные выше соотношения справедливы и для частотной модуляции. Однако на практике для частотной модуляции характерно соотношение  $\omega_0 > \omega_m > \Omega$ , где  $\omega/\Omega = n$ , а  $\omega_m/\Omega = m$ . Поэтому соотношение  $n \gg 1$  в этом случае соблюдается автоматически, ибо  $n > m > 1$ .

## 7-12. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРИБОРОВ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ И МЕТОДЫ КОРРЕКЦИИ ЧАСТОТНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ

Приборы прямого преобразования представляют собой простое последовательное соединение ряда измерительных преобразователей, поэтому определение результирующей частотной характеристики прибора сводится к операции перемножения значений чувствительностей образующих его преобразователей на каждой из рассматриваемых частот, т. е.

$$S_{\Sigma} = \prod_{i=1}^{i=n} S_i.$$

Однако при проектировании таких приборов возникает целый ряд практических обстоятельств того или иного выбора частотных характеристик отдельных измерительных преобразователей, их взаимной увязки между собой, которые лучше всего рассмотреть на конкретном примере.

Пусть проектированию подлежит регистрирующий манометр, структурная схема которого представлена на рис. 7-51. Измеряемое переменное во времени давление  $p(t)$  подводится к датчику манометра через относительно длинный тру-

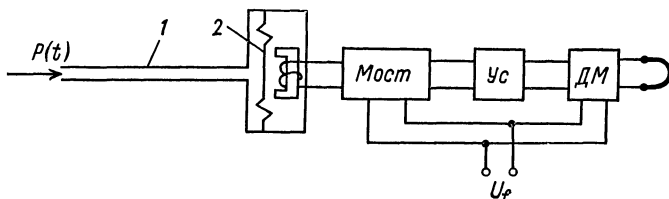


Рис. 7-51

бопровод 1, частотная характеристика которого была нами рассчитана (рис. 7-40, а) и приведена на рис. 7-52, а. Частотная характеристика датчика (рис. 7-52, б) определяется резонансом его мембраны, наблюдаемым на частоте 1,5 кГц. Частотные характеристики усилителя (рис. 7-52, в) и фильтра демодулятора (рис. 7-52, г) не имеют резонансных подъемов, а характеристика вибратора осциллографа (рис. 7-52, д) соответствует  $\beta = 0,6$  при собственной частоте 2 кГц.

Результирующая частотная характеристика регистрирующего манометра, полученная перемножением частотных характеристик его отдельных звеньев, показана на рис. 7-52, е и представляется совершенно неудовлетворительной.

Дело в том, что рабочий участок этой характеристики, где частотная погрешность не превосходит, например, 1% простирается всего от 0 до 300 Гц, т. е. очень мал. Даже при допущении частотной погрешности 4—5% он расширяется всего до 500—600 Гц. Достаточно же высокая чувствительность прибора наблюдается до частот порядка 2 кГц, т. е. образно говоря, этот прибор будет «собирать» все помехи, затемняя картину изучаемого процесса (случайные пульсации давления, наводки и шумы), в полосе от 0 до 2000 Гц, в то время как полезный сигнал может проходить с погрешностью 1% лишь в полосе от 0 до 300 Гц.

Коррекция частотной характеристики прибора может быть достигнута прежде всего соответствующим сочетанием частотных характеристик его звеньев. Так, в данном случае можно воспользоваться тем, что частотная характеристика трубопровода  $|S_{тр}|$  спадает примерно с квадратом текущей частоты, в то время как чувствительность датчика  $|S_d|$  в этой же области возрастает также с квадратом частоты. Поэтому представляется возможным так выбрать диаметр трубки 1 и собственную частоту мембраны 2 (рис. 7-51), чтобы их частотные погрешности взаимно корректировались на достаточно большом участке частот. Остаточная неравномерность результирующей частотной характеристики может быть скорректирована подбором соответствующей формы частотной характеристики фильтра демодулятора.

Если в результате этой взаимной коррекции удастся выровнять результирующую частотную характеристику прибора (рис. 7-52, ж), например, до частоты 1 кГц, то фильтр демодулятора и усилитель рационально выполнить так, чтобы круто срезать все частоты выше 1 кГц с целью устранения всех помех, имеющих спектр выше этой частоты (штриховые кривые на рис. 7-52, в и з).

Если путем взаимной коррекции невозможно добиться необходимого уменьшения частотных погрешностей, то применяют специальные цепи частотной коррекции.

Коррекция частотной погрешности аperiodических звеньев с передаточной функцией вида  $S(p) = 1/(1 + Tp)$  выполняется с помощью  $RL$ -или  $RC$ -цепей (рис. 7-53). Передаточная функция корректирующего звена (рис. 7-53, а) в операторной форме имеет вид

$$S_k(p) = \frac{R_2 + pL}{R_1 + R_2 + pL}.$$

Если обозначить  $R_2/(R_1 + R_2) = \alpha$  и  $L/R_2 = T_k$ , то

$$S_k(p) = \frac{1 + T_k p}{1 + \alpha T_k p}, \alpha,$$

и при  $\alpha T_k \ll 1$

$$S_k(p) \approx \alpha(1 + T_k p).$$

Если такое звено включить последовательно с аperiodическим звеном с  $S(p) = 1/(1 + Tp)$ , то результирующая передаточная функция при  $T_k = T$  будет

$$S(p) S_k(p) \approx \frac{1}{1 + Tp} \alpha(1 + Tp) = \alpha = \text{const}.$$

Тот же эффект можно получить и при использовании корректирующей  $RC$ -цепи (рис. 7-53, б), ибо

$$S_k(p) = \frac{1 + R_1 C p}{1 + \frac{R_2 R_1}{R_1 + R_2} C p} \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

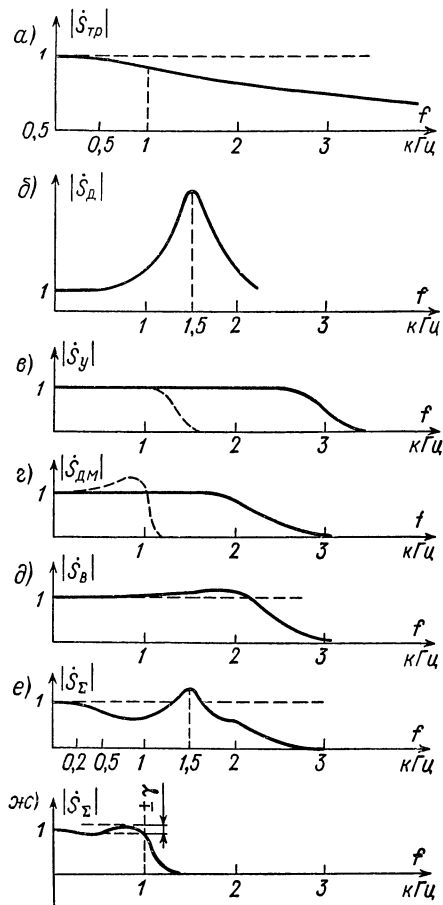


Рис. 7-52

или, обозначая  $R_2/(R_1 + R_2) = \alpha$  и  $R_1 C = T_k$ , будем иметь

$$S_k(p) = \alpha \frac{1 + T_k p}{1 + \alpha T_k p}$$

и при  $\alpha T_k \ll 1$  результирующая передаточная функция  $S_k(p) \approx \alpha(1 + T_k p)$ , т. е. приводится к тому же выражению, что и для  $RL$ -цепи.

Однако если, выполняя условие  $T_k = T$ , определить результирующую передаточную функцию без пренебрежения  $\alpha T_k$  по сравнению с единицей, то

$$S_{\Sigma}(p) = S(p) S_k(p) = \frac{1}{1 + Tp} \frac{1 + Tp}{1 + \alpha Tp} \alpha = \alpha \frac{1}{1 + \alpha T_{\Sigma} p},$$

т. е. вид частотной характеристики после введения коррекции остается тем же самым с той лишь разницей, что  $T_{\text{экв}} = \alpha T$  и  $S_{\Sigma}(p) = \alpha S(p)$ . Так как  $\alpha = R_1/(R_1 + R_2) < 1$ , то подобная коррекция частотных характеристик оказывается весьма дорогостоящей, ибо чувствительность преобразователя понижается в такое же число раз ( $1/\alpha$ ), во сколько раз уменьшается его постоянная времени. Это необходимо иметь в виду при использовании таких цепей частотной коррекции. Тем не менее подобные цепи частотной коррекции достаточно широко применяются на практике.

**Коррекция частотной погрешности колебательных звеньев** достигается без потери чувствительности, так как погрешность колебательных звеньев (заштрихована на рис. 7-32, а) при малом успокоении всегда положительна. Поэтому назначение корректирующих цепей в этом случае состоит в понижении чувствительности  $|S|$  до значения  $S_0$ .

Так, например, для расширения частотного диапазона преобразователя манометра или акселерометра, имеющего при подходе к резонансной частоте (без учета успокоения) подъем характеристики по закону (7-19), т. е.

$$S = S_0 \frac{1}{1 - \eta^2},$$

где  $S_0$  — относительная чувствительность при нулевой частоте возмущающей силы, достаточно применить корректирующую цепь, коэффициент передачи которой  $K$  должен иметь спад по закону  $K = K_0(1 - \eta^2)$ . Этому закону в своей

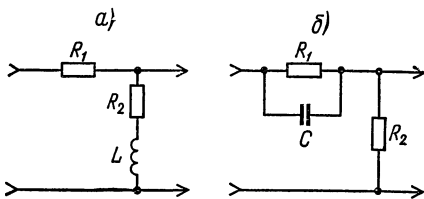


Рис. 7-53

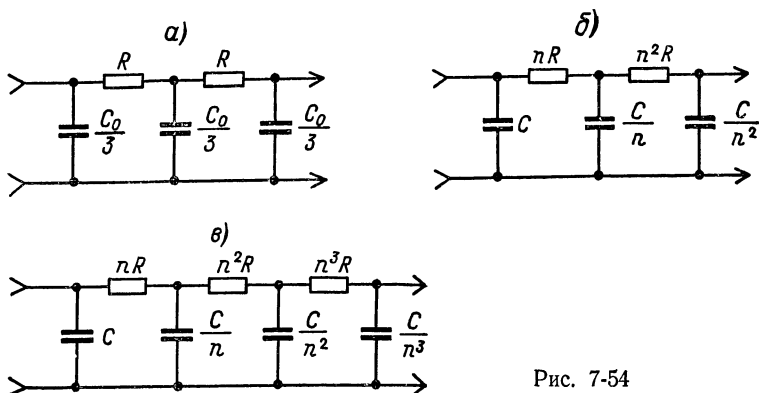


Рис. 7-54

начальной части соответствует изменение коэффициента передачи лестничной RC-цепи (рис. 7-54, а). Если величину емкости корректирующей цепи определить простым разделением на три равные части  $C_0/3$  суммарной емкости  $C_0$ , то можно показать, что наилучшая коррекция на начальном участке подъема частотной характеристики колебательного звена будет при значении сопротивления  $R = 2/(\pi f_0 C_0)$ , где  $f_0$  — собственная частота корректируемого колебательного звена. При этом для погрешности на верхней частоте  $\gamma_B = +5\%$  частотный диапазон расширяется в 1,73 раза, так как без коррекции значение  $\gamma_B = +5\%$  было бы при  $\eta = \omega/\omega_0 = 0,23$ , а при наличии коррекции согласно рис. 7-54, а  $\gamma_B = +5\%$  наступает лишь при  $\eta = 0,40$ .



Еще лучшие результаты дает применение корректирующей цепи, составленной в геометрической прогрессии, как показано на рис. 7-54, б, где

$$C_0 = C + \frac{C}{n} + \frac{C}{n^2}.$$

Если принять знаменатель прогрессии  $n \geq 3$ , то коррекция достигается при

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C}.$$

При этом  $\gamma_b = +5\%$  наступает лишь при  $\eta = 0,46$ , т. е. частотный диапазон расширяется почти в два раза. Введение трехзвенной корректирующей цепи

Таблица 7-5

$\eta$	$\gamma_0, \%$	$\gamma_{0,15}, \%$	$\gamma_{0,18}, \%$
10	+1	0	0
5	+4	-1,5	0
3,3	+11	-3	+1
2	+33	-2	+6
1,6	+66	+10	+18

(рис. 7-54, в) с  $n \geq 3$ ,  $C_0 = C + \frac{C}{n} + \frac{C}{n^2} + \frac{C}{n^3}$  и  $R = \frac{2}{2\pi f_0 C}$  приводит к некоторой перекооррекции, в результате чего в области  $\eta = 0,2 \div 0,6$  появляется отрицательная погрешность, достигающая при  $\eta = 0,45$  значения  $\gamma_b = -5\%$ . Однако при допустимой погрешности  $\gamma_b = \pm 5\%$  частотный диапазон расширяется до  $\eta = 0,66$ , т. е. почти в три раза по сравнению со случаем отсутствия коррекции.

Коррекция частотных погрешностей механических узлов, чувствительность которых повышается в области нижних частот (например, сейсмического виброметра), может быть осуществлена при помощи корректирующей цепи согласно рис. 7-55 [10]. Оптимальным величин  $R$  и  $C$  при  $n \geq 3$ . Практически удобно брать  $n = \sqrt{10} = 3,16$ , тогда наилучшие результаты получаются при соотношении  $f_0 RC = 0,15$ . Остаточная погрешность при использовании в этой цепи элементов, имеющих допуск по величине  $\pm 10\%$ , не превосходит  $3\%$  вплоть до  $\eta = 2$ . В табл. 7-5 приведены величины остаточных погрешностей, где  $\gamma_0$  — погрешность без применения корректирующей цепи,  $\gamma_{0,15}$  — погрешность при  $f_0 RC = 0,15$  и  $\gamma_{0,18}$  — погрешность при  $f_0 RC = 0,18$  с округлением до  $0,5\%$  (влияние успокоения не учтено).

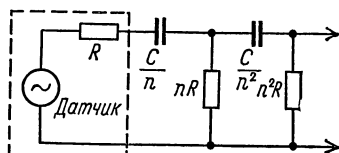


Рис. 7-55

В более общем виде вопросы коррекции частотных погрешностей рассмотрены в работах [14, 49].

### 7-13. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРИБОРОВ СЛЕДЯЩЕГО УРАВНОВЕШИВАНИЯ

Структурная схема прибора статического следящего уравнивания представлена на рис. 7-56. Величины  $K$  и  $\beta$  в общем случае являются частотно-зависимыми, и вследствие этого частотно-зависимой оказывается и чувствительность всего прибора. При этом частотная характеристика прибора  $S(j\omega)$  существенно отличается от частотных характеристик прямой и обратной цепи, т. е. от  $K(j\omega)$  и  $\beta(j\omega)$ .

Для расчета частотной характеристики прибора в целом  $K$  и  $\beta$  удобно представить в операторной форме, т. е. в виде  $K(p)$  и  $\beta(p)$ , и затем найти передаточную функцию

$$S(p) = \frac{K(p)}{1 + K(p)\beta(p)},$$

а по ней и частотную характеристику прибора.

В тех случаях, когда глубина обратной связи достаточно велика и в определенном диапазоне частот можно пренебречь 1 по сравнению с величиной модуля  $|K(j\omega)\beta(j\omega)|$ , передаточная функция прибора в этом диапазоне частот обратна передаточной функции цепи обратной связи  $S(p) = 1/\beta(p)$ . Например, если в цепь обратной связи введено дифференцирующее звено, то прибор в целом обладает интегрирующими свойствами. Это свойство «обратимости» характеристик приборов уравнивания используется при построении интегрирующих и дифференцирующих усилителей (см. § 8-5), а также иногда для коррекции частотных характеристик некоторых приборов. Однако гораздо чаще в цепь обратной связи включается звено, которое можно считать безынерционным в интересующем нас диапазоне частот. При охвате звена с передаточной функцией  $K(p)$  безынерционной обратной связью частотные свойства его также резко изменяются.

Рассмотрим изменение частотных свойств типовых звеньев: идеального интегрирующего, аperiodического и колебательного — при охвате их безынерционной обратной связью. Примером интегрирующего звена является двигатель как элемент в прямой цепи приборов астатического следящего уравнивания (см. § 6-2).

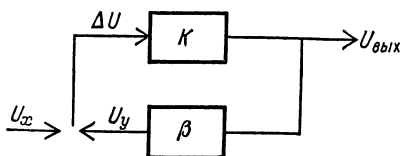


Рис. 7-56

Пренебрегая инерционностью остальных звеньев прямой цепи и полагая  $K(p) = K/(Tp)$ , получим передаточную функцию прибора астатического следящего уравнивания в виде

$$S(p) = \frac{\frac{K}{Tp}}{1 + \frac{K}{Tp}\beta} = \frac{1}{\beta} \frac{1}{1 + \frac{T}{K\beta}p}.$$

Таким образом, идеальное интегрирующее звено при охвате отрицательной безынерционной обратной связью превращается в аperiodическое звено, постоянная времени которого тем меньше, чем больше глубина  $K\beta$  обратной связи.

Если прямая цепь прибора является аperiodическим звеном с передаточной функцией  $K(p) = K/(1 + Tp)$ , то передаточная функция прибора следящего уравнивания выражается как

$$S(p) = \frac{\frac{K}{1 + Tp}}{1 + \frac{K\beta}{1 + Tp}} = \frac{K}{1 + K\beta} \frac{1}{1 + \frac{T}{1 + K\beta}p} = \frac{K}{1 + K\beta} \frac{1}{1 + T_1 p},$$

где  $T_1 = T/(1 + K\beta)$ .

Таким образом, такой прибор в целом также будет аperiodическим звеном, однако его постоянная времени  $T_1$  будет в  $(1 + K\beta)$  раз меньше постоянной времени  $T$  прямой цепи, и, следовательно, прибор по мере увеличения глубины уравнивания будет обладать все меньшей инерционностью. Соотношение между потерей чувствительности и расширением частотного диапазона при этом аналогично соотношению для рассмотренного в предыдущем параграфе случая пассивной коррекции аperiodического звена.

При использовании в цепи  $K$  колебательного звена с передаточной функцией  $K(p) = \frac{K\omega_0^2}{p^2 + 2\beta_0\omega_0 p + \omega_0^2}$  и коэффициентом преобразования в статическом режиме ( $p = 0$ ), равным  $K$ , прибор следящего уравнивания имеет передаточную функцию

$$S(p) = \frac{\frac{K\omega_0^2}{p^2 + 2\beta_0\omega_0 p + \omega_0^2}}{1 + \frac{K\omega_0^2\beta}{p^2 + 2\beta_0\omega_0 p + \omega_0^2}} = \frac{K\omega_0^2}{p^2 + 2\beta_0\omega_0 p + \omega_0^2 + \beta\omega_0^2 K},$$

которую можно представить в виде

$$S(p) = \frac{K\omega_0^2}{p^2 + 2\beta_{\text{пр}}\omega_{\text{пр}}p + \omega_{\text{пр}}^2}.$$

Отсюда видно, что прибор следящего уравнивания с колебательным звеном в цепи  $K$  имеет также характеристику колебательного звена, но повышение глубины уравнивания в таком приборе приводит:

1) к повышению собственной частоты прибора

$$\omega_{\text{пр}} = \omega_0 \sqrt{1 + K\beta};$$

2) к повышению жесткости  $W_{\text{пр}} = W_0 (1 + K\beta)$ , противодействующей входной величине прибора;

3) к понижению степени успокоения прибора

$$\beta_{\text{пр}} = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + K\beta}},$$

т. е. к повышению добротности прибора как колебательной системы

$$Q_{\text{пр}} = Q_0 \sqrt{1 + K\beta},$$

где  $\omega_0$ ,  $W_0$ ,  $\beta_0$  и  $Q_0$  — собственная частота, жесткость, степень успокоения и добротность цепи  $K$ .

Общая деформация частотной характеристики прибора, имеющего в прямой цепи колебательное звено, при увеличении глубины уравнивания показана

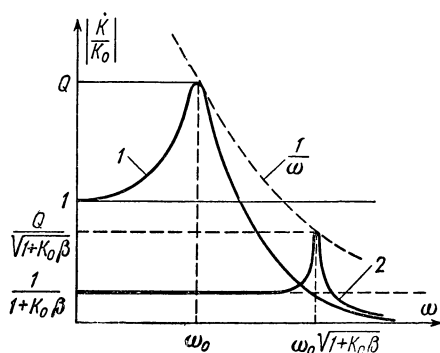


Рис. 7-57

на рис. 7-57, где кривая 1 — частотная характеристика канала прямого преобразования, содержащего колебательное звено с  $\omega_0$ ,  $W_0$ ,  $\beta_0$  и  $Q_0$ , а кривая 2 — частотная характеристика прибора следящего статического уравнивания с глубиной уравнивания, равной  $K_0\beta$ .

Таким образом, повышение глубины уравнивания приводит к тому, что одновременно с резким повышением собственной частоты и соответствующим расширением полосы рабочих частот прибора в такое же число раз падает успокоение и прибор оказывается резко неуспокоенным. Поэтому для получения у прибора оптимальной

степени успокоения  $\beta_{\text{пр}} = 0,6 \div 0,7$  необходимо, чтобы его цепь прямого преобразования была глубоко переуспокоенной.

Если в прямую цепь прибора включены два или более аperiodических звена, то прибор в целом после охвата отрицательной обратной связью обладает свойствами колебательного звена, так как два последовательно включенных аperiodических звена имеют передаточную функцию, эквивалентную передаточной функции переуспокоенного (с  $\beta_0 \geq 1$ ) колебательного звена. Действительно,

$$K(p) = \frac{K}{(1 + Tp)^2} = \frac{K}{T^2 \left( p^2 + \frac{2}{T}p + \frac{1}{T^2} \right)},$$

и собственная частота такого звена равна  $\omega_0 = 1/T$ , а степень успокоения  $\beta_0 = 1$  (при неравных постоянных времени  $T_1$  и  $T_2$  степень успокоения всегда больше 1).

После охвата отрицательной обратной связью собственная частота звена повышается и становится равной  $\omega_{\text{пр}} = \sqrt{1 + K\beta}/T$ , а степень успокоения по-

нижается:  $\beta_{пр} = 1/\sqrt{1+K\beta}$ , и звено приобретает ярко выраженную колебательность. Именно таким образом при введении отрицательной обратной связи деформируется характеристика усилителя постоянного тока (рис. 7-58, а).

Аналогичным образом деформируется и частотная характеристика усилителя переменного тока, показанная на рис. 7-58, б без обратной связи и при введении обратной связи.

Как видно из приведенных рисунков, при введении отрицательной обратной связи существенно расширяется частотный диапазон усилителя, однако в области высоких, а для усилителя переменного тока и в области низких частот появляются более или менее высокие пики. При охвате отрицательной обратной

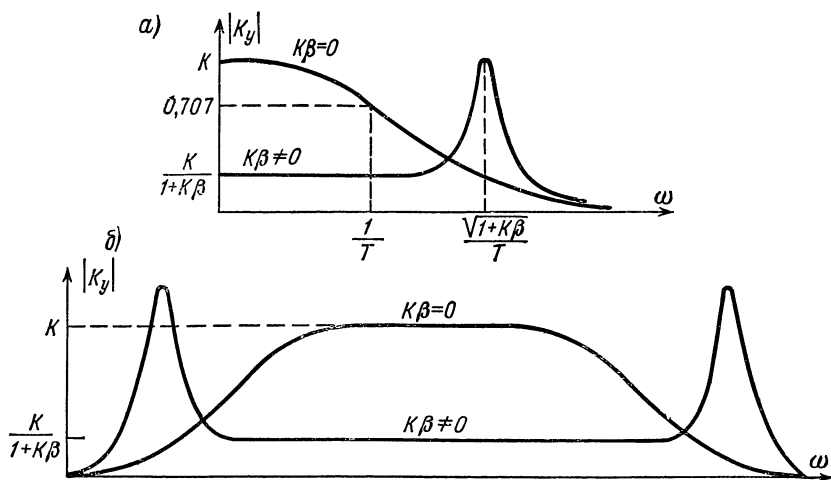


Рис. 7-58

связью прямой цепи с передаточной функцией выше второго порядка (например,  $K(p) = K/(1 + T_p)^3$ ) деформация частотной характеристики в области пиков оказывается еще более резкой и возможна потеря устойчивости, т. е. самовозбуждение произойдет в том случае, если на частоте, при которой фаза выходного сигнала повернется на  $180^\circ$ , модуль коэффициента усиления разомкнутого усилителя  $|K(j\omega)\beta|$  будет больше 1. Обратная связь при этом из отрицательной становится положительной и осуществляются условия, необходимые для генерации. В частности, для рассматриваемого примера  $K(p) = K/(1 + T_p)^3$  поворот фазы на  $180^\circ$  происходит на частоте  $\omega$ , соответствующей сдвигу фазы на  $60^\circ$ , вносимому каждым звеном. Для того чтобы не произошло самовозбуждения, величина  $K\beta$  при трех одинаковых фазосдвигающих цепях должна быть меньше 8, а при четырех — менее 4.

#### 7-14. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРИБОРОВ ПРОГРАММНОГО УРАВНОВЕШИВАНИЯ И ЦИФРОВЫХ ПРИБОРОВ

При работе измерительных цепей с программным уравниванием (см. § 6-3) представление непрерывной измеряемой величины на выходе прибора происходит лишь в дискретные моменты времени  $t_1, t_2, t_3, \dots, t_i, \dots, t_n$ , т. е. лишь отдельными точками, располагающимися на вертикальных прямых рис. 7-59. В промежутках же между ними информация о входной величине отсутствует.

Если же прибор является цифровым, то одновременно с дискретизацией во времени происходит еще и квантование сигнала по уровню, т. е. на выходе прибора могут наблюдаться лишь дискретные значения  $X_i$ , лежащие на горизон-

тальных прямых рис. 7-59, и не могут наблюдаться значения  $X$ , лежащие в интервалах между этими прямыми. Таким образом, в результате совместного действия обоих этих ограничений в качестве отсчетов при дискретном во времени и квантованном по уровню сигнале могут быть только точки, лежащие на рис. 7-59 на пересечении вертикальных и горизонтальных прямых.

Что же касается кривой  $x(t)$  непрерывного измеряемого процесса, то она может проходить любым образом относительно этих точек, и за отсчеты ее значений (в зависимости от устройства прибора) по

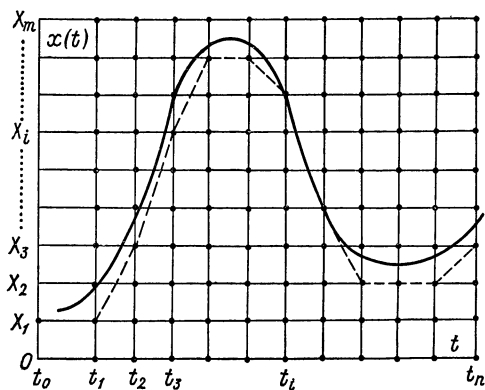


Рис. 7-59

некоторому правилу выбираются близлежащие точки, например ближайшие нижние (округление с отбрасыванием дробной части), как это и показано штриховой линией на рис. 7-59. В результате этого возникают погрешности двух видов. Во-первых, полученные нами точки не лежат на кривой  $x(t)$  вследствие погрешности квантования, и, во-вторых, располагая лишь отдельными точками, мы не имеем информации о том, как в действительности шла кривая между точками, и вынуждены восстанавливать эту кривую между точками тем или иным методом, выбираемым по нашему произвольному, волевому решению. Возникающая вследствие этого

погрешность называется погрешностью восстановления (погрешностью воспроизведения или аппроксимации).

Погрешность квантования является чисто статической погрешностью, так как она не зависит от скорости изменения измеряемой величины. (Отнесение погрешности квантования к динамическим погрешностям является ошибочным.) Погрешность же восстановления, наоборот, является динамической, так как резко зависит от частоты изменения измеряемой величины, что иллюстрируется рис. 7-60.

Результирующая погрешность дискретного преобразования есть результат суммирования погрешностей квантования и восстановления, принимаемых независимыми.

Поэтому в дальнейшем будем рассматривать их отдельно, полагая при анализе погрешности восстановления, что погрешность квантования отсутствует и наоборот — при анализе погрешности квантования отсутствует погрешность восстановления и что впоследствии они могут быть просуммированы.

Основной особенностью погрешности восстановления является ее зависимость от выбранного способа восстановления. Действительно, при соединении точек на рис. 7-59 или 7-60 прямыми линиями или же кривыми будут допущены совершенно различные погрешности. Поэтому, указывая численное значение погрешности восстановления, нужно обязательно оговаривать способ восстановления.

Методы восстановления прежде всего подразделяются на экстраполяцию, интерполяцию и приближение. Экстраполяция — это предсказание, т. е. проведение кривой в данном интервале между отсчетами только по данным предыдущих (одного или нескольких) отсчетов. Например, при восстановлении кривой непосредственно во время измерений, когда данных о последующем от-

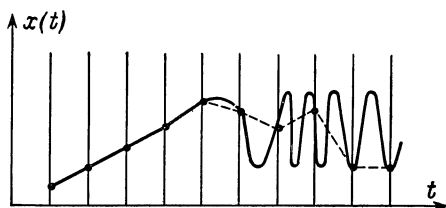


Рис. 7-60

счете, замыкающем данный интервал, еще нет, — это единственный способ восстановления.

**Интерполяция** — это восстановление кривой в данном интервале с использованием как предыдущего, так и последующего отсчетов (или нескольких отсчетов в соседних интервалах).

Оба эти приема восстановления предполагают, что полученные отсчеты являются точными, не содержат в себе случайных погрешностей и поэтому восстанавливаемая кривая должна проходить через все точки отсчетов.

При наличии многих отсчетов можно одновременно с восстановлением потребовать и усреднения случайных погрешностей отдельных отсчетов (подробнее см. гл. 30) и проводить плавную кривую в среднем по всей совокупности точек, не требуя, чтобы кривая проходила через каждую из точек. Такое восстановление называется **приближением** и может быть выполнено рядом упрощенных методов или по методу наименьших квадратов с помощью ЦВМ.

Экстраполяция и интерполяция на практике чаще всего осуществляются алгебраическими многочленами (полиномами) нулевой (постоянная величина)

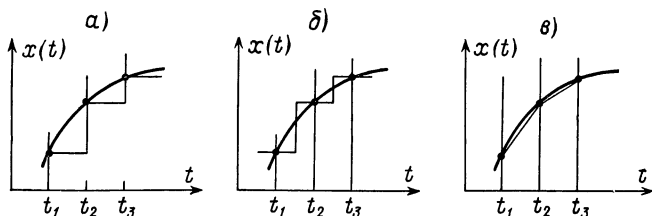


Рис. 7-61

и первой (линейно возрастающая или убывающая величина) степени. Примеры восстановления кривой этими полиномами приведены на рис. 7-61, где на рис. 7-61, а показана экстраполяция полиномом нулевой степени (так называемая ступенчатая экстраполяция), на рис. 7-61, б — ступенчатая интерполяция и на рис. 7-61, в — восстановление полиномом первой степени (линейная интерполяция).

Несмотря на кажущуюся примитивность таких методов восстановления кривых по дискретным данным в силу своей предельной простоты, именно они имеют наибольшее распространение на практике. Так, услышав утром по радио, что температура воздуха сегодня равна, например,  $-10^{\circ}\text{C}$ , мы, не задумываясь, распространяем это значение на весь сегодняшний день до тех пор, пока не получим завтра утром нового сообщения о температуре, т. е. поступаем именно в соответствии с кривой рис. 7-61, а. Недостаток этого способа восстановления состоит в том, что при монотонном изменении  $x(t)$  допускаются ошибки все время одного знака. Переход к ступенчатой интерполяции (рис. 7-61, б) позволяет примерно в два раза уменьшить эти ошибки.

Линейная интерполяция (рис. 7-61, в) позволяет резко уменьшить ошибки восстановления, но ее недостаток состоит в необходимости выполнения значительно более сложных математических операций (составление и решение уравнения прямой, проходящей через две точки), невозможности их проведения до тех пор, пока не получен последующий отсчет, и в необходимости иметь устройство памяти для сохранения значения предыдущего отсчета в виде, пригодном для проведения над отсчетами вычислительных операций. Эти операции могут, естественно, выполняться и автоматически с использованием как цифровой, так и аналоговой техники.

Полиномы более высоких порядков (второго, третьего и т. д.) практически не используются, так как требуют еще больших аппаратных затрат (запоминание двух, трех и более отсчетов, решение квадратных или кубических уравнений) и дают небольшое уменьшение погрешности восстановления по сравнению с линейной интерполяцией.

**Понятие восстанавливающей функции и теорема Котельникова.** Операция восстановления при передаче сигнала амплитудно-модулированными импульсами может выполняться просто путем сглаживания отсчетов линейным фильтром с надлежащим образом подобранной весовой функцией. Такая весовая функция называется *восстанавливающей функцией*.

Так, запоминание результата на некоторый период времени при ступенчатой экстраполяции можно представить как действие фильтра с весовой (восстанавливающей) функцией в виде прямоугольника. Линейная интерполяция может быть выполнена фильтром с треугольной весовой функцией и т. д.

Если результат дискретных измерений задан в виде последовательности амплитудно-модулированных импульсов, следующих с частотой  $f = \omega/2\pi$ , и если спектр измеряемого непрерывного процесса ограничен частотой  $f/2$  и поэтому не перекрывает нижней боковой полосы модулированного сигнала (см. рис. 7-45), то теоретически возможно точно восстановить измеряемый процесс с помощью

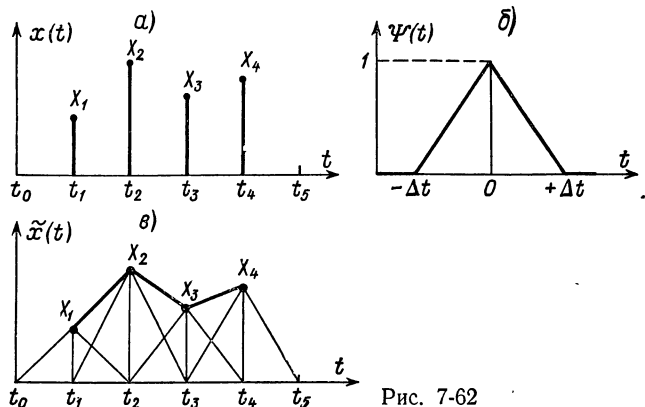


Рис. 7-62

идеального фильтра нижних частот. Такой фильтр, с полосой пропускания  $f/2$ , пропустил бы все спектральные составляющие процесса и в то же время устранил бы сигнал несущей частоты  $f$ , все ее гармоники и все боковые частоты, возникающие вокруг каждой гармоники. Весовая функция такого идеального фильтра, т. е. восстанавливающая функция данного способа восстановления, описывается выражением

$$\Psi(t) = \frac{\sin \omega t/2}{\omega t/2}$$

с бесконечной задержкой во времени, так как  $\Psi(t)$  существует при всех  $t \rightarrow \infty$ , а реакция фильтра на импульс не может начаться раньше прихода импульса. Вследствие бесконечной задержки этот способ восстановления не может применяться на практике, но в теории он играет большую роль при рассмотрении теоремы Котельникова.

Используя понятие восстанавливающей функции, процедуру восстановления непрерывной кривой по дискретным отсчетам легко описать математически.

Пусть нам даны дискретные отсчеты  $X_1, X_2, X_3, \dots$  функции  $x(t)$ , представленные на рис. 7-62, а, взятые через равные промежутки времени  $\Delta t$ , и задана восстанавливающая функция  $\Psi(t)$ , представленная на рис. 7-62, б, принимающая при  $t = 0$  значение  $\Psi(0) = 1$ , а при  $t < -\Delta t$  и  $t > +\Delta t$  равная нулю.

Если каждый из отсчетов  $X_1, X_2, X_3, \dots$  умножить на эту функцию, то получим треугольники, изображенные тонкими линиями на рис. 7-62, в, а сложив ординаты этих треугольников при всех значениях плавно изменяющегося  $t$ , получим восстановленную функцию  $\tilde{x}(t)$ , изображенную жирной кривой на рис. 7-62, в.

Полученная нами кривая  $\tilde{x}(t)$  есть результат восстановления кривой по дискретным отсчетам  $X_1, X_2, X_3, \dots$  методом линейной интерполяции. Поэтому функция вида рис. 7-62, б есть восстанавливающая функция линейной интерполяции, а процедура восстановления может быть формально описана математическим выражением вида

$$\tilde{x}(t) = \sum_{i=1}^{\infty} X(t_i) \Psi(t - t_i).$$

Подобные восстанавливающие функции могут быть подобраны для любых видов экстраполяции или интерполяции, а сами эти процессы описаны математическими выражениями, аналогичными приведенному.

Именно таким образом была в свое время доказана теорема Котельникова. Академик В. А. Котельников предложил в качестве восстанавливающей функции воспользоваться функцией вида

$$\Psi(t) = \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0 t},$$

график которой приведен на рис. 7-63. Эта функция замечательна тем, что в точке  $t = 0$  она (как и функция на рис. 7-62, б) принимает значение  $\Psi(0) = 1$ , а во

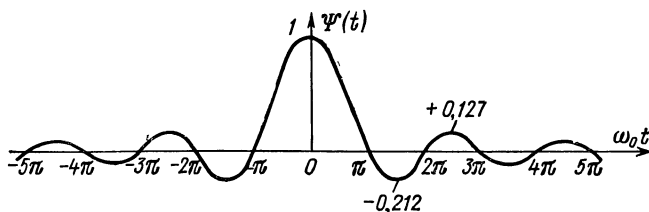


Рис. 7-63

всех точках соседних отсчетов, взятых с шагом  $\Delta t = \pi/\omega_0$ , проходит через нуль, т. е. она не изменяет значений этих отсчетов при использовании ее как восстанавливающей функции. Другим замечательным свойством этой функции является то, что она имеет равномерный спектр составляющих в полосе частот от  $\omega = 0$  до  $\omega = \omega_0$  и не имеет составляющих с частотами выше  $\omega_0$ . Поэтому кривая суммы любого числа таких функций, умноженных на конечное число дискретных отсчетов  $X_1, X_2, X_3, \dots$ , т. е. восстановленная кривая, будет также кривой со спектром, ограниченным высшей гармоникой, равной  $\omega_0$ , и не содержащей более высоких гармонических составляющих.

Что же касается частоты отсчетов, по которым производится восстановление (назовем эту частоту частотой дискретизации  $\omega_d$ ), то ее значение определяется из условия  $\Delta t = \pi/\omega_0$ , т. е. из условия получения не менее двух отсчетов на интервале  $2\pi/\omega_0$ , т. е. двух отсчетов на период наивысшей гармонической составляющей  $\omega_0$  восстанавливаемого сигнала.

Проведенный анализ и является основой доказательства теоремы Котельникова (или теоремы отсчетов), гласящей, что «через заданные точки  $X(t_i) = X(\pi i/\omega_0)$  можно провести только одну кривую  $\tilde{x}(t)$  со спектром, ограниченным высшей частотой  $\omega_0$ , и обратно: всякая функция  $x(t)$  со спектром, ограниченным частотой  $\omega_0$ , полностью определяется последовательностью отсчетов, следующих друг за другом с частотой  $\omega_d$ , в два раза большей верхней частоты  $\omega_0$  ее спектра».

Применяя теорему Котельникова к восстановлению синусоидальной функции, нужно помнить, что гармоническое колебание с частотой  $\omega_0$  — это предельный случай, когда весь спектр сигнала сосредоточен на допустимой границе с частотой  $\omega_0$ . Если при этом моменты отсчетов при  $n = 2$  располагаются по отношению к кривой процесса так, как это было показано выше на рис. 7-49, а, то кривая  $x(t)$  восстанавливается в соответствии с характеристикой 1 на



рис. 7-48, *в*, т. е. без погрешности. Но если отсчеты будут взяты не в моменты времени, показанные на рис. 7-49, *а*, а в другие моменты, то передача при  $n = 2$  будет происходить с погрешностью (рис. 7-48, *а*, *б*) вплоть до полного отсутствия передачи (рис. 7-49, *б*). При  $n > 2$  (хотя бы совсем немного больше) синусоидальная функция при достаточно длительном наблюдении восстанавливается по теореме Котельникова теоретически точно.

Если же кривая имеет не ограниченный частотой  $\omega_0$ , а бесконечный спектр, то теорема Котельникова к ней просто не применима. Реальные же процессы, возникающие или спадающие за конечное время, имеют именно бесконечный спектр. Погрешность восстановления, допускаемая в подобных случаях, не может быть определена на основании теоремы отсчетов, а должна находиться самостоятельным анализом этих конкретных случаев применительно к используемому методу восстановления.

**Динамическая погрешность восстановления при экстраполяции и интерполяции полиномами малых порядков** определяется из выражения для остаточного члена ряда Тейлора. Более наглядно можно найти погрешность, заменяя реальный закон изменения измеряемой величины между отсчетами полиномом более высокого порядка, т. е. считая изменение измеряемой величины линейным при ступенчатой экстраполяции и параболическим при линейной интерполяции. Тогда максимальная абсолютная погрешность при ступенчатой экстраполяции составит  $\Delta = x'(t) t_0$ , где  $t_0$  — интервал между отсчетами, причем погрешность достигнет максимума в конце интервала экстраполяции. При линейной интерполяции абсолютная погрешность  $\Delta$  определяется второй производной  $x''(t)$  процесса, характеризующей его кривизну. Как известно, парабола наиболее отклоняется от своей хорды в середине интервала интерполяции  $t_0$ . При этом абсолютная величина отклонения составляет

$$\Delta_m = \frac{x''(t) t_0^2}{8}. \quad (7-36)$$

Если задано не  $\Delta_m$ , а ее приведенное значение  $\gamma_m = \Delta_m/X_k$  (где  $X_k$  — предел измерения), то необходимый период отсчетов при равномерной дискретизации определяется как

$$t_0 \leq \sqrt{\frac{8X_k\gamma_m}{x''(t)_{\max}}}. \quad (7-37)$$

Так как (7-37) определяет  $t_0$  через максимальное значение погрешности  $\gamma_m$ , а кривизна процесса, а следовательно, и  $x''(t)$  на разных его участках могут быть различными, то в формулу (7-37) подставляется максимальное значение  $x''(t)_{\max}$ .

Полученное соотношение (7-37) ограничивает допустимое минимальное число  $n$  точек на каждый период  $T$ , например, синусоидального сигнала  $x(t)$ . При  $x(t) = X_k \sin \omega t$  текущая кривизна равна  $x''(t) = -\omega^2 X_k \sin \omega t$ , и ее максимальное значение  $x''(t)_{\max} = \omega^2 X_k$ . Отсюда необходимый период отсчетов

$$t_0 \leq \frac{1}{\omega_0} \sqrt{8\gamma_m} = \frac{T}{2\pi} \sqrt{8\gamma_m},$$

а число точек на период

$$n = \frac{T}{t_0} \geq \sqrt{\frac{\pi}{2\gamma_m}}.$$

Это соотношение приводит при разных допустимых значениях  $\gamma_m$  к значениям  $n$ , указанным в табл. 7-6.

Таким образом, для восстановления кривой синусоидального сигнала линейной интерполяцией по равномерно расположенным во времени дискретным точкам с максимальной погрешностью 1% необходимо 22 отсчета на каждый период, а в пределе при  $\gamma_m = 100\%$  это приводит к  $n = 2,2$  точки на период. Отсюда видно, что процедура линейной интерполяции хотя и уступает по эффективности

оптимальной процедуре Котельникова (две точки на период), но достаточно близка к ней.

**Специфические погрешности цифровых приборов** подразделяют на динамические погрешности первого и второго рода.

Динамической погрешностью первого рода принято считать погрешность, вызванную инерционностью импульсных средств измерений (например, фильтром на входе цифрового прибора). Анализ динамических свойств, вызывающих эти погрешности, ничем не отличается от приведенного выше анализа динамических свойств преобразователей непрерывного действия.

Специфическим случаем динамической погрешности первого рода можно считать погрешность усреднения, свойственную цифровым частотомерам, интегрирующим цифровым вольтметрам и другим приборам, дающим результат, пропорциональный не мгновенному, а среднему значению измеряемой величины за определенный промежуток времени — измерительный интервал  $T_{\text{изм}}$ .

Результат измерения, например число импульсов  $N$ , получаемый в момент времени  $t$ , можно выразить в виде

$$N(t) = \frac{S_0}{T_{\text{изм}}} \int_{t-T_{\text{изм}}}^t x(t) dt. \quad (7-38)$$

Поскольку операция усреднения линейна, ее можно условно представить линейным динамическим звеном. Легко понять, что весовая функция этого звена представляет собой прямоугольный импульс высотой 1 и длительностью  $T_{\text{изм}}$ . Действительно, если график  $x(t)$  имеет вид короткого «всплеска» единичной площадью, то результат измерения будет равен 1, если этот всплеск приходится на любую часть измерительного интервала, и нулю, если всплеск происходит за пределами измерительного интервала. По известным правилам (с помощью преобразования Фурье) из весовой функции можно получить и частотную характеристику звена (рис 7-64), соответствующего операции усреднения:

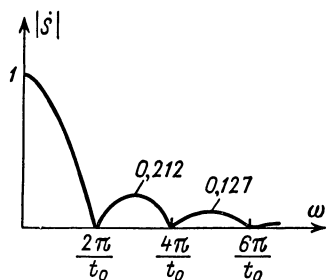


Рис. 7-64

$$|S(\omega)| = S_0 \frac{\sin \frac{\omega T_{\text{изм}}}{2}}{\frac{\omega T_{\text{изм}}}{2}}; \quad \varphi(\omega) = -\frac{\omega T_{\text{изм}}}{2}.$$

Последнее выражение соответствует постоянной задержке сигнала на  $T_{\text{изм}}/2$ , следовательно, для коррекции этой задержки результаты измерения усредняющими приборами следует относить к середине измерительного интервала (хотя получаются они всегда в конце интервала). Те же выражения для  $|S(\omega)|$  и  $\varphi(\omega)$  можно вывести и непосредственно из формулы (7-38), если вместо  $x(t)$  подставить  $\sin \omega t$ . Тогда получится

$$\begin{aligned} N(t) &= \frac{S_0}{T_{\text{изм}}} \int_{t-T_{\text{изм}}}^t \sin \omega t dt = -\frac{S_0}{\omega T_{\text{изм}}} [\cos \omega t - \cos \omega (t - T_{\text{изм}})] = \\ &= \frac{S_0}{\omega T_{\text{изм}}} 2 \sin \frac{\omega T_{\text{изм}}}{2} \sin \omega \left( t - \frac{T_{\text{изм}}}{2} \right). \end{aligned}$$

В последнем выражении сомножитель  $\sin \omega (t - T_{\text{изм}}/2)$  представляет собой входной сигнал, задержанный на  $T_{\text{изм}}/2$ , а остальные сомножители образуют  $|S(\omega)|$ . Еще один способ получения частотных характеристик усредняющего звена (с помощью операционной модели) описан в книге [174, стр. 234].

Замечательное свойство усредняющего звена состоит в том, что на всех частотах  $\omega \neq 0$ , при которых  $\sin \omega T_{\text{изм}}/2 = 0$  (т.е. в измерительный интервал укладывается целое число периодов сигнала), чувствительность  $|S(\omega)| = 0$  (рис. 7-64). Этим пользуются для борьбы с помехами. Так, при  $T_{\text{изм}} = 20$  мс устраняется влияние на результат измерения помехи 50 Гц и всех ее гармоник.

В области нижних частот при  $\omega T_{\text{изм}}/2 \leq \pi/2$  можно, воспользовавшись разложением  $\sin x = x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \dots$ , представить АЧХ усредняющего звена в виде ряда

$$|S(\omega)| = S_0 \left( 1 - \frac{\omega^2 T_{\text{изм}}^2}{24} + \dots \right),$$

из которого легко найти динамическую погрешность усреднения.

Динамическая погрешность второго рода возникает, когда результат измерения считается не в тот момент, когда он соответствует мгновенному значению измеряемой величины, а позже. Это типично для аналоговых и цифровых приборов программного уравнивания, в которых результат измерения обычно относят к концу цикла. Изменение измеряемой величины от момента уравнивания до момента считывания результата и образует динамическую погрешность второго рода.

# ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

## (принципы построения и разновидности элементарных измерительных преобразователей)

### Глава восьмая

## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН В ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ

### 8-1. ВХОДНЫЕ ДЕЛИТЕЛИ И ТРАНСФОРМАТОРЫ

**Резистивные делители** широко применяются в качестве пассивных масштабных преобразователей в электрических цепях приборов для измерения физических величин.

Схема простейшего делителя показана на рис. 8-1, а. Коэффициент передачи такого делителя

$$\mu = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_2/R_1}{1 + R_2/R_1} \quad (8-1)$$

определяется отношением сопротивлений входящих в него резисторов. Поэтому точность коэффициента деления определяется не точностью самих сопротивлений резисторов, а лишь точностью поддержания их отношения.

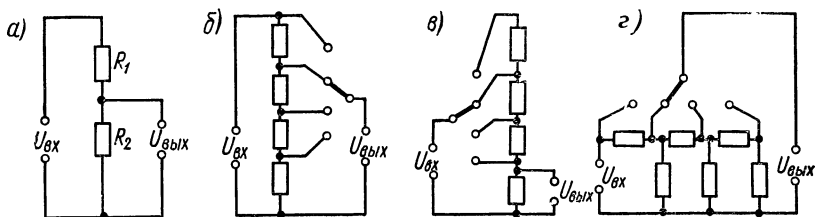


Рис. 8-1

Выражение (8-1) справедливо для случая, когда входное сопротивление  $r_i$  источника сигнала  $U_{вх}$  пренебрежимо мало, а сопротивление  $R_H$ , на которое нагружен делитель, достаточно велико. В противном случае вместо сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  в формулу (8-1) следует подставлять  $(R_1 + r_i)$  и  $(R_2 \parallel R_H)$ .

Если  $r_i$  и  $R_H$  постоянны, то их значения можно учесть при подборе сопротивлений резисторов  $R_1$  и  $R_2$ . Если же они непостоянны или неизвестны, то это может приводить к значительным погрешностям.

Во входных делителях находят применение как проволочные, так и непроволочные резисторы. Основные данные распространенных резисторов приведены в табл. 8-1 [140, 146, 256].

Если на вход резистивного делителя подается переменное напряжение достаточно высокой частоты или напряжение, содержащее высокочастотные гармо-

Таблица 8-1

Тип резистора		Диапазон сопротивления, Ом	Допустимая мощность, Вт	Допуск сопротивления, %	ТКС, $1 \cdot 10^{-4}/K$	Диапазон температур, °C
Непроволочные	МЛТ	$8,2-10^7$	0,125; 0,25; 0,5; 1; 2	$\pm 5$ ; $\pm 10$ ; $\pm 20$	$\pm 12$ $\pm (7 \div 10)$	От -60 до +25 От +25 до +120
	БЛП	$1-10^6$	0,1; 0,25; 0,5; 1	$\pm 0,5$ ; $\pm 1$	-2 - гр. А; -2,5 - гр. Б -1,2 - гр. А; -2 - гр. Б	От -60 до +25 От +25 до +100
	МГП	$10^5-5,1 \cdot 10^6$	0,5	$\pm 0,5$ ; $\pm 1$	$\pm 1$ - гр. А; $\pm 2$ - гр. Б	От -40 до +55
	С2-13	$1-10^6$	0,25; 0,5; 1	$\pm 0,1$ ; $\pm 0,2$ ; $\pm 0,5$ ; $\pm 1$ ; $\pm 2$ ; $\pm 5$	$\pm 0,75$ - гр. А; $\pm 1,5$ - гр. Б; $\pm 3$ - гр. В; $\pm 5$ - гр. Г; $\pm 6$ - гр. Д  $\pm 0,25$ - гр. А; $\pm 0,5$ - гр. Б; $\pm 1$ - гр. В; $\pm 2$ - гр. Г; $\pm 3$ - гр. Д	От -60 до +25  От +25 до +125
	С2-23	$24-10^7$	0,125; 0,25; 0,5; 1; 2	$\pm 1$ ; $\pm 2$ ; $\pm 5$ ; $\pm 10$ ; $\pm 20$	$\pm 12$ $\pm (7 \div 12)$	От -60 до +25 От +25 до +155
Проволочные	ПТМН	$1-10^6$	0,5; 1	$\pm 0,25$ ; $\pm 0,5$ ; $\pm 1$	$\pm (1 \div 1,5)$	От -60 до +125
	С5-5	$1-1,8 \cdot 10^6$	1; 2; 5; 8; 10	$\pm 0,05$ ; $\pm 0,1$ ; $\pm 0,2$ ; $\pm 0,5$ ; $\pm 1$ ; $\pm 2$ ; $\pm 5$	$\pm (0,5 \div 1,5)$	От -60 до +155
	С5-15	$10^2-10^6$	0,05	$\pm 0,05$ ; $\pm 0,1$ ; $\pm 0,2$ ; $\pm 0,5$ ; $\pm 1$ ; $\pm 2$ ; $\pm 5$	$\pm 1,5$	От -60 до +85
	МВС МВСТ	$10^4-10^7$	0,25-1	0,03-0,2	0,01	От -40 до +100

ники, то необходимо учитывать реактивные составляющие сопротивлений входящих в делитель резисторов. Влияние индуктивной составляющей комплексного сопротивления обычно невелико, что объясняется соответствующей конструкцией непроволочных резисторов и бифилярной намоткой высокочастотных проволочных резисторов. Емкостная же составляющая сопротивления может вносить заметную погрешность. Эту погрешность можно исключить, выравнивая постоянные времени резисторов делителя, для чего подбирают небольшие конденсаторы, включаемые параллельно этим резисторам. Использование подобной емкостной коррекции позволяет снизить частотную погрешность делителей до десятых долей процента для частот звукового диапазона при применении микропроволочных резисторов типа МВСГ и для частот вплоть до нескольких десятков мегагерц при использовании непроволочных резисторов [41].

Дальнейшее снижение частотной погрешности возможно при применении более сложных схем частотной коррекции, учитывающих неточность эквивалентной схемы замещения в виде параллельного включения сопротивления и паразитной емкости [267].

**Многоступенчатые резистивные делители** напряжения могут быть построены по-разному. Для примера на рис. 8-1 показаны схемы широко применяемых последовательных (рис. 8-1, б и в) и лестничного делителей (рис. 8-1, г) с переключением входного (рис. 8-1, в) или выходного (рис. 8-1, б и г) зажимов. В случае необходимости поддержания постоянства входного и выходного сопротивлений применяют Т-образные и П-образные делители, в которых сопротивления всех трех резисторов для каждого предела рассчитываются исходя из требуемого коэффициента деления и заданных значений входного и выходного сопротивлений делителя.

Таблица 8-2

Материал		Начальная магнитная проницаемость, $\times 10^3$ $\mu/\mu_0$	Максимальная проницаемость, $\times 10^3$ $\mu/\mu_0$	Коэффициентная сила, А/м	Индукция насыщения, Т	Удельное сопротивление, Ом · м	Плотность, $10^3$ кг/м <sup>3</sup>
Электротехническая сталь	Э31	0,25	5,5	45	1,94	$5 \cdot 10^{-7}$	7,65
	Э47	0,60	10	20	1,9	$6 \cdot 10^{-7}$	7,55
	Э320	0,80	30	10	2,0	$5 \cdot 10^{-7}$	7,65
Пермаллой	79НМ	20—30	120—160	1—2	0,85	$5,5 \cdot 10^{-7}$	7,6
	50НП	—	50—80	10—30	1,5	$4,5 \cdot 10^{-7}$	8,2
	68НМП	—	500—800	1—3	1,3	$4,7 \cdot 10^{-7}$	8,5
	50КФА	0,5—1,2	20—30	30—50	2,35	$3,4 \cdot 10^{-7}$	8,15
Феррит	М6000	4,8—7,2	8—10	8	0,47	0,5	5,1
	М2000	1,5—2,5	3—4	16	0,5	0,5	4,8
	2000	1,8—2,4	6—10	8	0,25	10	5,2
	400	0,35—0,5	0,7—1	64	0,23	50	4,6
	НЦ-400	0,36—0,44	0,6—0,77	64	0,30	10	—

**Конденсаторные делители** могут быть построены по тем же схемам, что и резистивные, но применяются, как правило, на более высоких частотах — от единиц килогерц до сотен мегагерц [41]. Особенностью таких делителей является зависимость их входного и выходного сопротивлений от частоты.

**Входные трансформаторы** используются на звуковых и ультразвуковых частотах как для гальванической развязки, так и для согласования входного и выходного сопротивлений и введения масштабного коэффициента.

Обмотки трансформаторов для частот до 200 кГц выполняют из одножильного медного изолированного провода, а для частот от 200 кГц до 2 МГц — из литцендрата, состоящего из ряда отдельных изолированных друг от друга жил, соединенных электрически между собой на выводах катушки. На более высоких частотах применяют неизолированный серебрённый медный провод.

Сердечники трансформаторов, работающих на частотах ниже 100 кГц, могут выполняться из шихтованной электротехнической стали или пермаллоя. Широкое применение находят ферритовые сердечники, которые могут работать на частотах, значительно превышающих 100 кГц. В табл. 8-2 приведены характеристики некоторых ферромагнитных материалов, используемых при изготовлении катушек индуктивности и трансформаторов [207].

Для уменьшения погрешностей, вносимых трансформатором, следует уменьшать активные потери в первичной и вторичной обмотках, уменьшать потери в сердечнике, увеличивать индуктивность холостого хода и взаимосвязь между обмотками. Наибольшее значение коэффициента связи между обмотками (0,99995 и более) достигается при использовании тороидальных сердечников и при намотке первичной и вторичной обмоток виток к витку из заранее скрученных жгутов изолированного провода [256]. Погрешность масштабных преобразователей на основе трансформаторов и автотрансформаторов с тесной индуктивной связью может быть снижена до 0,01—0,001% в диапазоне частот 1 кГц — 1 МГц [41, 256].

## 8-2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Измерительные усилители используются для повышения чувствительности приборов для измерения физических величин. В отличие от усилителей неравновесия приборов уравнивания, которые должны обеспечивать заданный порог чувствительности, основным требованием, предъявляемым к измерительным усилителям, является стабильность коэффициента усиления.

Измерительные усилители могут усиливать либо непосредственно сигнал, соответствующий измеряемой величине, либо несущий сигнал, модулированный измеряемой величиной. Во втором случае относительная ширина полосы усиливаемых частот оказывается, как правило, много уже. Это дает возможность, в частности, применять входные и выходные трансформаторы, не ухудшая частотных характеристик аппаратуры. Кроме того, узкополосный усилитель нетрудно сделать нечувствительным к напряжениям наводок определенных частот (например, 50 или 400 Гц).

Коэффициент усиления усилителя зависит от параметров элементов, составляющих усилитель, и изменяется при изменении напряжения питания, температуры окружающей среды и других внешних условий. В настоящее время не составляет труда стабилизировать напряжение питания и тем самым повысить точность, стабильность коэффициента усиления. Однако при этом исключается лишь одна из составляющих погрешности. Устранить так же просто другие причины нестабильности коэффициента усиления, вызванные, например, температурной нестабильностью или старением входящих в усилитель транзисторов, не представляется возможным. Однако существует ряд способов снижения суммарной погрешности усилителя.

В первую очередь это электрическая градуировка усилителя или, точнее, проверка коэффициента усиления перед измерением или во время измерения. В некоторых конструкциях измерительных усилителей, выпускаемых промышленностью, периодическое подключение градуировочного устройства производится автоматически.

Одним из радикальных способов повышения стабильности усиления является введение в усилитель глубокой отрицательной обратной связи (ООС). Используя нестабильный усилитель с большим запасом коэффициента усиления и применяя стабильную цепь обратной связи, можно получить усиление с весьма малой погрешностью (см. § 6-1).

Так как колебания коэффициента усиления (от изменения напряжения источников питания, температуры, старения и смены транзисторов и т. п.) обычно весьма значительны ( $\pm 20\%$  и более), то существенного увеличения стабильности измерительных усилителей можно достигнуть только при больших значениях глубины обратной связи ( $K\beta \gg 20 \div 100$ ). Предельно возможная глубина отрицательной обратной связи  $K\beta$  ограничивается самовозбуждением усилителя и для усилителей переменного тока не превосходит обычно нескольких сотен.

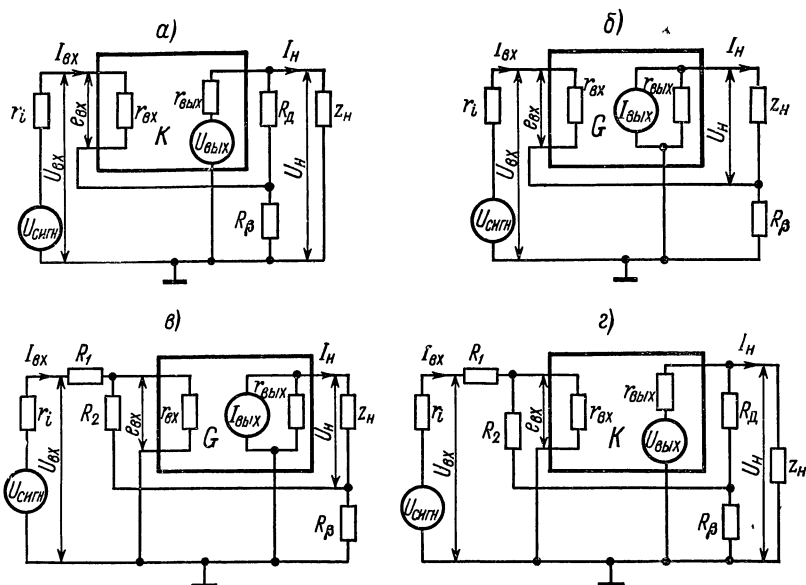


Рис. 8-2

Следует помнить о том, что значительного повышения стабильности усилителя можно достигнуть лишь при выполнении цепи обратной связи из более стабильных элементов, чем элементы, применяемые в цепях самого усилителя. При наличии в цепи обратной связи нестабильных элементов (угловые сопротивления,  $p$ - $n$ -переходы полупроводниковых приборов и т. д.) введение отрицательной обратной связи не повышает стабильности усилителя, а приводит только к многократному уменьшению коэффициента усиления.

**Разновидности ООС.** Существуют различные виды обратной связи (рис. 8-2). По способу формирования сигнала обратной связи различают обратную связь по напряжению (рис. 8-2, а, в), когда сигнал обратной связи пропорционален напряжению на нагрузке, и обратную связь по току (рис. 8-2, б, г), когда сигнал обратной связи пропорционален току в нагрузке. По способу суммирования входного сигнала и сигнала обратной связи различают последовательную обратную связь (суммируются напряжения — рис. 8-2, а, б) и параллельную (суммируются токи — рис. 8-2, в, г). В табл. 8-3 приведены основные соотношения для параметров усилителей с различными типами обратных связей. При выводе этих соотношений предполагалось, что  $R_\beta \ll r_{вх}$ ;  $R_\beta \ll R_d$ ;  $R_\beta \ll |z_n|$ ;  $R_d \gg |z_n|$  (рис. 8-2, где  $R_d$  — дополнительный резистор в цепи ООС). В противном случае следует учитывать шунтирование резистора  $R_\beta$  входной цепью усилителя, непо-



средственную передачу части входного сигнала на выход через резистор  $R_3$  и изменение нагрузки усилителя за счет цепи обратной связи.

Отрицательная обратная связь по току стабилизирует отношение выходного тока усилителя ко входному напряжению. Это отношение по аналогии с коэффициентом усиления мы назовем проводимостью усиления (иногда применяют термин «крутизна»). Коэффициент передачи цепи обратной связи для такого усилителя имеет размерность сопротивления и поэтому обозначен в табл. 8-3 символом  $r_\beta$ .

Знак «минус» в формулах для  $K_{o.c}$  и  $G_{o.c}$  в табл. 8-3 говорит о том, что усилитель инвертирует фазу входного напряжения.

Приведенные в табл. 8-3 формулы для коэффициента и проводимости усиления усилителя с обратной связью показывают, что, пользуясь общим соотношением (6-1)  $K_{o.c} = K/(1 + K\beta)$ , необходимо учитывать уменьшение коэффициента усиления усилителя за счет ослабления сигнала в его входной и выходной цепях.

**Практические схемы измерительных усилителей** переменного тока весьма разнообразны и определяются как схемами усилительных каскадов, так и схе-

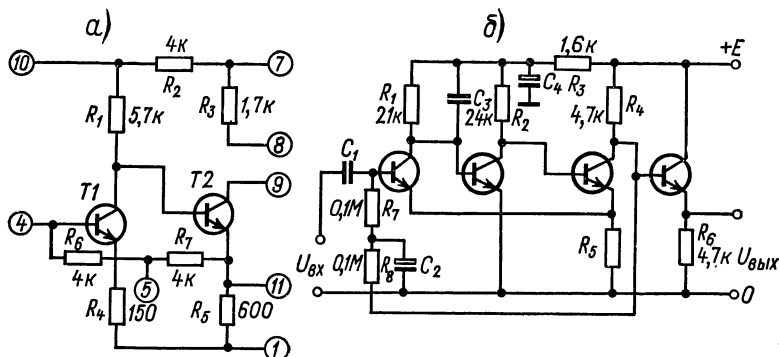


Рис. 8-3

мами межкаскадных связей. С целью уменьшения количества элементов и расширения частотной полосы транзисторные усилители часто выполняют с гальваническими связями между каскадами. Стабилизация режимов транзисторов достигается при этом благодаря общей ООС по постоянному току. В качестве примеров подобных усилителей на рис. 8-3 приведены схемы двух- и трехкаскадного усилителей.

Усилитель по схеме рис. 8-3, а выпускается в виде серийной интегральной схемы 1УС221. В этом усилителе содержатся два усилительных каскада на транзисторах  $T1$  и  $T2$ , причем база второго транзистора присоединена непосредственно к коллектору первого. ООС по постоянному току осуществляется через резисторы  $R_6$  и  $R_7$ . Для того чтобы эта обратная связь не уменьшала коэффициента усиления по переменному току, нужно включить конденсатор между выводами 1 и 5 или 1 и 11 усилителя. Нагрузкой второго каскада усилителя может быть внешний резистор, или внутренний резистор  $R_3$  (в последнем случае выводы 8 и 9 соединяются между собой), или трансформатор, первичная обмотка которого присоединяется к выводам 7 и 9. При использовании резистора  $R_3$  коэффициент усиления усилителя без введения дополнительных навесных элементов лежит в диапазоне 400—2400. При устранении ООС по переменному току (путем включения конденсатора между выводами 1 и 5 или 1 и 11) коэффициент усиления возрастает до нескольких тысяч. При использовании параллельной ООС по переменному току усиливаемое напряжение необходимо подавать на вход через дополнительный резистор, задающий глубину ООС ( $R_1$  на рис. 8-2, в и г).

Усилитель по схеме рис. 8-3, б [155] содержит три усилительных каскада и выходной эмиттерный повторитель. Обратная связь по постоянному току осуществляется через резисторы  $R_7$ ,  $R_8$ . (Конденсатор  $C_2$  устраняет ООС по пере-

Таблица 8-3

Тип ООС	Коэффициент передачи		Коэффициент $\beta$ или сопротивление $r_\beta$ пере- дачи цепи обратной связи	Коэффициент $K_{o.c}$ или проводимость $G_{o.c}$ усиления замкнутого усилителя	Входное сопротивление замкнутого усилителя $R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}}$	Выходное сопроти- вление замкнутого усилителя $R_{вых} = -\frac{dU_H}{dI_H}$
	входной цепи $\mu_{вх} = \frac{e_{вх}}{U_{сигн}}$ (при $R_\beta = 0$ )	выходной цепи $\mu_{вых}$				
Последова- тельная по напря- жению (рис. 8-2, а)	$\frac{r_{вх}}{r_{вх} + r_i}$	$\frac{U_H}{U_{вых}} = \frac{z_H}{z_H + r_{вых}}$	$\beta = \frac{R_\beta}{R_\beta + R_H}$	$K_{o.c} = \frac{K\mu_{вх}\mu_{вых}}{1 + K\mu_{вх}\mu_{вых}\beta}$	$r_{вх} (1 + K\mu_{вх}\beta)$	$\frac{r_{вых}}{1 + K\mu_{вх}\beta}$
Последова- тельная по току (рис. 8-2, б)		$\frac{I_H}{I_{вых}} = \frac{r_{вых}}{r_{вых} + z_H}$	$r_\beta = R_\beta$	$G_{o.c} = \frac{G\mu_{вх}\mu_{вых}}{1 + G\mu_{вх}\mu_{вых}r_\beta}$	$r_{вх} (1 + G\mu_{вх}r_\beta)$	$r_{вых} (1 + G\mu_{вх}r_\beta)$
Параллель- ная по току (рис. 8-2, в)	$\frac{R_2 \parallel r_{вх}}{R_1' + R_2 \parallel r_{вх}}$ ( $R_1' = R_1 + r_i$ )	$\frac{U_H}{U_{вых}} = \frac{z_H}{z_H + r_{вых}}$	$r_\beta = R_\beta \frac{R_1'}{R_2}$	$G_{o.c} = \frac{G\mu_{вх}\mu_{вых}}{1 + G\mu_{вх}\mu_{вых}r_\beta}$	$R_1' + \frac{R_2}{1 + G\mu_{вх}\mu_{вых}R_1'}$ $+ r_{вх} \parallel$	$\frac{r_{вых}}{1 + K\mu_{вх}\beta}$
Параллель- ная по на- пряжению (рис. 8-2, г)		$\frac{U_H}{U_{вых}} = \frac{z_H}{z_H + r_{вых}}$	$\beta = \frac{R_\beta}{R_\beta + R_H} \frac{R_1'}{R_2}$	$K_{o.c} = \frac{K\mu_{вх}\mu_{вых}}{1 + K\mu_{вх}\mu_{вых}\beta}$	$R_1' + r_{вх} \parallel \frac{R_2}{1 + K\mu_{вх}\beta R_1'}$	$\frac{r_{вых}}{1 + K\mu_{вх}\beta}$

менному току). Стабилизирующая коэффициент усиления ООС по переменному току осуществляется через резистор  $R_5$ . В данном случае это последовательная ООС по напряжению ( $\beta \approx R_5/R_4$ ). Конденсатор  $C_3$  введен в усилитель для устранения самовозбуждения на высоких частотах, низкочастотный фильтр  $R_3 - C_4$  сглаживает пульсации в напряжении питания первых двух каскадов. В усилителе по схеме рис. 8-3, б, изменяя коэффициент обратной связи  $\beta$ , можно получать коэффициент усиления от 70 до 1000, что соответствует петлевому усилению  $K\beta = 150 \div 15$ .

Другие методы повышения стабильности коэффициента усиления, использующие более сложные структуры усилителей, находят применение тогда, когда простая одноконтурная отрицательная обратная связь не позволяет достигнуть требуемого результата.

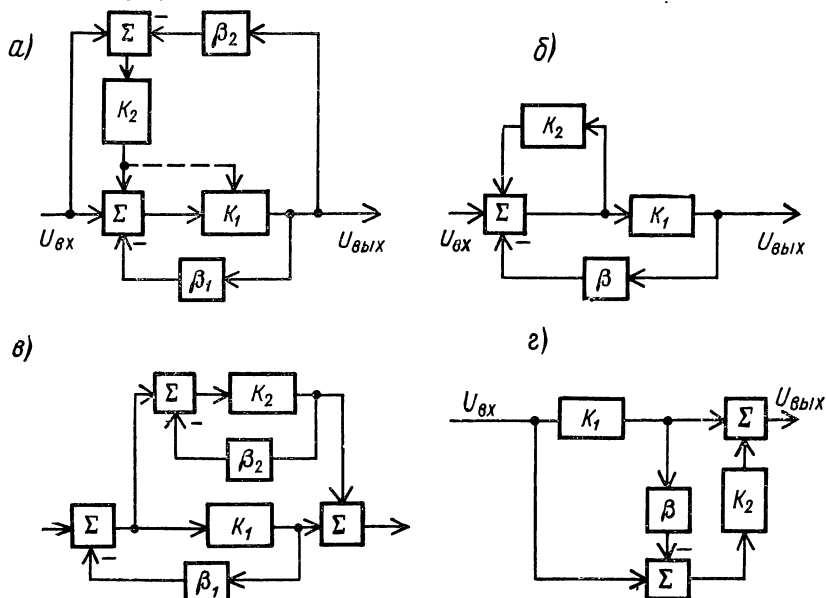


Рис. 8-4

Как уже говорилось выше, величина петлевого усиления в усилителе с ООС (и соответственно степень подавления погрешности прямой цепи усилителя) ограничена самовозбуждением усилителя. Кроме того, даже если самовозбуждение отсутствует, в усилителе с ООС возможны подъемы амплитудно-частотной характеристики на низких и высоких частотах. В результате входной сигнал на этих частотах будет усиливаться со значительными погрешностями.

На рис. 8-4 показаны структурные схемы усилителей [41], которые в ряде случаев позволяют повысить стабильность коэффициента усиления по сравнению с усилителем, охваченным простой ООС.

В усилителе по рис. 8-4, а, кроме обычной ООС ( $\beta_1$ ), содержится второй контур обратной связи, включающий в себя делитель  $\beta_2$  и усилитель  $K_2$ , на входе которого суммируются входной сигнал и сигнал с делителя  $\beta_2$ .

Коэффициент усиления с учетом обоих контуров обратной связи в данном случае определится выражением

$$K_{\Sigma} = \frac{1}{\beta_2} \frac{1 + \frac{1}{K_1 K_2}}{1 + \frac{1}{K_1 K_2 \beta_2} + \frac{\beta_1}{K_2 \beta_2}}. \quad (8-2)$$

Таким образом, при  $K_2\beta_2 \gg 1$  коэффициент усиления усилителя определяется коэффициентом обратной связи второго контура  $\beta_2$ . В отличие от обычного усилителя с ООС, где сигнал обратной связи всегда вычитается из входного сигнала, здесь сигнал с выхода усилителя  $K_2$  вычитается из входного сигнала  $U_{вх}$ , если  $K_1\beta_2 > 1 + K_1\beta_1$ , складывается со входным сигналом, если  $K_1\beta_2 < 1 + K_1\beta_1$ , или вообще равен нулю, если  $K_1\beta_2 = 1 + K_1\beta_1$ .

Сигнал с выхода усилителя  $K_2$  иногда не суммируют со входным сигналом, как рассматривалось выше, а используют его для изменения коэффициента усиления усилителя  $K_1$  (штриховая линия на рис. 8-4, а).

В усилителе по рис. 8-4, б повышение стабильности коэффициента усиления достигается благодаря введению дополнительного усилителя  $K_2$  с коэффициентом усиления, близким к единице. Коэффициент усиления усилителя оказывается равным

$$K_{\Sigma} = \frac{K_1}{1 - K_2 + K_1\beta}. \quad (8-3)$$

Таким образом, если  $K_2 = 1$ , то  $K_{\Sigma} = 1/\beta$ , и, следовательно, коэффициент усиления усилителя по рис. 8-4, б не будет зависеть от  $K_1$ . На практике в качестве усилителя  $K_2$  может быть применен эмиттерный или катодный повторитель, коэффициент передачи которого близок к единице.

Усилитель, структура которого показана на рис. 8-4, в, содержит, кроме основного усилителя  $K_1$  с цепью обратной связи  $\beta_1$ , еще дополнительный усилитель  $K_2$  с цепью обратной связи  $\beta_2$ , на вход которого подается сигнал неравномерности основного усилителя. Суммарный коэффициент усиления

$$K_{\Sigma} = \frac{1}{\beta_1} \left[ 1 - \frac{1 + K_2(\beta_2 - \beta_1)}{(1 + K_1\beta_1)(1 + K_2\beta_2)} \right]. \quad (8-4)$$

Если выполнить соотношение  $\beta_2 = \beta_1 - 1/K_2$ , то суммарный коэффициент усиления не будет зависеть от изменения коэффициента усиления  $K_1$ . При  $K_1 = \infty$   $K_2 = K$  и  $\beta_1 = \beta_2 = \beta$  получим:

$$K_{\Sigma} = \frac{1}{\beta} \left[ 1 - \frac{1}{(1 + K\beta)^2} \right]. \quad (8-5)$$

В усилителе, структура которого показана на рис. 8-4, г, вообще отсутствуют обратные связи, и поэтому не возникает проблемы устойчивости. Разность входного сигнала и сигнала цепи  $\beta$  здесь подается на второй усилитель, выходное напряжение которого суммируется с напряжением с выхода основного усилителя. Суммарный коэффициент усиления определится соотношением

$$K_{\Sigma} = K_1 + (1 - K_1\beta) K_2. \quad (8-6)$$

Если предположить, что  $\beta = 1/K_0$  и  $K_1 = K_0(1 + \delta_1)$ ,  $K_2 = K_0(1 + \delta_2)$ , то из (8-6) получим:

$$K_{\Sigma} = K_0(1 - \delta_1\delta_2).$$

Следовательно, суммарная погрешность в данном случае равна произведению погрешностей обоих усилителей, и если  $\delta_1 \ll 1$  и  $\delta_2 \ll 1$ , она будет значительно меньше погрешности любого из двух усилителей. Если первый усилитель  $K_1$  охватить собственной ООС с коэффициентом обратной связи  $\beta_1$ , а второй усилитель  $K_2$  — ООС с коэффициентом  $\beta_2$ , то получим структуру, коэффициент передачи которой определяется выражением

$$K_{\Sigma} = \frac{1}{\beta} \left[ 1 - \frac{1 + K_1(\beta_1 - \beta) + K_2(\beta_2 - \beta) - K_1K_2(\beta_1 - \beta)(\beta_2 - \beta)}{(1 + K_1\beta_1)(1 + K_2\beta_2)} \right]. \quad (8-7)$$

Анализируя формулы (8-2) — (8-7), нетрудно показать, что погрешности усилителей по схемам рис. 8-4, вызванные нестабильностью значений  $K_1$  и  $K_2$ , могут быть сделаны достаточно малыми.

В литературе описаны также более сложные структуры высокостабильных усилителей, сведения о которых можно найти, например, в работе [41].

### 8-3. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С БОЛЬШИМ ВХОДНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

Ряд преобразователей (фотоэлектрические, ионизационные, пьезоэлектрические, преобразователи рН-метров со стеклянным электродом) обладает весьма большим выходным сопротивлением, достигающим  $10^8$ — $10^{10}$  Ом. При работе с такими преобразователями входное сопротивление усилителя должно быть еще выше — порядка  $10^{10}$ — $10^{13}$  Ом.

Для достижения столь высоких входных сопротивлений первый каскад усилителя приходится выполнять по специальным схемам, которые принято называть электрометрическими.

**Ламповые электрометрические каскады** могут быть построены с использованием специальных электрометрических ламп или некоторых обычных вакуумных ламп в электрометрическом режиме. Для получения большого входного

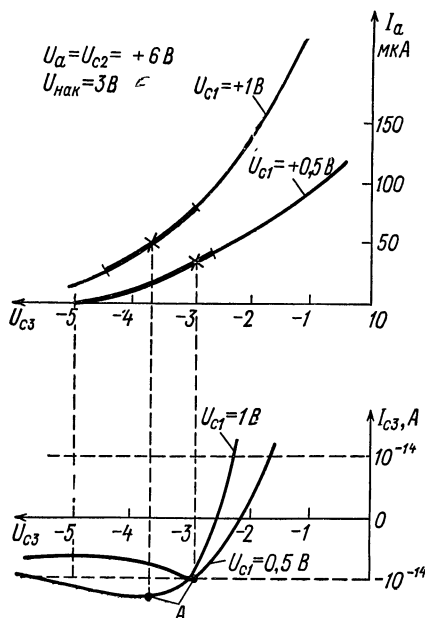


Рис. 8-5

сопротивления промежутка сетка — катод лампы должны быть приняты все возможные меры по уменьшению сеточного тока. При отрицательном потенциале сетки, большем 2—3 В, электронный ток сетки практически отсутствует и вся проводимость промежутка сетка — катод обусловлена ионным током и сопротивлением утечки изоляции. В электрометрическом режиме напряжение накала снижают до 3—4 В вместо 6,3 В, а напряжение анода — до 10—12 В для исключения фотоэффекта (от освещения сетки накаливаемым катодом) и ионизации (анодное напряжение выполняют ниже потенциала ионизации). Входные цепи электрометрических каскадов необходимо монтировать на высококачественных изоляторах. У специальных электрометрических ламп управляющую сетку присоединяют к отдельному выводу, влияющему в стекло верхней части баллона.

В электрометрическом режиме характеристики анодного и сеточного токов приобретают вид кривых рис. 8-5, из которых следует, что входное сопротивление лампы в точке максимума отрицательного тока сетки (точка А) равно бесконечности и быстро падает

при уменьшении отрицательного потенциала сетки  $U_{c3}$ . Исходя из этого, напряжения смещения выбирают равным 3—4 В и в качестве рабочего участка используют участки характеристики, показанные на рис. 8-5 жирной линией.

На рис. 8-6, а изображен параллельно-симметричный электрометрический усилитель, выполненный на двойной электрометрической лампе типа 2Э2П. Рабочий участок характеристики этой лампы от —1,8 до —5 В, сеточный ток порядка  $(2 \div 3) \cdot 10^{-15}$  А, внутреннее сопротивление  $r_i = 200 \div 300$  кОм, коэффициент усиления  $\mu = 1 \div 1,2$  и крутизна  $S = 4 \div 6$  мкА/В.

Общим недостатком электрометрических каскадов является малый коэффициент усиления. Так, вследствие очень малой крутизны лампы каскад по схеме рис. 8-6, а может работать лишь на чувствительный гальванометр или на последующий усилитель.

В этом отношении преимуществами обладает схема рис. 8-6, б, где в качестве управляющей используется вторая сетка, а третья сетка — экранная. Благодаря малому анодному напряжению динаatronный эффект отсутствует, крутизна возрастает до 300—450 мкА/В, а усиление каскада составляет 30—40.

В таком электрометрическом режиме можно использовать даже сверхминиатюрные лампы (6Ж1Б, 6Ж2Б), которые при нормальном включении обладают большими сеточными токами.

**Транзисторные усилители с большим входным сопротивлением** могут содержать ламповые входные каскады или специальные транзисторные входные каскады. В последнем случае часто используют эмиттерные или истоковые повторители.

На рис. 8-7, а приведена схема повторителя, обеспечивающего  $r_{вх} = 1,4 \times 10^{10}$  Ом [279]. Входная проводимость повторителя складывается из проводимости резистора смещения и проводимостей база — эмиттер и база — коллектор входного транзистора. Как видно из рис. 8-7, а, резистор смещения в данном усилителе имеет очень большое сопротивление ( $2 \cdot 10^{10}$  Ом), вследствие чего первый транзистор работает при весьма малых коллекторных токах. Для подобного усилителя следует выбирать транзисторы, коэффициент усиления которых не слишком мал при малых коллекторных токах.

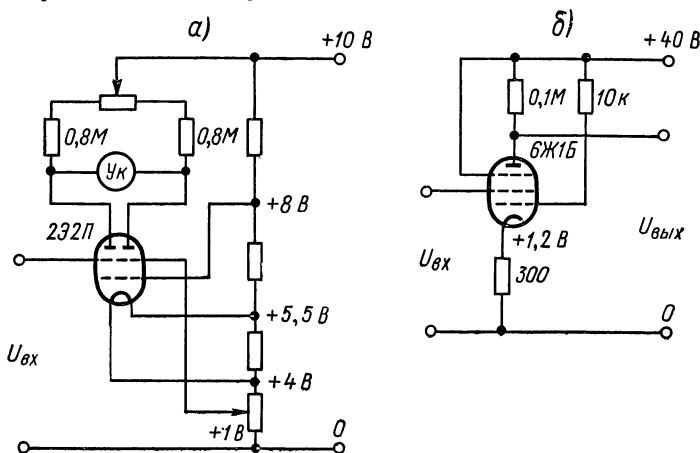


Рис. 8-6

Для уменьшения проводимости через промежуток база — эмиттер в усилителе по рис. 8-7, а используется последовательное включение трех каскадов, работающих в режиме повторения. Для уменьшения проводимости через промежуток база — коллектор коллекторные выводы двух первых каскадов усилителя присоединены к выходу повторителя. Поскольку коэффициент передачи повторителя близок к единице, то напряжение на коллекторах этих транзисторов «следит» за изменениями входного напряжения. Поэтому напряжение между базой и коллектором входного транзистора всегда мало, что и обеспечивает малые токи утечки через его переход.

На рис. 8-7, б показана схема повторителя, обеспечивающего входное сопротивление порядка  $1,5$  МОм при малых шумах (приведенное ко входу напряжение шумов составляет  $2-3$  мкВ в диапазоне частот  $10$  Гц —  $20$  кГц) [155]. В этом повторителе для уменьшения составляющих входного тока не только через промежуток база — коллектор, но и через промежуток база — эмиттер входного транзистора и через резистор смещения применен тот же метод, заключающийся в уменьшении разности потенциалов путем подачи выходного напряжения в соответствующие точки входной цепи.

В усилителе, схема которого приведена на рис. 8-7, в, для увеличения входного сопротивления использован полевой транзистор с  $p-n$ -переходом. Напряжение, снимаемое со стока этого транзистора ( $T1$ ), усиливается трехкаскадным усилителем, построенным на биполярных транзисторах  $T3-T6$ . Постоянное напряжение с выхода усилителя через резистор  $R_6$  и эмиттерный повторитель  $T2$



подается на исток транзистора  $T1$ . Таким образом образуется цепь отрицательной обратной связи по постоянному току, стабилизирующая режимы каскадов. Напряжение обратной связи по переменному току, также поступающее на исток транзистора  $T1$  через повторитель  $T2$ , определяется резистивным делителем  $R_3 - R_4$ . Резистор смещения  $R_1$  для увеличения входного сопротивления присоединен через диод  $D1$  к выходу делителя обратной связи. Усилитель по схеме 8-7, в выпускается в виде отдельной интегральной схемы 2УС263 (в нее не входят резистор  $R_1$  и конденсаторы  $C_1, C_2, C_4$ ). Коэффициент усиления усилителя составляет  $300 \pm 10\%$  в диапазоне температур окружающей среды от  $-60$  до  $+70^\circ \text{C}$ . Входное сопротивление усилителя превышает 10 МОм, частотный диапазон 6 Гц — 100 кГц.

Еще более высокое входное сопротивление можно получить, применяя во входных каскадах усилителей полевые транзисторы с изолированным затвором (МДП-транзисторы), собственное входное сопротивление которых достигает величины порядка  $10^{12}$ — $10^{14}$  Ом.

#### 8-4. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

При построении электрических приборов для измерения физических величин часто возникает необходимость усиления медленно меняющихся сигналов. В этом случае применяют усилители, частотная характеристика которых не имеет спада на низких частотах, — так называемые усилители постоянного тока.

В усилителях постоянного тока отсутствуют межкаскадные разделительные конденсаторы или трансформаторы. Поэтому выходное напряжение в таком усилителе определяется не только входным сигналом, но и нестабильностью режимов каскадов по постоянному току. Величину сигнала, которую требуется подать на вход усилителя, чтобы выходное напряжение было равно нулю, называют смещением нуля усилителя. Нестабильность смещения нуля, называемая дрейфом нуля, является важнейшей характеристикой усилителя постоянного тока. На выходе усилителя изменение сигнала, вызванное дрейфом нуля, воспринимается как соответствующее изменение входного сигнала, что приводит к возникновению аддитивной погрешности измерительного усилителя. Поэтому при построении измерительного усилителя постоянного тока приходится заботиться не только о стабильности коэффициента усиления, но также и о снижении дрейфа нуля усилителя.

**Усилители с симметричными каскадами.** Наиболее распространенным методом снижения дрейфа нуля усилителей постоянного тока является применение симметричных каскадов. Такие каскады содержат пары усилительных элементов — ламп или транзисторов, соединенных таким образом, что суммарный дрейф нуля каскада равен разности дрейфов входящих в него усилительных элементов. В качестве примера на рис. 8-8 показана схема параллельно-симметричного каскада, выпускаемого в виде отдельной интегральной схемы 1УТ221. Выходное напряжение этого каскада, снимаемое с коллекторов транзисторов  $T1$  и  $T2$ , пропорционально разности напряжений, приложенных к базам этих транзисторов. Если характеристики транзисторов  $T1$  и  $T2$  одинаковы, то, например, изменение температуры окружающей среды приведет к одинаковому изменению коллекторных напряжений этих транзисторов и, следовательно, выходное напряже-

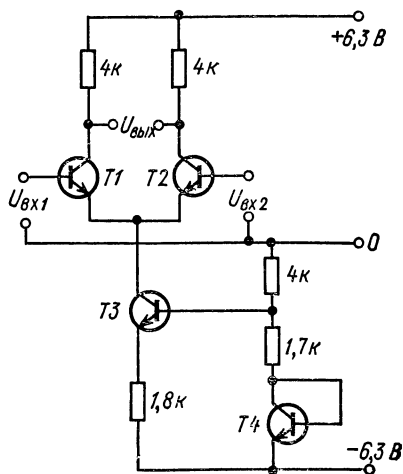


Рис. 8-8



ние каскада, равное разности коллекторных напряжений, не изменится. Транзистор  $T3$  в усилителе по схеме рис. 8-8 является стабилизатором суммарного тока транзисторов  $T1$  и  $T2$ , что позволяет уменьшить влияние общего сигнала, прикладываемаемого одновременно к обоим входам каскада, на выходное напряжение. Диод, образованный из транзистора  $T4$ , обеспечивает стабильность коллекторного тока транзистора  $T3$  при изменении температуры окружающей среды.

Температурный дрейф нуля симметричных каскадов усилителей, выполненных по интегральной технологии, составляет величину порядка  $5\text{--}20$  мкВ/К.

Входные токи симметричных каскадов отличны от нуля. Замыкаясь через источники выходных сигналов, входные токи создают падения напряжения на внутренних сопротивлениях этих источников, что приводит к дополнительному смещению нуля усилителя. Соответственно нестабильность входных токов может вызвать дополнительный дрейф нуля усилителя. Если входные токи по обоим входам усилителя одинаковы, то для устранения смещения нуля, вызванного этими токами, достаточно выполнить одинаковыми эквивалентные сопротивления внешних цепей, присоединенных ко входам. Однако в реальном усилителе входные токи обычно несколько различаются, что снижает эффективность подобного метода уменьшения дрейфа нуля.

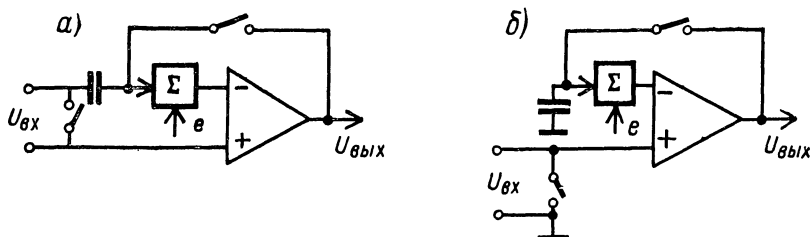


Рис. 8-9

**Коррекция дрейфа нуля.** Для исключения погрешности от дрейфа нуля усилителя применяют периодическую коррекцию этого дрейфа.

На рис. 8-9 показаны структуры усилителей с периодической коррекцией дрейфа нуля. На рис. 8-9 и далее усилитель постоянного тока обозначен треугольником, причем знаком «—» помечен инвертирующий вход усилителя (при увеличении напряжения на этом входе выходное напряжение усилителя уменьшается), а знаком «+» — неинвертирующий вход. Для наглядности на рис. 8-9 напряжение дрейфа показано в виде внешней э. д. с.  $e$ , приложенной через сумматор к одному из входов усилителя.

Схема, показанная на рис. 8-9, а, известна под названием схемы Принца. Здесь во время коррекции дрейфа нуля замыкаются два ключа, один из которых шунтирует вход усилителя, а второй соединяет инвертирующий вход с выходом усилителя. При этом конденсатор во входной цепи заряжается до напряжения  $U_{\text{вых}} = eK/(1 + K)$ . В дальнейшем, когда ключ размыкается, напряжение на конденсаторе вычитается из входного сигнала, так что эквивалентное напряжение дрейфа на входе оказывается равным  $e' = e - eK/(1 + K) = e/(1 + K)$ . Конденсатор должен иметь такую емкость, чтобы в промежутке между двумя операциями коррекции отсутствовал заметный его перезаряд входным током усилителя.

Следует заметить, что схема Принца, равно как и схема, показанная на рис. 8-9, б не корректирует дрейфа нуля, вызванного входными токами усилителя.

В усилителе по схеме рис. 8-9, б напоминающий конденсатор присоединен между инвертирующим входом и общей шиной, а входное напряжение подается относительно общей шины на неинвертирующий вход. В процессе коррекции, так же как и в схеме Принца, конденсатор заряжается до напряжения  $eK/(1 + K)$ , и затем это напряжение вычитается из входного сигнала.

Недостатком усилителей с периодической коррекцией дрейфа является прерывистый режим работы, так как на время коррекции усилитель отключается от

источника входного сигнала. Для того чтобы обеспечить непрерывное усиление входного сигнала, иногда включают параллельно два усилителя, работающих попеременно: когда один усилитель корректируется, другой усиливает входной сигнал, и наоборот.

**Усилители МДМ.** Радикальным методом борьбы с дрейфом нуля при непрерывном усилении входного сигнала является преобразование входного медленно меняющегося напряжения в переменное напряжение с последующим усилением и фазочувствительным выпрямлением этого переменного напряжения. Получающийся таким образом усилитель часто называют усилителем со структурой МДМ (модулятор, усилитель переменного тока, демодулятор). Методы построения модуляторов и демодуляторов будут рассмотрены в § 8-6 и 8-7. Здесь только отметим, что температурный дрейф нуля усилителей МДМ может быть снижен до величины 0,1—0,2 мкВ/К, что на 1—2 порядка меньше дрейфа нуля усилителей постоянного тока, выполненных на симметричных каскадах.

Частота коммутации модулятора и демодулятора в усилителях МДМ чаще всего не превышает нескольких единиц или десятков килогерц. Дело в том, что при увеличении частоты коммутации увеличивается дрейф нуля модулятора, а следовательно, и усилителя в целом. Постоянная времени фильтра нижних частот, устанавливаемого на выходе демодулятора, определяется исходя из условия сглаживания выбросов выходного напряжения, возникающих в моменты коммутации модулятора, и обычно значительно превышает период напряжения коммутации. В результате полоса пропускания усилителей МДМ обычно не превышает нескольких сотен герц.

**Комбинированные усилители постоянного тока.** В настоящее время известно несколько вариантов структур комбинированных усилителей постоянного тока, содержащих в своем составе два усилителя, один из которых — усилитель МДМ. Подобные усилители имеют такую же широкую полосу пропускания, как у усилителей с непосредственными связями, и почти такой же низкий дрейф нуля, как у усилителя МДМ. Некоторые варианты подобных структур приведены на рис. 8-10.

Усилитель по схеме рис. 8-10, а содержит два параллельных тракта, один из которых включает в себя усилитель МДМ и усиливает постоянную составляющую входного напряжения, а второй содержит усилитель переменного тока и усиливает переменную составляющую входного сигнала. Общая обратная связь  $\beta$  стабилизирует коэффициент усиления и устраняет выбросы амплитудно-частотной характеристики в том диапазоне частот, где перекрываются полосы пропускания усилителя МДМ и усилителя переменного тока.

В комбинированном усилителе, схема которого показана на рис. 8-10, б, дополнительный усилитель  $K_2$  включен во входную цепь основного усилителя. Для этой структуры приведенный к выходу дрейф нуля будет равен

$$U'_{\text{вых}} = e_1 \frac{K_1}{1 + K_1\beta_1 + K_1K_2\beta_1} + e_2 \frac{K_1K_2}{1 + K_1\beta_1 + K_1K_2\beta_1}, \quad (8-8)$$

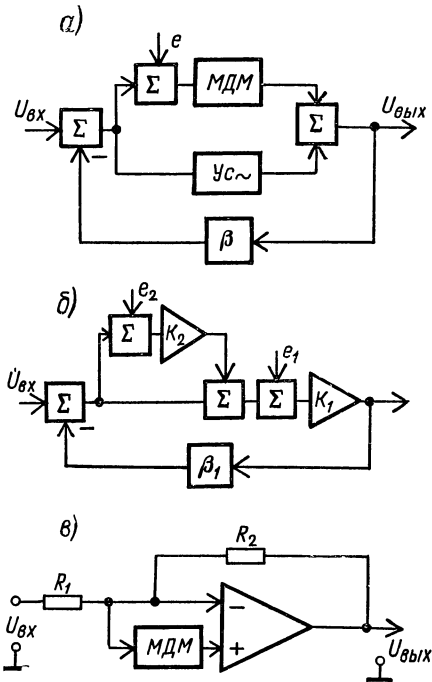


Рис. 8-10

где  $e_1$  и  $e_2$  — напряжения дрейфа нуля соответственно на входах основного ( $K_1$ ) и вспомогательного ( $K_2$ ) усилителей. Равенство (8-8) показывает, что в данном случае дрейф нуля усилителя в целом будет определяться в основном дрейфом вспомогательного усилителя, который целесообразно выполнять по схеме МДМ. Один из возможных вариантов реализации структуры 8-10, б приведен на рис. 8-10, в.

Для построения качественных усилителей постоянного тока могут применяться также схемы, приведенные на рис. 8-4. Ранее, в § 8-2 эти схемы были рассмотрены с позиций уменьшения погрешностей измерительных усилителей переменного тока. Нетрудно показать, что если выполнить в этих структурах усилитель  $K_1$  по схеме усилителя постоянного тока с непосредственными связями, а усилитель  $K_2$  — по схеме МДМ, то в результате получим комбинированный усилитель, дрейф нуля которого определяется в основном дрейфом усилителя  $K_2$ , а полоса пропускания — частотными характеристиками усилителя  $K_1$ .

## 8-5. НЕКОТОРЫЕ ПРИМЕНЕНИЯ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Развитие интегральной электроники привело к тому, что при построении электронных цепей электрических приборов для измерения различных физических величин проектировщик часто имеет дело не с отдельными элементами, а уже с готовыми функциональными узлами. В частности, в аналоговых электронных цепях в настоящее время широко применяются операционные усилители в интегральном исполнении. Операционными усилителями при этом называют усилители постоянного тока, имеющие коэффициент усиления порядка нескольких тысяч или десятков тысяч, с согласованными уровнями постоянного напряжения на их входах и выходах.

**Операционные усилители с резистивными обратными связями.** На рис. 8-11 показаны некоторые типичные применения операционных усилителей, охваченных цепями резистивной обратной связи.

Усилитель с параллельной ООС по напряжению по схеме рис. 8-11, а может применяться как масштабный преобразователь. Если коэффициент усиления и входное сопротивление операционного усилителя весьма велики, то коэффициент усиления усилителя с подобной обратной связью определяется соотношением  $K_{o.c} = -R_2/R_1$ . Более точное значение коэффициента усиления можно найти, воспользовавшись соответствующей формулой из табл. 8-3,

$$K_{o.c} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{K} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{r_{вх}} \right) \left( 1 + \frac{r_{вых}}{r_n} \right)}. \quad (8-9)$$

Резистор  $R_3$  в усилителе по схеме рис. 8-11, а предназначен для коррекции дрейфа нуля, вызванного входными токами усилителя. Если входные токи усилителя одинаковы, то сопротивление корректирующего резистора  $R_3$  следует устанавливать равным  $R_1 \parallel R_2 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ .

Усилитель по схеме рис. 8-11, б содержит цепь последовательной ООС по напряжению. Подобная ООС увеличивает входное сопротивление усилителя (см. § 8-2). Коэффициент усиления в данном случае при условии, что  $R_2 \gg (R_4 + R_5)$ , определяется соотношением

$$K_{o.c} = \frac{R_4 + R_5}{R'_4 + R_5} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right). \quad (8-10)$$

Здесь и далее в этом параграфе при выводе формул предполагается, что входное сопротивление и коэффициент усиления применяемых операционных усилителей весьма велики и при приближенных расчетах могут считаться равными бесконечности.

Как видно из формулы (8-10), коэффициент усиления усилителя по рис. 8-11, б может регулироваться изменением положения движка переменного резистора  $R_4$ , изменяющего соотношение между сопротивлениями  $R'_4$  и  $R''_4$ .

Усилитель по схеме рис. 8-11, а может применяться для алгебраического суммирования нескольких напряжений. Напряжение на его выходе определяется соотношением

$$U_{\text{вых}} = \left( U_3 + U_4 \frac{R_3}{R_6} \right) \frac{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_5}}{1 + \frac{R_3}{R_6} + \frac{R_3}{R_4}} - U_1 \frac{R_2}{R_1} - U_2 \frac{R_2}{R_5}. \quad (8-11)$$

Подобный усилитель можно использовать, например, для усиления напряжения с выходной диагонали мостовой измерительной цепи. При этом одна вер-

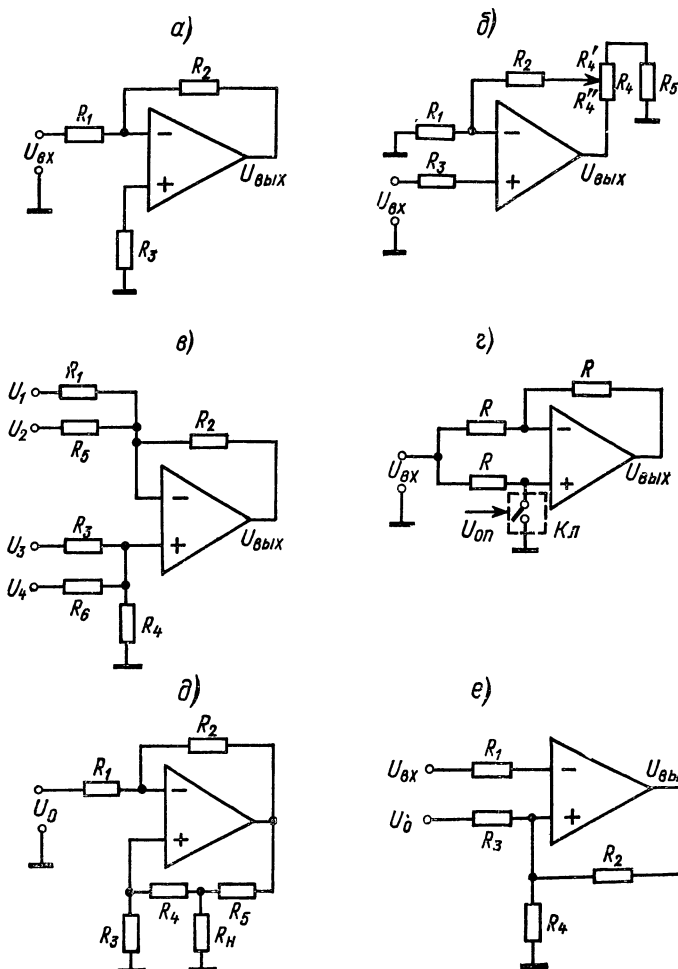


Рис. 8-11

шина моста заземляется, на противоположную подается напряжение питания, а две другие вершины моста присоединяются ко входам усилителя, например к резисторам  $R_1$  и  $R_3$ . Для этого случая резисторы  $R_5$  и  $R_6$  из схемы исключаются

и выполняется соотношение  $R_1 R_4 = R_2 R_3$ . В результате получаем:

$$U_{\text{вых}} = (U_3 - U_1) \frac{R_2}{R_1}.$$

Усилитель по схеме рис. 8-11, *г* может применяться в качестве двухполупериодного фазочувствительного выпрямителя. Для этого необходимо, чтобы ключ *Кл*, входящий в состав этого усилителя, периодически замыкался и размыкался в такт с изменением опорного (коммутирующего) напряжения  $U_{\text{оп}}$ . При этом выходное напряжение будет изменять знак, оставаясь по абсолютной величине равным входному напряжению.

Усилители по схемам рис. 8-11, *а*, *б* и *г* могут применяться в качестве стабилизаторов напряжения. Если входное напряжение и сопротивления резисторов цепей обратной связи в этих усилителях стабильны, то будет стабильно и выходное напряжение. При этом усилитель по рис. 8-11, *г* позволяет изменять полярность стабилизируемого напряжения путем переключения ключа *Кл*. Достоинством стабилизаторов на основе операционных усилителей является очень малое выходное сопротивление.

Усилители по схемам рис. 8-11, *а* и *б* могут также использоваться в качестве стабилизаторов тока. Нагрузку при этом следует включать на место резистора  $R_2$ , так как ток в этой ветви не зависит от сопротивления  $R_2$  и определяется входным напряжением и сопротивлением  $R_1$ .

Схема стабилизатора тока с заземленной нагрузкой показана на рис. 8-11, *д*. В стабилизаторе по рис. 8-11, *д* ток через нагрузку определяется соотношением  $I_n = \frac{U_0}{R_3} \left( 1 + \frac{R_4}{R_5} \right)$  при условии, что  $\frac{R_3}{R_1} = \frac{R_4 + R_5}{R_3}$ .

Иногда находят применение операционные усилители с положительной обратной связью. Пример подобного усилителя, применяемого в качестве амплитудного дискриминатора, показан на рис. 8-11, *е*. При увеличении входного напряжения дискриминатор срабатывает (напряжение на выходе меняется с  $U_{\text{вых}}^+$  на  $U_{\text{вых}}^-$ ) по достижении уровня

$$U'_{\text{вх}} = U_0 \frac{R_4 \parallel R_2}{R_3 + R_4 \parallel R_2} + U_{\text{вых}}^+ \frac{R_3 \parallel R_4}{R_2 + R_3 \parallel R_4}, \quad (8-12)$$

где  $U_{\text{вых}}^+$  и  $U_{\text{вых}}^-$  — величины положительного и отрицательного напряжения на выходе усилителя при его работе в режиме ограничения. При уменьшении входного напряжения уровень срабатывания дискриминатора (переход с  $U_{\text{вых}}^+$  на  $U_{\text{вых}}^-$ ) определяется соотношением

$$U''_{\text{вх}} = U_0 \frac{R_4 \parallel R_2}{R_3 + R_4 \parallel R_2} - U_{\text{вых}}^- \frac{R_3 \parallel R_4}{R_2 + R_3 \parallel R_4}. \quad (8-13)$$

Ширина петли гистерезиса характеристики дискриминатора, таким образом, будет равна

$$U'_{\text{вх}} - U''_{\text{вх}} = \frac{R_3 \parallel R_4}{R_2 + R_3 \parallel R_4} (U_{\text{вых}}^+ + U_{\text{вых}}^-). \quad (8-14)$$

Некоторые схемы операционных усилителей с частотно-зависимыми обратными связями показаны на рис. 8-12. Дифференцирующий усилитель по схеме рис. 8-12, *а* применяется в тех случаях, когда необходимо получить выходное напряжение пропорциональное скорости изменения входного напряжения. Для этого усилителя  $U_{\text{вых}} = -R_2 C dU_{\text{вх}}/dt$ .

На рис. 8-12, *б* показана схема интегрирующего усилителя, напряжение на выходе которого в момент времени  $t$  будет равно

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{R_1 C} \int_{t_0}^t U_{\text{вх}} dt + U_0,$$

где  $U_0$  — напряжение на выходе усилителя в исходный момент времени  $t_0$ .

Дифференцирующие и интегрирующие усилители применяются при построении приборов для измерения механических величин, связанных между собой дифференциальными зависимостями (путь, скорость, ускорение), а также для интегрирования сигналов преобразователей (индукционные, электролитические, химотронные), выходная величина которых пропорциональна производной от естественной входной величины (перемещения).

Приведенные выше выражения для выходного напряжения дифференцирующего и интегрирующего усилителей являются приближенными.

Если же учесть конечные значения входного и выходного сопротивлений и коэффициента усиления усилителя, то окажется, что напряжение на выходе интегрирующего усилителя равно напряжению на выходе простейшей интегрирующей  $RC$ -цепи, на вход которой подано напряжение  $KU_{вх}$  и постоянная времени которой равна  $(1 + K) R_1 C$ . Это обуславливает погрешность интегрирования низ-

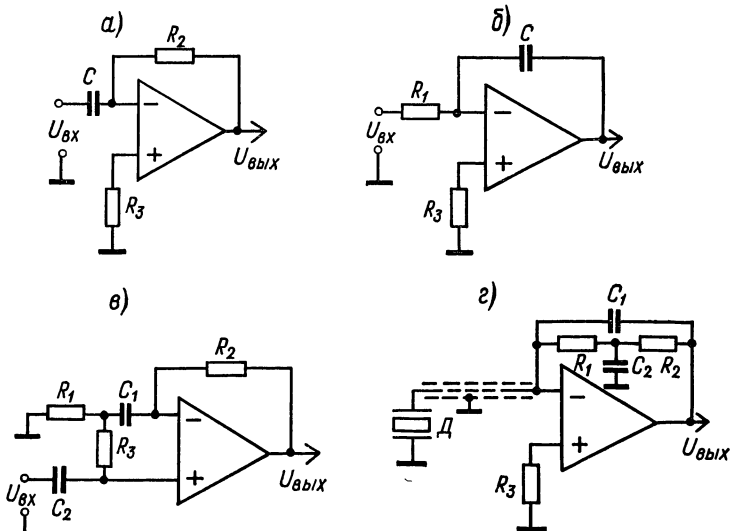


Рис. 8-12

кочастотных напряжений. Кроме того, интегрирующий усилитель обладает погрешностью на высоких частотах, которая возникает вследствие уменьшения его коэффициента усиления на этих частотах.

На основе операционного усилителя могут быть также построены усилители переменного тока. Пример подобного усилителя показан на рис. 8-12, в. Резистор  $R_2$  в этом усилителе обеспечивает стабилизацию режима усилителя за счет глубокой обратной связи по постоянному току. Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  — разделительные, они не пропускают постоянное напряжение и представляют весьма малое сопротивление для переменного сигнала в диапазоне рабочих частот. Коэффициент усиления усилителя по переменному току с учетом обратной связи равен  $1 + R_2/R_1$ . Присоединение неинвертирующего входа усилителя через резистор  $R_3$  не к земле, а к резистору  $R_1$  обеспечивает увеличение эквивалентного входного сопротивления усилителя.

В некоторых случаях целесообразно применение усилителей переменного тока с параллельной обратной связью, имеющих низкое входное сопротивление. На рис. 8-12, г показана схема интегрирующего усилителя переменного тока, используемого для работы с пьезоэлектрическим датчиком. Низкое входное сопротивление усилителя позволяет исключить погрешности датчика, вносимые нестабильной емкостью линии, соединяющей датчик с усилителем. Поскольку неинвертирующий вход усилителя с параллельной обратной связью находится

практически под потенциалом земли, то это почти полностью устраняет влияние на выходное напряжение усилителя емкостей, шунтирующих датчик. В результате выходное напряжение усилителя оказывается равным произведению  $qC_1$ , где  $q$  — электрический заряд, генерируемый датчиком.

## 8-6. АМПЛИТУДНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ

В настоящем параграфе рассматриваются модуляторы, применяемые в усилителях МДМ, т. е. устройства, предназначенные для преобразования медленно меняющегося напряжения в амплитудно-модулированное переменное напряжение с подавленной несущей частотой.

На рис. 8-13 приведены наиболее распространенные схемы построения модуляторов. Ввиду того что измерительные усилители типа МДМ, как правило, содержат цепи отрицательной обратной связи, в схемах модуляторов на рис. 8-13 показаны два входа, на один из которых подается усиливаемое напряжение, а на

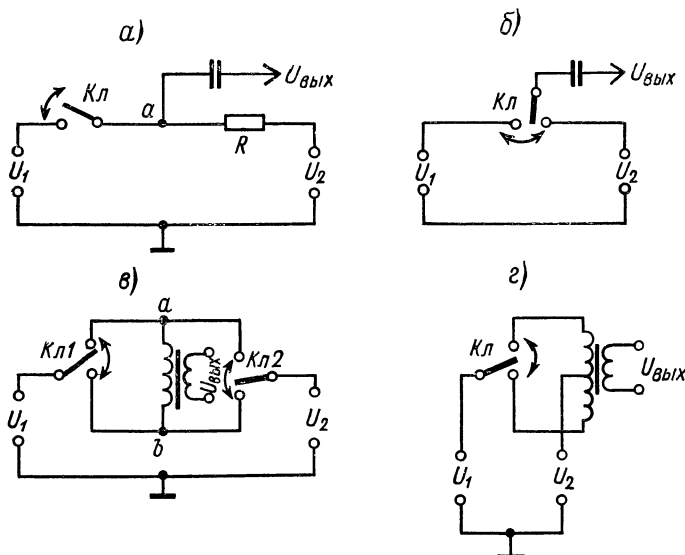


Рис. 8-13

другой — напряжение последовательной ООС. В случае когда необходимо преобразовать только одно входное напряжение, источник этого напряжения присоединяется к любому из двух входов модулятора, а зажимы другого входа при этом соединяются накоротко. Ключи, входящие в схемы модуляторов, могут быть как контактными, так и бесконтактными.

В модуляторе по схеме рис. 8-13, а ключ *Кл* периодически замыкается и размыкается. Когда ключ замкнут, в точку *a* подается напряжение источника  $U_1$ , когда разомкнут, — напряжение  $U_2$ . Этот модулятор является модулятором с последовательным ключом для источника  $U_1$  и модулятором с параллельным ключом для источника  $U_2$ . Выходное напряжение модулятора снимается между точкой *a* и общим проводом через разделительный конденсатор (как показано на рис. 8-13, а) или через трансформатор.

Если модулятор работает на холостом ходу (весьма велико входное сопротивление усилителя, к которому присоединен модулятор), то его выходное напряжение (амплитуда переменной составляющей) будет равно

$$U_{вых} = \frac{1}{2} (U_1 - U_2) \frac{R(r_p - r_s)}{(R + r_s)(R + r_p)},$$

где  $r_3$  и  $r_p$  — соответственно сопротивление ключа в замкнутом и разомкнутом состояниях. Наибольший коэффициент передачи этот модулятор будет иметь в случае, если сопротивление  $R$  равно среднему геометрическому значению сопротивлений замкнутого и разомкнутого ключа. Если ключ  $Kл$  идеален, т. е. его сопротивление в замкнутом состоянии равно нулю ( $r_3 \ll R$ ), а в разомкнутом — бесконечности ( $r_p \gg R$ ), то коэффициент передачи модулятора, оцениваемый как отношение амплитуды выходного напряжения к разности входных напряжений, будет равен 0,5.

Модулятор по схеме рис. 8-13, б содержит один переключающий ключ, подключающий к выходу то напряжение  $U_1$ , то напряжение  $U_2$ . Для этого модулятора на холостом ходу

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{2} (U_1 - U_2) \frac{r_p - r_3}{r_p + r_3}.$$

Его коэффициент передачи в случае идеального ключа также будет равен 0,5.

В модуляторе по схеме рис. 8-13, в имеются два переключающих ключа, которые периодически подают на выход (точки  $a$  и  $b$ ) то прямую, то инвертированную разность напряжений  $U_1$  и  $U_2$ . Если ключи  $Kл1$  и  $Kл2$  близки к идеальным, то коэффициент передачи модулятора по схеме рис. 8-13, в будет равен 1. Выход этого модулятора не заземлен — отсоединен от общего провода. Поэтому ко входу усилителя модулятор присоединяется через трансформатор. Если использовать дифференциальный усилитель, то можно обойтись и без трансформатора, присоединяя выходные зажимы модулятора (точки  $a$  и  $b$ ) к двум входам усилителя через разделительные конденсаторы.

В модуляторе по схеме рис. 8-13, г используется трансформатор со средней точкой, что позволяет по сравнению со схемой рис. 8-13, в исключить переключающий  $Kл2$ .

В практических схемах модуляторов находят применение как электромеханические переключатели, так и бесконтактные ключи, построенные с применением биполярных и полевых транзисторов, диодов, фоторезисторов, магниторезисторов и т. д.

**Модуляторы с электромеханическими ключами** выполняются на основе вибропреобразователей или реле с магнитоуправляемыми контактами. Получаемые таким образом ключи близки к идеальным: их сопротивление в замкнутом состоянии обычно менее  $10^{-1}$  Ом, а в разомкнутом — более  $10^{10}$  Ом.

Для контактных модуляторов типичны весьма малые значения смещения и дрейфа нуля, которые в данном случае обусловлены электрическими и электромагнитными наводками, а также паразитными термо-э. д. с., возникающими во входной цепи. Для уменьшения наводок стремятся конструировать контактный модулятор таким образом, чтобы разнести цепи возбуждения и цепи переключения, а также применяют различные экраны. Частоту коммутации вибропреобразователя часто выбирают некротной частоте промышленной сети, и сетевые наводки затем отфильтровывают. Для уменьшения термоэлектрических помех выполняют контактную цепь из материалов с малыми термо-э. д. с., используют специальные припои, выравнивают температуру различных участков цепи с помощью тепловых экранов. Все эти меры позволяют получить у лучших образцов контактных модуляторов порог чувствительности порядка нескольких сотых долей микровольта. Описание ряда отечественных и зарубежных вибропреобразователей и усилителей на их основе можно найти в работах [5, 23]. Характеристики некоторых отечественных вибропреобразователей приведены в табл. 8-4.

Недостатком контактных модуляторов является относительно низкая частота коммутации, обычно не превышающая нескольких сотен герц, и малый срок службы.

**Модуляторы с транзисторными ключами** в этом смысле превосходят контактные модуляторы, но уступают им по величине дрейфа нуля. Дрейф нуля модуляторов, содержащих обычные биполярные транзисторы, обусловлен главным образом наличием нестабильных остаточных э. д. с. открытых транзисторов и нестабильных остаточных токов закрытых транзисторов. С целью уменьшения влияния остаточных э. д. с. используют инверсное включение транзисторов



Таблица 8-4

Модель	Напря- жение питания В	Мощ- ность питания, В · А	Рабочая частота, Гц	Дрейф нуля, мкВ/ч	Шум, мкВ	Рабочая темпе- ратура, °С	Срок службы, ч
ВЗК-01	6,3	0,2	84	0,01	0,01	От +15 до +35	500
ВЗК-02	6,3	0,2	133	0,005	0,002	От +15 до +35	—
ВП-34	6,3	0,3	50	10	30	От 0 до +60	—
ВПС-1	6,3	0,2	20—450	0,5	1	От +10 до +50	2 000
ВПЗ-01	6,3	0,3	50	0,3	5	От 0 до +60	10 000

(управление по переходу база — коллектор), а также применяют компенсированные ключи, в которых остаточная э. д. с. одного транзистора компенсируется остаточной э. д. с. другого транзистора. Применение кремниевых транзисторов дает возможность уменьшить составляющую дрейфа, вызванную остаточным током.

Компенсация остаточных э. д. с. будет тем полнее, чем ближе друг к другу характеристики транзисторов, входящих в компенсированный ключ. Наилучшие результаты в этом отношении достигаются при применении планарных транзисторов, образованных в одном полупроводниковом кристалле одним и тем же технологическим процессом. Так, например, компенсированный ключ 1КТО11, выпускаемый в виде отдельной интегральной схемы, содержащей два планарных кремниевых  $n - p - n$ -транзистора с общим коллекторным выводом, обеспечивает в открытом состоянии остаточное напряжение не более 50—150 мкВ (ток утечки закрытого ключа не более 10 нА).

Напряжение коммутации транзисторных модуляторов обычно имеет форму меандра и подается, как правило, через разделительный трансформатор. Частота этого напряжения может лежать в диапазоне от нескольких десятков и сотен герц до нескольких килогерц или десятков килогерц. Ток базы открытого транзистора выбирается исходя из условия получения минимума остаточной э. д. с. и остаточного сопротивления. Практически величина этого тока лежит в диапазоне 0,3—1,5 мА. Напряжение на базе закрытого транзистора стремятся сделать равным нулю — это уменьшает амплитуду выбросов напряжения, возникающих на выходе модулятора в момент его переключения.

Температурный дрейф остаточной э. д. с. открытого транзистора лежит в диапазоне  $\pm (5 \div 7)$  мкВ/К, что и определяет температурный дрейф модулятора с некомпенсированным ключом. У модуляторов с компенсированными ключами температурный дрейф нуля значительно меньше и составляет обычно величину порядка 0,2—1 мкВ/К, причем для температур ниже 20—25° С этот дрейф обычно больше, чем для температур выше 20—25° С.

При сопротивлении источника сигнала не выше 100 Ом модуляторы на биполярных транзисторах имеют порог чувствительности порядка 1 мкВ и меньше. Если сопротивление источника сигнала имеет порядок нескольких килоом, то порог чувствительности увеличивается до величины примерно 10 мкВ в диапазоне температур до 40—50° С для германиевых транзисторов и до 70—80° С для кремниевых. Дальнейшее увеличение сопротивления источника приводит к еще большему возрастанию порога чувствительности за счет дрейфа нуля, вызванного остаточными токами закрытых транзисторов. Для примера на рис. 8-14, а показана схема модулятора на  $n - p - n$ -транзисторах, построенная в соответствии с рис. 8-13, б. Транзисторы  $T1$  и  $T2$  в этом модуляторе открываются по очереди. Тем не менее их остаточные э. д. с. взаимно компенсируются, так как

при  $U_1 = U_2$  переменная составляющая выходного напряжения модулятора будет определяться разностью остаточных э. д. с. транзисторов.

Применение полевых транзисторов в модуляторах позволяет получить более низкие значения дрейфа нуля, чем в модуляторах на биполярных транзисторах. Это объясняется отсутствием остаточных э. д. с. у открытых полевых транзисторов и меньшими значениями остаточных токов у закрытых транзисторов. Однако замкнутые ключи на полевых транзисторах имеют более высокое сопротивление, чем на биполярных, — порядка нескольких десятков или сотен омов.

На рис. 8-14, б показана схема модулятора на полевых транзисторах с  $p-n$ -переходом и каналом  $p$ -типа. При отсутствии коммутирующих напряжений транзисторы  $T1$  и  $T2$  закрыты положительным напряжением, поступающим на затворы через резисторы  $R_1$  и диоды  $D$  от источника  $E$ . Прямоугольные противофазные коммутирующие напряжения  $U_{K1}$  и  $U_{K2}$ , проходя через конденсаторы  $C_2$ , поочередно открывают эти транзисторы. Причем соответствующий транзистор открывается во время отрицательного перепада коммутирующих напряжений, когда диод  $D$  закрывается. Поскольку затвор транзистора при этом соединяется с его каналом через резистор  $R_2$  и источник входного сигнала  $U_1$  или  $U_2$ , то напряжение между затвором и каналом окажется равным  $U_1$  или  $U_2$ , т. е. практически равным нулю. Это соответствует наименьшему сопротивлению канала открытого транзистора (отрицательное смещение затвора относительно канала недопустимо, так как приведет к открытию  $p-n$ -перехода затвор — канал).

Ввиду того что входные токи цепи затвора у полевых транзисторов весьма малы, оказывается возможным исключить из схемы модулятора трансформатор, производящий гальваническую развязку цепей коммутации и цепи входного сигнала.

При применении полевых транзисторов с изолированным затвором цепи коммутации еще более упрощаются (рис. 8-14, в).

Модуляторы на полевых транзисторах обеспечивают порог чувствительности порядка 1—10 мкВ при сопротивлении источника сигнала порядка нескольких десятков килоом. Описание различных вариантов транзисторных модуляторов можно найти в работах [5, 23, 98].

Полупроводниковые диоды также могут использоваться в схемах модуляторов, но относительно большие остаточные параметры открытых диодных ключей и трудности разделения цепей управления и входного сигнала делают нецелесообразным их широкое применение. Температурный дрейф нуля диодных модуляторов значительно больше, чем у транзисторных, и составляет в лучшем случае величину 10—15 мкВ/К [23].

Модуляторы на фоторезисторах могут строиться по схемам рис. 8-13, если вместо ключей в них использовать сопротивления, управляемые световым потоком. В качестве источников света в таких модуляторах обычно применяют газо-

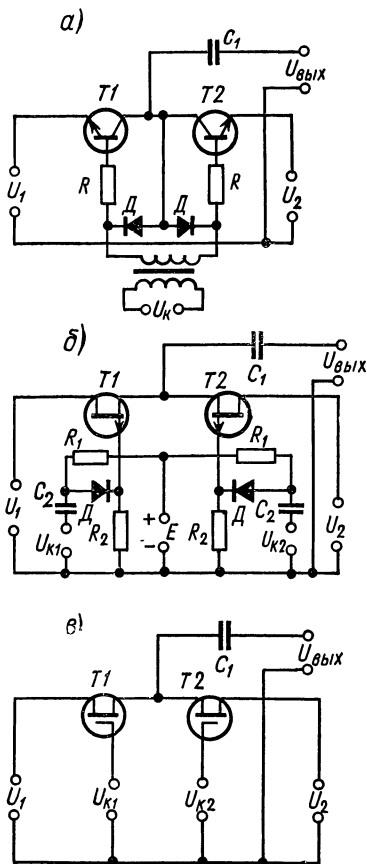


Рис. 8-14

разрядные лампы или светодиоды. Вследствие инерционности фоторезисторов частота коммутации фотомодулятора, как правило, не превышает 100 Гц. Известны, однако, модуляторы, содержащие специальные малоинерционные фоторезисторы, с частотой коммутации в несколько килогерц.

Дрейф нуля фотомодуляторов определяется наводками из цепи управления и присутствием термо-э. д. с. в местах присоединения контактов фоторезисторов. При рациональной конструкции дрейф нуля фотомодулятора может быть снижен до единиц микровольт. С целью уменьшения влияния шумов фотомодулятора усилитель переменного тока, воспринимающий его выходной сигнал, часто выполняется весьма узкополосным, с полосой пропускания, не превышающей долей герца, что, однако, увеличивает инерционность усилителя МДМ в целом. Возможность получения большого входного сопротивления у фотомодуляторов при малом дрейфе нуля обеспечивает их высокую чувствительность по входному току — порядка  $10^{-10}$  —  $10^{-12}$  А [23].

**Модуляторы с управляемыми емкостями** могут строиться на основе динамических конденсаторов или варикапов.

Преобразуемое входное напряжение обычно подается на динамический конденсатор через высокоомный резистор. Емкость динамического конденсатора периодически изменяется вследствие колебаний одной из его пластин под воздействием электромагнитного поля катушки возбуждения. Если постоянная времени перезаряда динамического конденсатора много больше периода изменения его емкости, то заряд конденсатора будет сохраняться постоянным в течение периода, а напряжение на нем будет изменяться в такт с изменением емкости.

Дрейф нуля модулятора с динамическим конденсатором вызывается разностью потенциалов выхода электронов из двух его пластин. Для снижения этой разности полируют пластины до 14-го класса чистоты, а затем напыляют золото или никель. Тем не менее разность потенциалов выхода остается довольно большой — порядка 1 мВ. Дрейф нуля модулятора, обусловленный нестабильностью этой разности, составляет 50—200 мкВ в сутки [23]. Входное сопротивление модулятора с динамическим конденсатором определяется в основном качеством изоляции и достигает величины  $10^{15}$  —  $10^{17}$  Ом. Это обеспечивает высокую чувствительность модулятора с динамическим конденсатором по входному току — порядка  $10^{-17}$  —  $10^{-15}$  А [23].

В модуляторах на основе варикапов перестройка емкости осуществляется электронным путем за счет изменения величины управляющего напряжения. Изменение емкости при этом является следствием изменения ширины обедненной носителями зоны запрещенного  $p-n$ -перехода. В схемах модуляторов используются как собственно варикапы (например, тип Д901, для которого  $C = 20 \div 30$  пФ), так и стабилизаторы (например, тип Д814, для которого  $C = 250 \div 600$  пФ).

Порог чувствительности по напряжению модуляторов с варикапами лежит в диапазоне 10—20 мкВ и по току — в диапазоне  $10^{-10}$  —  $10^{-12}$  А.

## 8-7. ДЕМОДУЛЯТОРЫ

Демодуляторы применяются для получения постоянного (медленно меняющегося) напряжения или тока, соответствующего определенному параметру переменного напряжения или тока. В зависимости от того, какой параметр переменного напряжения хотят измерить, различают демодуляторы среднего значения, амплитудные, действующего значения, фазовые и частотные.

**Пассивные демодуляторы среднего значения** содержат в своем составе одно- или двухполупериодные выпрямители и фильтры нижних частот, причем фильтры строятся так, чтобы не оказывать воздействия на работу выпрямителя (кривая напряжения непосредственно на выходе выпрямителя при работе на фильтр должна быть такой же, как и при работе на активное сопротивление). В некоторых случаях, когда последующий указатель обладает свойством усреднять пульсации измеряемого напряжения, фильтр из состава демодулятора может быть исключен.

Схемы простейших выпрямителей среднего значения показаны на рис. 8-15. Однополупериодный выпрямитель, схема которого приведена на рис. 8-15, а,

содержит разделительный трансформатор на входе. В аналогичном выпрямителе с разделительным конденсатором необходима дополнительная ветвь для разряда конденсатора, содержащая резистор, или диод, или то и другое одновременно ( $D2, R$  на рис. 8-15, б). В последнем случае выпрямитель имеет одинаковое входное сопротивление для обоих полупериодов входного напряжения.

Двухполупериодные выпрямители строят с использованием двухфазного напряжения (рис. 8-15, в) или по мостовой схеме (рис. 8-15, г) (иногда два смежных

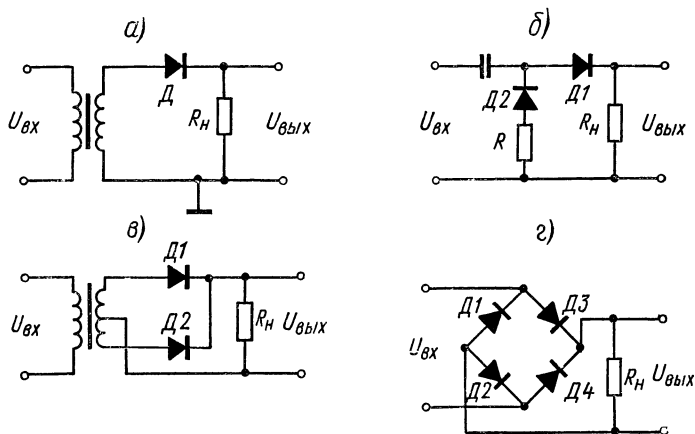


Рис. 8-15

диодов в мосте заменяют резисторами). В мостовом выпрямителе при отсутствии входного разделительного трансформатора невозможно одновременное заземление входных и выходных зажимов.

Погрешности выпрямителей среднего значения вызываются наличием нелинейного прямого сопротивления и обратного тока у диодов. Прямое сопротивление и обратный ток диода вызывают нелинейность характеристики выпрямителя, а их непостоянство, обусловленное прежде всего изменением температуры окружающей среды, приводит к нестабильности этой характеристики.

Для уменьшения погрешности линейности выпрямителя следует по возможности избегать работы диода на начальном участке вольт-амперной характеристики — при малых выпрямляемых напряжениях и малых токах.

Для уменьшения температурной погрешности выпрямителей применяют различные корректирующие цепи, включающие в себя термозависимые сопротивления (в качестве последних могут использоваться открытые или закрытые диоды).

Существенное улучшение линейности и стабильности характеристики выпрямителя достигается при применении вместо диода транзистора, как это показано на рис. 8-16 [155]. Отношение сопротивлений  $R_1/R_2$  в таком выпрямителе рекомендуется брать в диапазоне 0,6—1, а величину сопротивления  $R_3$  выбирать порядка нескольких килоом. Подобный выпрямитель предполагает работу на относительно низкоомную нагрузку  $R_H$ .

**Активные демодуляторы среднего значения** содержат в своем составе усилители и позволяют за счет введения цепи отрицательной обратной связи более точно преобразовывать переменное напряжение в постоянное. Схемы подобных демодуляторов приведены на рис. 8-17.

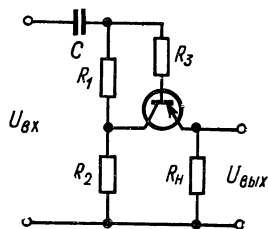


Рис. 8-16

Рассмотрим работу выпрямителя по схеме рис. 8-17, а. Если на входе демодулятора действует положительная полуволна синусоидального напряжения  $U_{вх}$ , то откроется диод  $D1$  (диод  $D2$  закрыт), и при большом коэффициенте усиления усилителя входной ток, проходящий по резистору  $R_1$ , практически полностью будет уравновешен током обратной связи, проходящим по резистору  $R_2$ . Точно так же в течение отрицательной полуволны будут одинаковыми токи через резисторы  $R_1$  и  $R_3$ . В результате на резисторах  $R_4$  и  $R_5$  будут получены однополупериодные выпрямленные напряжения, средние значения которых определяются равенствами:

$$U_{вых}^+ = \frac{U_{вх} R_2}{2k_{\phi} R_1} \quad \text{и} \quad U_{вых}^- = \frac{U_{вх} R_3}{2k_{\phi} R_1},$$

где  $k_{\phi}$  — коэффициент формы выпрямляемого напряжения (отношение действующего значения к средневывпрямленному).

Подобным образом работают и другие активные демодуляторы. Причем могут применяться как отдельные цепи обратной связи для положительной и отрицательной полуволн (рис. 8-17, а), так и общая цепь обратной связи

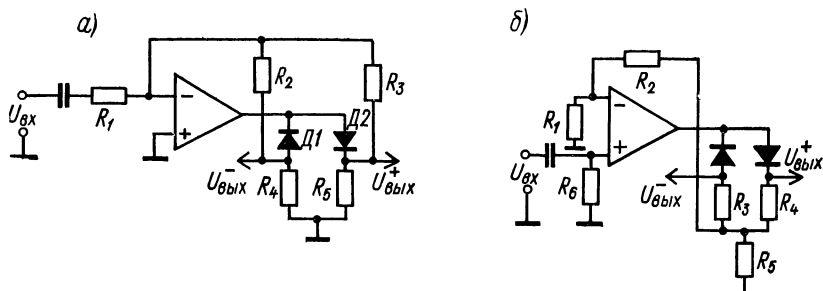


Рис. 8-17

(рис. 8-17, б). Усилитель может быть охвачен параллельной (рис. 8-17, а) или последовательной (рис. 8-17, б) обратной связью. Введение усилителя с цепью обратной связи позволяет в данном случае практически исключить погрешности демодулятора (нестабильность и нелинейность), вызванные прямыми сопротивлениями диодов. Однако погрешности, обусловленные обратными токами диодов, не уменьшаются. Поэтому здесь необходимо применять диоды с малыми обратными токами.

**Пассивные амплитудные демодуляторы** обеспечивают получение постоянного выходного напряжения, пропорционального амплитуде переменного входного напряжения ( $U_{вхm}$ ).

Типичные схемы пассивных амплитудных демодуляторов приведены на рис. 8-18. Все они построены на основе выпрямителей, работающих на емкостную нагрузку.

В демодуляторе по схеме рис. 8-18, а во время первой положительной полуволны входного напряжения  $U_{вх}$  конденсатор  $C$  подзарядается до амплитуды  $U_{вхm}$ . Затем начинается медленный разряд конденсатора через нагрузку  $R_n$ . В следующую положительную полуволну конденсатор снова подзарядается до  $U_{вхm}$  и т. д. Предполагая, что постоянная времени разряда конденсатора много больше периода  $U_{вх}$ , можно найти относительную амплитуду пульсаций:

$$S = \frac{1}{2fR_nC}.$$

Соответственно, принимая равным нулю падение напряжения на открытом диоде, можем записать  $U_{вых} = U_{вхm} (1 - S)$ .

Теоретически напряжение  $U_{вых}$  путем увеличения постоянной времени  $\tau = R_n C$  цепи разряда может быть получено сколь угодно близким к значению

$U_{вх\text{т}}$ . Однако практически возможности уменьшения  $S$  ограничены, так как при этом сильно нарастает мгновенное значение импульса зарядного тока вследствие резкого увеличения скажности. Поскольку зарядный ток ограничен выходным сопротивлением источника входного напряжения и прямым сопротивлением диода, то практически трудно получить пульсации меньше нескольких десятых долей процента.

Напряжение на диоде  $D$ , входящем в демодулятор по схеме рис. 8-18,  $a$ , также содержит постоянную составляющую, примерно равную амплитуде входного напряжения. Поэтому выходное напряжение демодулятора может сниматься с этого диода. Подобным образом построен демодулятор, показанный на рис. 8-18,  $б$ . Однако в этом случае обязательно применение выходного усредняющего фильтра ( $R_1$ ,  $C_2$  на рис. 8-18,  $б$ ), не пропускающего в нагрузку переменную составляющую напряжения на диоде.

Демодулятор по схеме рис. 8-18,  $a$  связан по постоянному току с источником входного сигнала, так что если не применять на входе разделительных цепей,

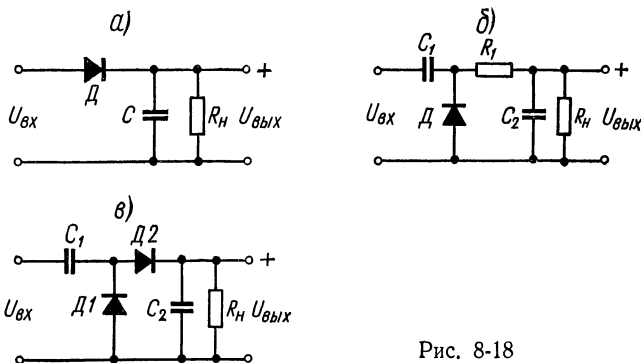


Рис. 8-18

то постоянная составляющая напряжения  $U_{вх}$  будет воздействовать на напряжение  $U_{вых}$ . Поэтому устройство по схеме рис. 8-18,  $a$  называют демодулятором с открытым входом. В отличие от него демодулятор с закрытым входом, показанный на рис. 8-18,  $б$ , не реагирует на постоянную составляющую входного напряжения.

Двухполупериодный амплитудный демодулятор показан на рис. 8-18,  $в$ . Выходное напряжение такого демодулятора равно размаху (двум амплитудам) входного напряжения.

**Активные амплитудные демодуляторы** (рис. 8-19) имеют лучшие характеристики, чем пассивные. В них за счет введения операционного усилителя удается практически исключить погрешности, вызываемые прямым сопротивлением диодов.

При расчете демодулятора по схеме рис. 8-19,  $a$  необходимо учитывать разряд конденсатора  $C$  током нагрузки и входным током усилителя. Демодулятор по рис. 8-19,  $б$  содержит в своем составе повторитель напряжения на полевом транзисторе. Это позволяет присоединять к его выходу низкоомную нагрузку. Поскольку повторитель входит в прямую цепь демодулятора, то благодаря общей обратной связи его погрешности практически не сказываются на выходном напряжении.

Демодуляторы действующего значения должны обеспечивать получение постоянного напряжения, пропорционального действующему значению входного напряжения.

Как известно, действующее значение напряжения определяется формулой

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [u(t)]^2 dt}, \text{ где } u(t) - \text{мгновенное значение напряжения. Для}$$

построения демодулятора действующего значения можно реализовать цепь, непосредственно моделирующую приведенную формулу. Подобная цепь будет содержать квадратор, усредняющее устройство (например, фильтр нижних частот) и корневывлекающее устройство. Однако узлы, реализующие операцию возведения в квадрат и извлечения квадратного корня, довольно сложны, и поэтому демодуляторы действующего значения обычно строят по-другому.

Выше были рассмотрены демодуляторы среднего и амплитудного значений, построенные на основе простейших выпрямителей, работающих в первом случае на активную и во втором случае на емкостную нагрузки. Так как действующее значение периодического напряжения лежит в диапазоне между его средним и

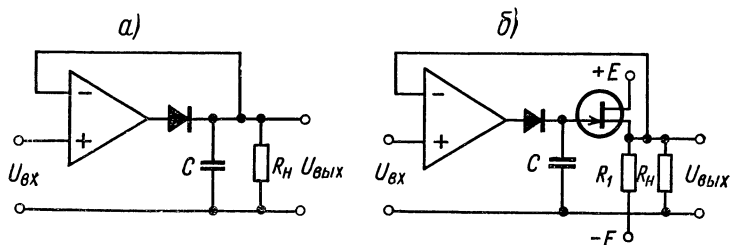


Рис. 8-19

амплитудным значениями, то соответственно можно построить демодулятор действующего значения на основе выпрямителя, работающего на смешанную, резистивно-емкостную нагрузку (рис. 8-20, а). Постоянная времени нагрузочной цепи такого демодулятора подбирается из условия равенства среднего значения выходного напряжения действующему значению входного напряжения. Естественно, что такой демодулятор имеет большую погрешность, вызванную изменением формы кривой и частоты входного напряжения.

Более совершенны в этом отношении демодуляторы на основе электротепловых преобразователей. Электротепловой преобразователь (ЭТП) включает

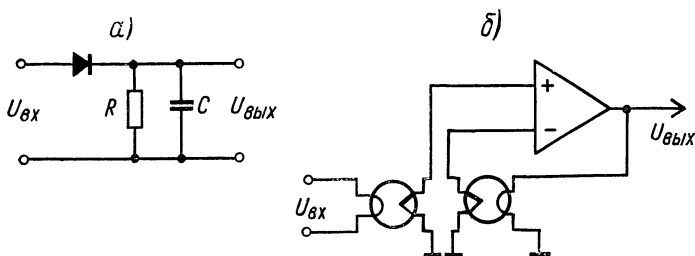


Рис. 8-20

в себя нагреватель и термочувствительный элемент, чаще всего термопару или терморезистор. Входное напряжение подают на нагреватель такого преобразователя, а в качестве выходной величины используют или термо-э. д. с. термопары ЭТП, или напряжение с диагонали моста, содержащего терморезистор, входящий в ЭТП. Выходное напряжение в этом случае изменяется в зависимости от действующего значения входного напряжения.

Основные параметры некоторых типов отечественных ЭТП с термопарами и терморезисторами приведены в табл. 8-5 и 8-6 [194].

Термоэлектрические преобразователи типа ТВБ состоят из нагревателя длиной в несколько миллиметров и термопары, тепловой контакт между которыми обеспечивается благодаря соединяющей их бусинке из изолирующего материала. Весь преобразователь помещен в стеклянный баллон, в котором создан вакуум порядка  $10^{-4} - 10^{-6}$  мм рт. ст.

Таблица 8-5

Тип термопреобразователя	Номинальный ток нагревателя, мА	Номинальная термо-э. д. с., мВ	Максимальное сопротивление, Ом		Материал нагревателя
			нагревателей	термопары	
ТВБ-1	1	2,5	600	40	Чугун
ТВБ-2	3	5,0	200	35	»
ТВБ-3	5	10,0	150	35	»
ТВБ-4	10	12,0	60	15	Нихром
ТВБ-5	30	12,0	13	15	»
ТВБ-6	50	12,0	7	5	»
ТВБ-7	100	12,0	3	5	»
ТВБ-8	300	12,0	1	3	»
ТВБ-9	500	12,0	0,8	2	»

Таблица 8-6

Тип терморезистора с косвенным подогревом	Сопротивление без подогрева, кОм	Сопротивление при номинальной мощности подогрева, Ом	Номинальная мощность подогрева, мВт	Сопротивление нагревателя при токе, 10 мА, Ом	К. п. д. (отношение мощностей косвенного и прямого подогрева до одинаковой температуры), %	Постоянная времени, с
ТКП-300	$\geq 10,0$	300	20	30	50	12—15
ТКП-50	$\geq 2,5$	50	160	40	97	100—130
ТКП-20	$\geq 0,5$	20	180	40	94	120—160
СТ 1-21	$\geq 33,0$	150—130	60	100	$\geq 80$	15—40
СТ 3-21	$\geq 1,0$	10—50	60	100	$\geq 80$	15—40
СТ 3-27	2,0—2,4	30	70	100	$\geq 50$	4—6
СТ 3-31	0,8—1,0	20	60	—	—	4—6

Преобразователи на основе подогреваемых терморезисторов также помещены в откачанные стеклянные баллоны, миниатюрные для резисторов типа СТ, или радиоламповые с окальным цоколем для резисторов типа ТКП. Терморезистор в таких преобразователях представляет собой полупроводниковую бусинку, помещенную внутри проволоочной спирали подогревателя.

К недостаткам простейших демодуляторов действующего значения на основе ЭТП относятся нелинейность функции преобразования и наличие погрешности от изменения температуры окружающей среды. Погрешности преобразования можно уменьшить, вводя в демодулятор цепь отрицательной обратной связи, содержащую второй ЭТП. Схема подобного демодулятора показана на рис. 8-20, б. За счет обратной связи термо-э. д. с. на выходе двух преобразователей поддерживаются одинаковыми. При идентичности параметров преобразователей это означает, что одинаковы действующие значения токов, проходящих через нагреватели. Таким образом, выходное постоянное напряжение равно действующему значению входного напряжения.

Дальнейшее повышение точности преобразования достигается при работе ЭТП в изотермическом режиме, когда используется только одна точка характеристики преобразования ЭТП. Такой режим работы ЭТП характерен, в частности, для демодуляторов, использующих формирователь опорного напряжения (ФОН). ФОН — это узел, обеспечивающий получение напряжения, по форме и по фазе совпадающего со входным, но имеющего заданное постоянное дейст-



вующее значение. Пример построения ФОН с использованием ЭТП на основе подогреваемого терморезистора показан на рис. 8-21, а. За счет действия обратной связи мост, состоящий из резисторов  $R_1 - R_4$ , постоянно поддерживается в состоянии, близком к равновесному. Это означает, что независимо от формы входного сигнала действующее значение выходного напряжения, поступающего на нагреватель резистора  $R_4$  будет постоянным.

На рис. 8-21, б показана схема демодулятора с ФОН, содержащего делительное устройство ДУ. Поскольку напряжения с выхода ФОН совпадают по форме и по фазе со входным, то делительное устройство может производить деление

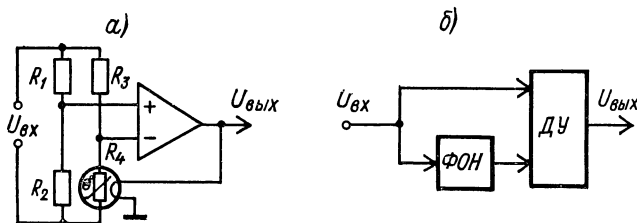


Рис. 8-21

как мгновенных, так и средневыпрямленных (что проще) значений напряжений. В любом случае напряжение на выходе делительного устройства пропорционально действующему значению входного напряжения.

Еще один вариант демодулятора действующего значения, в котором используется изотермический режим работы ЭТП, показан на рис. 8-22. Здесь на два подогревателя преобразователя ЭТП1 подаются два напряжения — входное  $U_{вх}$  и промежуточное  $U_1$ , получаемое с выхода усилителя  $Ус1$ . Цепь регулирования, включающая в себя этот усилитель, работает так, чтобы поддерживать постоянной суммарную мощность на нагревателе ЭТП1 от напряжений  $U_{вх}$  и  $U_1$ .

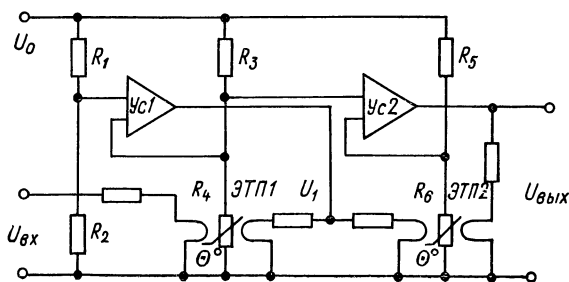


Рис. 8-22

Вторая цепь регулирования, включающая в себя ЭТП2, поддерживает таким же образом постоянную сумму мощностей, обусловленных напряжениями  $U_1$  и  $U_{вых}$ . В результате постоянное напряжение на выходе устройства будет равно действующему значению входного напряжения.

Следует обратить внимание на то, что цепь обратной связи, содержащая ЭТП, фазонечувствительна. Вследствие этого необходимо принимать специальные меры, предотвращающие переход выходного напряжения демодулятора через ноль в неустойчивую область. Это относится, в частности, к устройствам, схемы которых приведены на рис. 8-20, б, 8-21, а, 8-22.

**Фазочувствительные демодуляторы** применяют для получения постоянного напряжения, величина и знак которого зависят не только от входного напряже-

ния, но и от фазового сдвига между входным и некоторым опорным (коммутирующим) напряжениями.

Для построения фазочувствительных демодуляторов могут применяться те же схемы, что и для модуляторов (см. рис. 8-13), если поменять местами точки подключения выходного и одного из входных напряжений (зажимы для подключения второго входного напряжения соединяются между собой накоротко).

В двухполупериодном демодуляторе, схема которого приведена на рис. 8-23, а, используются ключи, составленные из двух транзисторов, что обеспечивает одинаковую проводимость этих ключей при любом направлении проходящего через них тока.

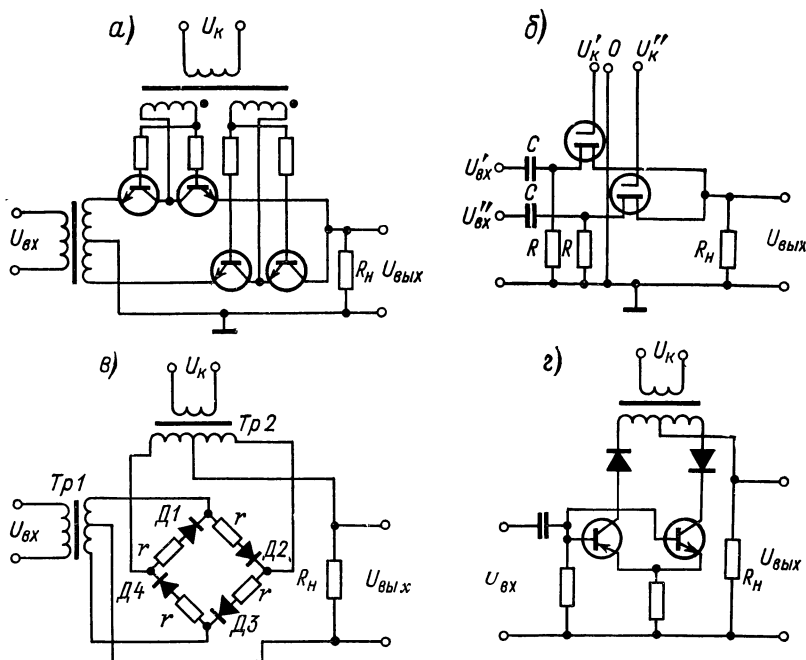


Рис. 8-23

Цепи коммутации демодулятора значительно упрощаются при применении ключей на полевых транзисторах с изолированным затвором (рис. 8-23, б). Здесь для коммутации достаточно подать на затворы транзисторов относительно общего провода два противофазных прямоугольных напряжения  $U'_K$  и  $U''_K$ . На сигнальные входы ключей демодуляторов по рис. 8-23, а и б поданы противофазные напряжения, которые в устройстве по рис. 8-23, а получаются с помощью входного трансформатора. В демодуляторе по рис. 8-23, б предполагается, что противофазные напряжения подаются с двухфазного выходного каскада усилителя.

Иногда в демодуляторах находят применение диодные ключи. Известен, например, двухполупериодный кольцевой диодный демодулятор (рис. 8-23, в). Коммутирующее напряжение  $U_K$  поочередно открывает две пары диодов: то  $D1$  и  $D2$ , то  $D3$  и  $D4$ . Вследствие этого нагрузка  $R_H$  подсоединяется то к одной, то к другой полуобмотке входного трансформатора  $Tr1$ . Как нетрудно заметить, схема демодулятора рис. 8-23, в симметрична относительно напряжений  $U_{вх}$  и  $U_K$ . При подаче только одного из этих напряжений средний ток в нагрузке  $R_H$  равен нулю. Когда оба напряжения: и  $U_K$ , и  $U_{вх}$  — отличны от нуля, то большее из них играет роль коммутирующего, а меньшее — входного. Резисторы  $r$  вклю-

ченные последовательно с диодами в этом демодуляторе, предназначены для увеличения напряжения, которое может быть получено на нагрузке. При отсутствии этих резисторов максимальное напряжение на нагрузке ограничивается падением напряжения на открытых диодах, так как при дальнейшем увеличении напряжения на нагрузке открываются диоды, которые должны быть заперты в данный полупериод коммутирующего напряжения.

Поскольку демодуляторы обычно устанавливаются на выходе усилителя, то их приведенный ко входу усилителя дрейф нуля пренебрежимо мал. Поэтому возможно использование в демодуляторах транзисторов, работающих не в режиме переключения, а в режиме усиления. При этом дрейф нуля демодулятора возрастает, но одновременно возрастает и его коэффициент передачи. Пример однополупериодного демодулятора, содержащего транзисторный усилитель, показан на рис. 8-23, г [77]. Если входное напряжение фазочувствительного демодулятора синусоидально, то среднее значение выходного напряжения будет изменяться пропорционально косинусу угла сдвига  $\varphi$  между входным напряжением и напряжением коммутации, т. е. принимать наибольшие положительные и отрицательные значения при  $\varphi = 0$  и  $\varphi = \pi$ , обращаясь в нуль при  $\varphi = \pm\pi/2$ . Если входное напряжение имеет

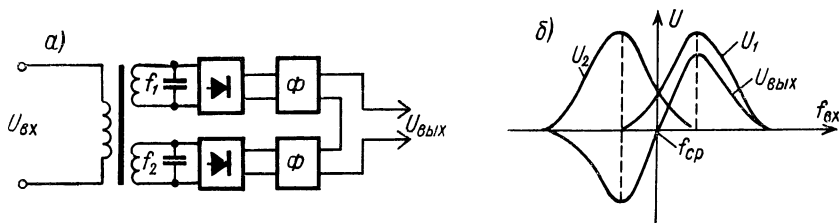


Рис. 8-24

форму меандра, то выходное напряжение будет линейно зависеть от  $\varphi$  при изменении  $\varphi$  от 0 до  $\pi$ , что дает возможность строить фазометр с линейной характеристикой.

Рассмотренные фазочувствительные демодуляторы применяются в цепях выявления равновесия мостов и компенсаторов, в фазометрах, в усилителях постоянного тока со структурой МДМ. Если на присоединяемое к демодулятору устройство должна поступать только постоянная составляющая выходного напряжения демодулятора, то схемы, приведенные на рис. 8-23, необходимо дополнить усредняющими фильтрами.

**Частотные демодуляторы** применяют для получения постоянного напряжения, пропорционального изменению частоты входного сигнала. Широко известны частотные демодуляторы типа конденсаторного частотомера, основанные на формировании из входного напряжения импульсов постоянной площади с последующим выделением постоянной составляющей этой импульсной последовательности [174]. В подобных демодуляторах относительное изменение выходного напряжения пропорционально относительному изменению входной частоты, что делает целесообразным их применение лишь при большой девиации частоты входного сигнала, например в тахометрах и расходомерах. Обычно же при использовании частотной модуляции относительное отклонение частоты составляет 5—15%, и частотный демодулятор с пропорциональной зависимостью выходного напряжения от частоты оказывается крайне невыгодным, так как относительное изменение выходного напряжения получается тоже равным всего 5—15%.

Более желательным в этом случае был бы демодулятор, у которого небольшому изменению частоты соответствует полное изменение выходного напряжения. Однако можно применить и конденсаторный частотомер, если соответствующим образом преобразовать частоту сигнала. Так, если частота входного сигнала изменяется от  $f_0$  до  $f_0 + \Delta f$ , то, вычитая из нее начальную частоту  $f_0$ , получим частоту, изменяющуюся от 0 до  $\Delta f$ . Эту частоту уже можно измерять конденсаторным частотомером,

Более простой частотный демодулятор можно построить, используя резонансный  $LC$ -контур, настроенный так, чтобы его резонансная частота несколько выходила за пределы изменения входной частоты. Для улучшения характеристики подобного демодулятора часто применяют симметричную структуру с двумя несвязанными контурами. Схема и характеристика такого демодулятора приведены на рис. 8-24, а и б. Здесь частотно-модулированное напряжение  $U_{вх}$  подается на два резонансных контура, настроенных на разные частоты. Выделенные этими контурами напряжения выпрямляются, фильтруются и затем вычитаются одно из другого.

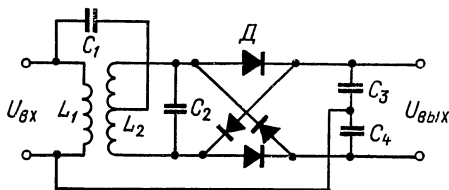


Рис. 8-25

В другом типе частотных демодуляторов, обладающих подобными же свойствами, используется предварительное преобразование отклонения частоты в изменение фазы с последующим применением фоточувствительного демодулятора. Один из вариантов такого частотного демодулятора показан на рис. 8-25. Здесь цепь  $L_1, L_2, C_2$  используется для преобразования изменения частоты в изменение фазы. Затем модулированное по фазе напряжение и входное напряжение  $U_{вх}$  подаются на фазочувствительный демодулятор, построенный по кольцевой схеме на диодах  $Д$ . Выходное напряжение демодулятора сглаживается емкостями  $C_3, C_4$ .

## Глава девятая

# МЕХАНИЧЕСКИЕ УПРУГИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

## 8-1. РАЗНОВИДНОСТИ МЕХАНИЧЕСКИХ УПРУГИХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Механические упругие измерительные преобразователи очень широко используются в различных измерительных приборах [239].

Выходной величиной таких преобразователей является, как правило, механическая деформация тела самого преобразователя. Эта деформация воспринимается или непосредственно наблюдателем (как это имеет место в механических приборах), или последующим измерительным преобразователем с естественной входной величиной в виде механического перемещения (реостатные, емкостные, индуктивные и другие преобразователи) или механического напряжения (тензорезисторы).

Входной величиной упругих механических преобразователей может быть сосредоточенная сила, крутящий момент (т. е. пара сил), давление газа или жидкости, а также температура.

На рис. 9-1 схематически изображены наиболее употребительные упругие преобразователи с входной величиной в виде сосредоточенной силы и выходной в виде линейного перемещения или деформации, используемые в датчиках электрических динамометров, виброметров и акселерометров.

Для восприятия больших усилий (свыше 10 кН) используются, как правило, сплошные стержни (рис. 9-1, а), для меньших усилий

(10 — 1 кН) — полые тонкостенные стержни и кольца (рис. 9-1, б и е), а для малых усилий — плоские пружины (рис. 9-1, в, г, д) и мембраны с жестким центром (рис. 9-1, ж). При этом более выгодными оказываются балки равного сопротивления (рис. 9-1, г), когда по всей

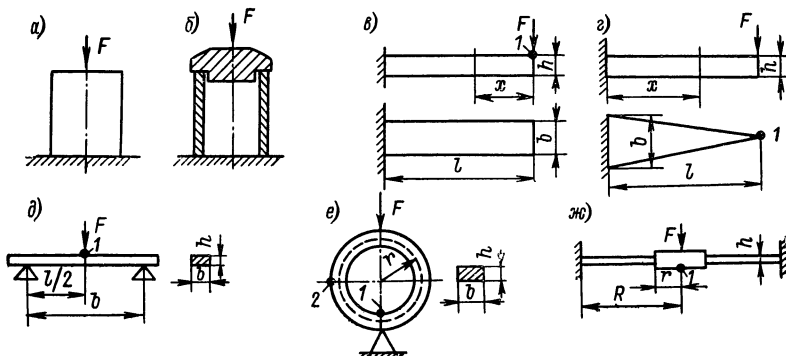


Рис. 9-1

поверхности упругого элемента механическое напряжение одинаково и материал используется наиболее эффективно.

На рис. 9-2 показаны наиболее употребительные упругие преобразователи с входной величиной в виде крутящего момента  $M$  и выходной в виде углового перемещения  $\varphi$ . Это сплошные и полые

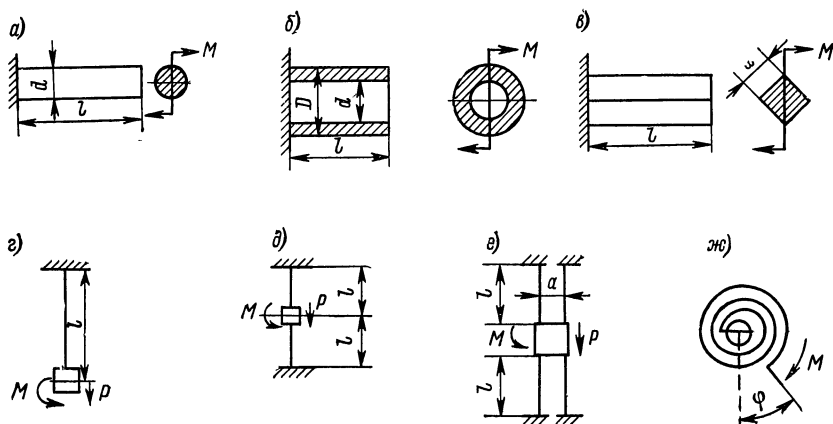


Рис. 9-2

валы круглого и квадратного сечения (рис. 9-2, а, б, в), подвесы (рис. 9-2, г), растяжки (рис. 9-2, д и е) и спиральные пружины (рис. 9-2, ж).

Особенно разнообразны упругие измерительные преобразователи, применяемые для измерения давления. Это плоские и гофрированные мембраны (рис. 9-3, а), мембранные коробки, использующие собственную жесткость или опирающиеся на внешнюю плоскую

пружины (рис. 9-3, б) или на полый стержень (рис. 9-3, в). Последний случай особенно удобен для сочетания с тензорезисторами, которые наклеиваются на пружину (рис. 9-3, б) или полый стержень (рис. 9-3, в).

Для получения больших линейных выходных перемещений используются сильфоны (рис. 9-3, г) и трубки Бурдона (рис. 9-3, д), а для получения больших угловых перемещений — спиральные и

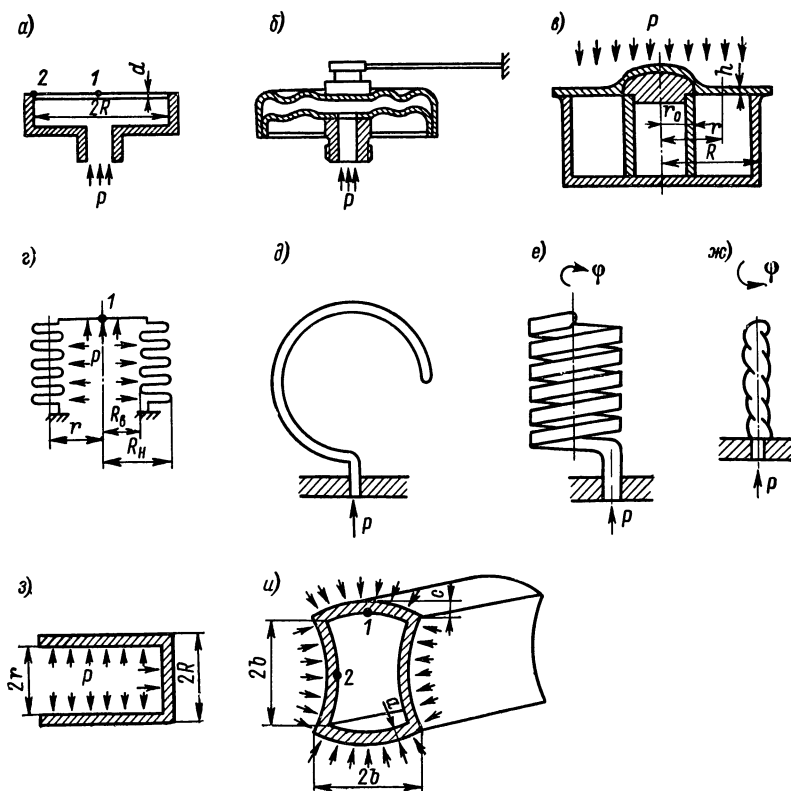


Рис. 9-3

винтовые трубки с внутренним давлением (рис. 9-3, е и ж). Для измерения давлений в сочетании с тензорезисторами применяются упругие преобразователи (рис. 9-3, з, и), причем последний из них интересен тем, что позволяет получить одновременно деформации как сжатия, так и растяжения.

Биметаллические термопреобразователи представляют собой плоские или спиральные пружины (рис. 9-1, в или рис. 9-2, ж), выполненные из двухслойного листа из материалов с резко различными температурными коэффициентами расширения. При изменении температуры они резко искривляются, при этом их деформация оказы-

вается достаточно линейной функцией изменения температуры. Биметаллические преобразователи находят широкое применение как в качестве преобразователей для измерения температуры (в термостатах, холодильниках и т. п.), так и в качестве измерительных преобразователей, обеспечивающих температурную коррекцию других измерительных преобразователей. Их исключительным достоинством является простота и малые габаритные размеры, практически не достижимые каким-либо другим путем. Недостатком является невысокая точность и воспроизводимость (погрешность порядка 0,5—1° С).

## 9-2. ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ РАСЧЕТА УПРУГИХ МЕХАНИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

При расчете упругих преобразователей стремятся получить наибольшую чувствительность. Однако препятствием к этому является возникновение в опасных точках конструкции недопустимо больших механических напряжений. Поэтому ниже приводятся выражения для прогиба и напряжения в наиболее опасных точках упругих преобразователей, приведенных на рис. 9-1—9-3. Размеры преобразователей, встречающиеся в расчетных соотношениях, показаны на рисунках; кроме того, приняты следующие обозначения:  $\sigma$  — нормальное напряжение;  $\tau$  — касательное напряжение;  $S$  — площадь поперечного сечения;  $\mu$  — коэффициент Пуассона;  $\varepsilon_l$  — относительная продольная деформация;  $\varepsilon_b$  — относительная поперечная деформация;  $E$  — модуль упругости;  $G$  — модуль сдвига;  $M$  — крутящий или изгибающий момент;  $\varphi$  — угол скручивания;  $P$  — давление;  $\sigma_x$  и  $\delta_x$  — напряжение и прогиб в точке  $x$  (в точке 1 или 2).

Стержень (рис. 9-1, а) и полый цилиндр (рис. 9-1, б) с нагрузкой вдоль оси:

$$\sigma = \frac{F}{S}, \quad \varepsilon_l = \frac{\sigma}{E} = \frac{F}{SE}; \quad \varepsilon_b = -\mu \varepsilon_l.$$

Консольная балка (рис. 9-1, в) с приложенной силой на конце:

$$\delta_1 = \frac{El^3}{3EJ}; \quad \sigma_x = \frac{Fx}{W}; \quad \varepsilon_l = \frac{\sigma}{E}; \quad J = \frac{bh^3}{12}; W = \frac{bh^2}{6}.$$

Консольная балка (рис. 9-1, г) равного сопротивления:

$$\delta_1 = \frac{Fl^3}{2EJ} = \frac{6Fl^3}{Eb h^3}; \quad \delta_x = \delta_1 \frac{x^3}{l^3}; \quad \sigma = \frac{Eh}{l^2} \delta_1, \quad \varepsilon_l = \frac{h \delta_k}{l^2}.$$

Балка (рис. 9-1, д) на двух опорах:

$$\delta_1 = \frac{Fl^3}{4Eb h^3}; \quad \sigma_1 = \frac{3Fl}{bh^2}.$$

Кольцо (рис. 9-1, е) прямоугольного сечения:

$$\text{прогиб по вертикали } \delta_b = -0,149 \frac{Fr^3}{EJ};$$

$$\text{прогиб по горизонтали } \delta_r = +0,137 \frac{Fr^3}{EJ};$$

$$J = \frac{bh^3}{12}; \quad \sigma_1 = +0,318 \frac{Fr}{W}; \quad \sigma_2 = -0,182 \frac{Fr}{W}; \quad W = \frac{bh^2}{6}.$$

Мембрана (рис. 9-1, *ж*) с жестким центром:

$$\delta_1 = \frac{3(1-\mu^2)}{\pi} \left( \frac{c^2-1}{4c^2} - \frac{\ln^2 c}{c^2-1} \right) \frac{FR^2}{Eh^3}; \quad c = \frac{R}{r}.$$

Круглый сплошной вал (рис. 9-2, *а*):

$$\varphi = \frac{32Ml}{G\pi d^4}; \quad \tau = \frac{16M}{\pi d^3}.$$

Круглый полый вал (рис. 9-2, *б*):

$$\varphi = \frac{32Ml}{G\pi(D^4-d^4)}; \quad \tau = \frac{16MD}{\pi(D^4-d^4)}.$$

Квадратный сплошной вал (рис. 9-2, *в*):

$$\varphi = 7,11 \frac{Ml}{Ga^4}; \quad \tau = 4,81 \frac{M}{a^3}.$$

Подвес круглого сечения диаметром  $d$  (рис. 9-2, *г*):

$$W = \frac{M}{\varphi} = G \frac{\pi d^4}{32l}; \quad \sigma = \frac{4P}{\pi d^2}; \quad \tau = G\varphi \frac{d}{2l}.$$

Растяжка круглого сечения диаметром  $d$  (рис. 9-2, *д*):

$$W = \frac{M}{\varphi} = G \frac{\pi d^4}{16l}; \quad \sigma = \sigma_0 + \frac{4P}{\pi d^2}; \quad \tau = G\varphi \frac{d}{2l},$$

где  $\sigma_0$  — начальное напряжение.

Растяжка из двух нитей диаметром  $d$  (рис. 9-2, *е*):

$$W = \frac{M}{\varphi} = \frac{\pi d^2}{4l} \left( \sigma_0 a^2 + \frac{1}{2} G d^2 \right); \quad \sigma = \sigma_0 + \frac{2P}{\pi d^2}; \quad \tau = G\varphi \frac{d}{2l}.$$

Спиральная пружина (рис. 9-2, *ж*):

$$\varphi = \frac{Ml}{EJ}.$$

Плоская круглая мембрана (рис. 9-3, *а*) под действием распределенного давления:

$$\delta_1 = 0,17 \frac{PR^4}{Ed^3}; \quad \sigma_1 = +0,49 \frac{PR^2}{d^2}; \quad \sigma_2 = -0,75 \frac{PR^2}{d^2}.$$

Круглая мембрана (рис. 9-3, *в*) с жестким центром под действием давления:

$$\begin{aligned} \delta_1 &= A \frac{PR^4}{Eh^3}; \quad \sigma_1 = B \frac{Eh\delta_a}{R^2}; \\ A &= \frac{3(1-\mu^2)(c^4-1-4c^2 \ln c)}{16c^4}; \\ B &= \frac{4}{1-\mu^2} \frac{c^2(c^2-1)}{(c^4-1-4c^2 \ln c)}; \quad c = \frac{R}{r}. \end{aligned}$$

Сильфон (рис. 9-3, *г*):

$$\delta_1 = 2nA_p \frac{Pr^4}{Eh^3},$$



где  $n$  — число гофр;  $h$  — толщина;  $A_p$  — коэффициент, зависящий от отношения  $R_n/R_b$ , равный  $A_p = 0,01 \div 0,04$  при  $R_n/R_b = 1,5 \div 2$ .

Более подробный расчет помещен в работах [6, 223, 263].

Длинная трубка (рис. 9-3, з) с внутренним давлением:

$$\text{напряжение на внешней поверхности } \sigma_1 = \frac{2Pr^2}{R^2 - r^2};$$

$$\text{напряжение на внутренней поверхности } \sigma_2 = \frac{P(R^2 + r^2)}{R^2 - r^2}.$$

Четырехгранная выпукло-вогнутая трубка (рис. 9-3, и):

$$\sigma_1 = \frac{Pbc}{a^2}; \quad \sigma_2 = -\frac{6Pbc}{a^2}.$$

Расчет гофрированной мембраны (рис. 9-3, б) манометрических трубчатых пружин (Бурдона, винтовой и витой) (рис. 9-3, д, е, ж) может быть проведен приближенно или с использованием экспериментальных кривых. Методы расчета этих упругих преобразователей достаточно подробно изложены в работах [6, 223].

Также весьма сложен расчет биметаллических преобразователей. Прогиб конца простейшей плоской биметаллической пружины (рис. 9-1, в) при нагреве на  $\Delta t$  равен

$$\delta = \frac{3}{2} (\alpha_1 - \alpha_2) \frac{\Delta t}{h} \frac{l^2}{2},$$

где  $\alpha_1, \alpha_2$  — коэффициенты линейного расширения;  $l$  — длина.

### 9-3. МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ УПРУГИХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Погрешности упругих измерительных преобразователей прежде всего определяются свойствами материала. Например, даже для преобразователей из лучших сортов упругих материалов погрешность от гистерезиса составляет 0,2—0,05%. Поскольку возникновение заметных пластичных деформаций измерительных упругих элементов недопустимо, величина рабочих напряжений  $\sigma$  в них должна всегда оставаться меньше  $\sigma_{доп}$ . Значения основных параметров материалов, необходимых при расчете и конструировании упругих преобразователей, приведены в табл. 9-1 [223].

При расчете динамических свойств приборов с механическими упругими преобразователями особо важным является определение их частотных характеристик. Общие сведения по расчету частотных характеристик приборов были изложены в § 7-4, а в § 7-10 были приведены методы расчета собственной частоты для типовых упругих преобразователей (рис. 9-1, а, б, в, д, ж, рис. 9-3, а и др.).

В тех случаях, когда упругие элементы должны обладать малой жесткостью, их изготавливают из неметаллических материалов: резины, органического стекла, кварцевых нитей и т. д. Если же при расчете преобразователя ставится задача получения возможно более высокой собственной частоты, то полезно иметь в виду следующее

Таблица 9-1

Материал	Марка	Временное сопротивление при растяжении, МПа	Предел текучести при растяжении, МПа	Предел пропорциональности при растяжении, МПа	Допустимое напряжение $\sigma_{доп}$ , МПа	Модуль упругости при растяжении $E$ , ГПа	Модуль упругости при кручении $G$ , ГПа	Температурный коэффициент линейного растяжения, $1 \cdot 10^{-6}/K$	Упругое последействие, %	Температурный коэффициент модуля упругости при растяжении, $1 \cdot 10^{-6}/K$	Удельное электрическое сопротивление, мкОм · м	Плотность, Мг/м³	Область применения
Сталь углеродистая	65	1000	800	—	350	210	80	11,8	—	—	—	7,8	Для работы на изгиб
Сталь марганцовистая	65Г	1000	800	—	—	196	80,5	11,1	—	—	—	7,81	Агрессивные среды
Сталь хромистая	45Х	1000	840	—	—	210	79	12,8	—	—	—	—	—
»	4Х13Г	1680	1400	—	500	218	85	—	—	—	0,59	7,8	Работа на кручение, растяжение, сжатие
Сталь хромомарганцовистая	50ХГГА	1300	1200	—	—	196	78,5	—	—	—	—	—	—
Сталь хромованадиевая	50ХФА	1300	1200	1100	—	208	81,5	12,4	—	—	0,23	—	—
Сталь сложенлегированная	35ХГСА	1100	950	—	—	—	—	—	—	—	—	—	Для растажек агрессивных сред
Сталь хромоникелевая	1Х18Н9Г	1000	196	—	—	200	80,0	16,0	—	—	0,75	7,9	Немагнитная сталь для работы на кручение, знакопеременная нагрузка
Сталь хромоникельмолибденовая	45ХН2МФА	1500	1350	—	—	204	—	—	—	—	—	—	—
Сталь кремнистая	60С2А	1600	1400	—	—	196	85	11,1	—	—	—	—	—
Сплав никромовый	Н41ХГТА	1400	1250	770	620	180	59,6	8	—	—20	—	7,9	Для температур 223—323 К
Сплав эливарный	ЭИ278	—	—	—	—	142	—	—	—	3	—	8,0	—
»	ЭИ702	1220	1000	—	300	210	—	12	—	—	—	—	—
Бронза оловянистоцинковая	БрОЦ4-3	1150	—	800	400	115	47,1	15	0,1	—400	0,087	8,8	—
Бронза оловянистофосфористая	БрОФ4-0,25	600	521,2	343	—	110	—	17,6	—	—480	0,091	8,9	Для растажек
»	БрОФ6,5-0,4	800	607,6	441	—	110	—	17,1	—	—480	0,176	8,8	»
Бронза берилловая	БрБ2	1600	—	1000	500	130	49,0	16,6	0,2	—310	0,068	8,23	Для растажек
Сплав железокобальтовый	К40НХМВ	3000	—	2000	1000	210	80	15,0	0,02	—300	1,0	8,8	—
Сплав платиносерберный	ПлСр-20	2000	—	1600	800	175	—	14	0,05	—250	—	19,7	—
Нити плавящего кварца	—	600	600	600	150	0,7	—	0,5	—	130	—	21,1	—
Сталь углеродистая струнная	—	3000	—	1600	800	200	—	12	—	—	—	7,8	—

обстоятельство. Для обеспечения высокого значения собственной частоты  $f_0$  упругий элемент приходится выполнять более толстым и коротким. А это, в свою очередь, приводит к тому, что при заданной величине прогиба  $\delta_z$  в нем возникают недопустимо высокие механические напряжения  $\sigma$ , а при заданном усилии мы получаем слишком малые для последующего преобразования перемещения  $\delta$ .

Ограничивая при заданном прогибе  $\delta_z$  возникающие напряжения допустимым значением  $\sigma_{\text{доп}}$ , мы тем самым однозначно задаем для данной конструкции упругого элемента произведение  $f_0\delta_z$ , равное, например, для балки (рис. 9-1, *в*)  $f_0\delta_z = \sigma_{\text{доп}}/(3\pi\sqrt{E\rho})$ , а для мембраны (рис. 9-3, *а*)  $f_0\delta_z = \sigma_{\text{доп}}/(7,8\sqrt{E\rho})$  (где  $E$  и  $\rho$  — соответственно модуль и плотность используемого материала). Поэтому максимально жесткий упругий элемент, в котором при  $\delta_z = 10$  мкм (меньшие перемещения трудно точно воспринять последующим электрическим преобразователем — индуктивным, емкостным и т. д.) уже достигается  $\sigma_{\text{доп}}$ , при изготовлении из алюминиевого сплава АМг6 в виде балки (рис. 9-1, *в*) имеет собственную частоту 50 кГц и в виде мембраны (рис. 9-3, *а*) — 60 кГц. При использовании титана ВТ-1 эти частоты достигают соответственно 63,5 и 80 кГц, берилловой бронзы БрБ2 — 73,5 и 90 кГц, сплава К40НХМВ — 82 и 100 кГц, а стали 60С2А — 91 и 110 кГц. Таким образом, достижение собственных частот упругих измерительных элементов порядка 50—100 кГц является пределом возможностей при использовании любых конструкционных материалов. (Подробнее см. в работах [70, 223].)

## Глава десятая

# РЕЗИСТИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ МЕХАНИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

## 10-1. КОНТАКТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Контактными называются измерительные преобразователи, в которых измеряемое механическое перемещение преобразуется в замкнутое или разомкнутое состояние контактов, управляющих электрической цепью. Таким образом, естественной входной величиной контактных преобразователей является пространственное перемещение.

Простейший контактный преобразователь является однопредельным и имеет одну пару контактов 4 и 5, замыкание которых происходит в функции измеряемого перемещения, например изменения размера изделия 1 (рис. 10-1). При увеличении размера изделия переместится шток 3 и укрепленный на нем контактирующий элемент 4 войдет в соприкосновение с контактом 5. При этом активное сопротивление между контактами 4 и 5 изменится от бесконечности

до малой величины, определяемой значением контактного сопротивления.

Конструктивно измерительный шток закрепляют на плоских пружинах 2 (рис. 10-1, а) или помещают в цилиндрические направляющие (рис. 10-1, б).

Погрешность срабатывания контактных преобразователей находится в пределах 1—2 мкм. Попытки создать преобразователь с погрешностью срабатывания менее 1 мкм не имели успеха. Во избежание образования дуги или искры мощность в цепи, разрываемой контактами, не должна превосходить 50—100 мВт. Поэтому при применении в качестве сигнального, измерительного или исполнительного элемента элементов, потребляющих мощность меньше 50—100 мВт, их можно включать непосредственно в цепь контактов преобразователя. Если же эти элементы потребляют большую мощность, то их включают через усилители (транзисторные, тиристорные и релейные).

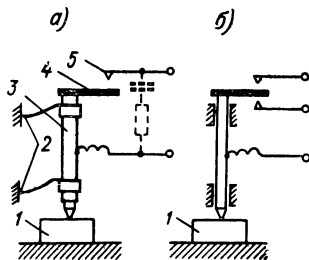


Рис. 10-1

## 10-2. РЕОСТАТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Реостатным преобразователем называют реостат, движок которого перемещается в соответствии со значением измеряемой неэлектрической величины. Таким образом, естественной входной величиной реостатных преобразователей является перемещение движка, которое может быть либо угловым, либо линейным, а выходной величиной — активное сопротивление, распределенное линейно или по некоторому закону по пути движка.

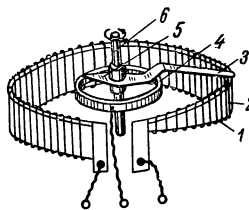


Рис. 10-2

На рис. 10-2 показано устройство реостатного преобразователя. На каркас 1 из изоляционного материала намотана с равномерным шагом проволока 2. Изоляция проволоки на верхней грани каркаса зачищается, и по металлу проволоки скользит щетка 3. Добавочная щетка 5 скользит по токосъемному кольцу 4. Обе щетки изолированы от приводного валика 6.

Реостатные преобразователи выполняются как с проводом, намотанным на каркас, так и реохордного типа. Чаще всего применяют провода из манганина, константана или фехралья. В очень ответственных случаях, когда требования к износостойкости контактной поверхности особенно высоки или когда контактные давления очень малы, применяют провод из сплава платины с иридием (90% Pt + 10% Ir). Добавка иридия к платине увеличивает твердость и прочность последней, повышает кислотоупорность, анти-

коррозионность и износостойкость. Удельное сопротивление этого сплава равно  $\rho = 0,23$  мкОм·м. Платиноиридиевый провод выпускается весьма малых диаметров (до 0,03 мм), что позволяет выполнять высокоомные (до нескольких тысяч омов) преобразователи массой всего 10—12 г и габаритов порядка  $1 \times 2$  см. Хорошими параметрами обладают также преобразователи из проводов, изготовленных из сплавов платины с палладием, рутением, осмием.

Провод реостата должен быть покрыт либо эмалью, либо слоем окислов, изолирующих соседние витки друг от друга.

Движок (щетка) выполняется либо из двух-трех проволок, изготовленных из сплава платины с иридием или из платины с бериллием, либо в виде пластинчатых щеток из серебра или фосфористой бронзы. В случае проволочных щеток контактное усилие должно быть порядка 0,003—0,005 Н, а в случае пластинчатых — 0,05—0,1 Н. Контактная поверхность намотанного провода полируется, ширина контактной поверхности движка должна быть равна двум-трем диаметрам провода.

При работе реостатного преобразователя в условиях вибраций применяют щетки из проволок различной длины (от точки крепления до точки контактов) или из пластин с двумя-тремя надрезами. Этим обеспечивается разная собственная частота вибраций отдельных частей щетки.

Каркас реостатного преобразователя обычно выполняется из текстолита или пластмассы, применяются также каркасы из алюминия, покрытого или изоляционным лаком, или оксидной пленкой толщиной до 10 мкм, обладающей достаточно хорошими изоляционными свойствами. Алюминиевый каркас, сохраняя стабильность геометрических размеров, позволяет также за счет лучшей теплопроводности повысить плотность тока в обмотке и, следовательно, увеличить чувствительность преобразователя. Формы каркасов очень разнообразны: они могут быть в виде плоской или цилиндрической пластины, плоского или цилиндрического кольца, плоского сегмента и т. д.

Индуктивное и емкостное сопротивления реостатных преобразователей весьма малы, и их можно не принимать во внимание до частот порядка нескольких десятков тысяч герц.

Реостатные преобразователи аналогично контактными являются ступенчатыми (дискретными) преобразователями (за исключением преобразователей реохордного типа), поскольку непрерывному изменению измеряемой неэлектрической величины соответствует ступенчатое изменение сопротивления. Это обстоятельство вызывает погрешность квантования, уменьшающуюся с увеличением числа витков  $w$  преобразователя.

Для преобразователей с равномерной намоткой погрешность квантования  $\gamma = 100/(2w)\%$ . Число витков преобразователя, определяющее его разрешающую способность, обычно выбирают не меньше 100—200.

В ряде случаев применяются функциональные реостатные преобразователи с нелинейным распределением сопротивления вдоль каркаса, последнее достигается, например, изменением высоты каркаса, как это показано на рис. 10-2, шунтированием части линейного реостата постоянными сопротивлениями, применением намотки с переменным шагом, намотки отдельных участков каркаса проводами разного диаметра или проводами с разными удельными сопротивлениями.

### 10-3. ТЕНЗОРЕЗИСТОРЫ

**Принцип действия.** В основе работы тензорезисторов лежит явление тензоэффекта, заключающееся в изменении активного сопротивления проводников при их механической деформации.

Характеристикой тензоэффекта материала является коэффициент относительной тензочувствительности  $k$ , определяемый как отношение изменения сопротивления к изменению длины проводника:  $k = \epsilon_R / \epsilon_l$ , где  $\epsilon_R = \Delta R / R$  — относительное изменение сопротивления проводника;  $\epsilon_l = \Delta l / l$  — относительное изменение длины проводника.

Для жидких материалов, практически не меняющих своего объема в процессе деформации, — ртути, электролитов (см. рис. 15-12) — коэффициент тензочувствительности  $k = 2$ . Это становится понятным, если вспомнить, что сопротивление проводника при постоянном объеме зависит от квадрата его длины:

$$R = \rho \frac{l}{S} = \rho \frac{l^2}{V}; \quad \Delta R = \frac{\rho}{V} 2l \Delta l,$$

откуда

$$k = \frac{\epsilon_R}{\epsilon_l} = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\frac{\Delta l}{l}} = 2,$$

где  $S$  — площадь поперечного сечения проводника;  $V$  — объем проводника;  $\rho$  — удельное сопротивление материала проводника.

При деформации твердых тел изменение их длины связано с изменением объема, причем величина изменения объема в зоне упругих деформаций для каждого материала постоянна и характеризуется коэффициентом Пуассона  $\mu = -\epsilon_b / \epsilon_l$ , где  $\epsilon_b = \Delta b / b$  — относительная величина поперечной деформации;  $b$  — поперечный размер проводника квадратного сечения (или радиус для круглого). В этом случае  $\Delta R = \rho \Delta l / S - \rho l \Delta S / S^2$  и  $\Delta R / R = \Delta l / l - \Delta S / S = = \Delta l / l - 2 \Delta b / b$ . Учитывая, что  $\Delta b / b = -\mu \Delta l / l$ , получаем:  $\Delta R / R = = (1 + 2\mu) \Delta l / l$ , а коэффициент тензочувствительности  $k = \epsilon_R / \epsilon_l = = 1 + 2\mu$ .

Коэффициент Пуассона  $\mu$  для металлов имеет значения 0,24—0,4. Следовательно, значение коэффициента тензочувствительности  $k$  для большинства металлов не должно выходить за пределы 1,48—1,8.

Однако значения  $k$  для различных материалов, определенные экспериментально, выходят за указанные пределы как в ту, так и в другую сторону. Это свидетельствует о том, что при деформации проводника, помимо изменения его геометрических размеров, изменяются и его свойства, в частности величина его удельного сопротивления  $\rho$ . Поэтому значение коэффициента тензочувствительности в общем случае должно быть выражено как  $k = (1 + 2\mu) + m$ . Здесь величина  $(1 + 2\mu)$  характеризует изменение сопротивления, связанное с изменением геометрических размеров (длина и сечение) проводника, а  $m = \frac{\Delta\rho/\rho}{\Delta l/l}$  — изменение удельного сопротивления материала, связанное с изменением его физических свойств. Для металлов значение  $m$  составляет небольшую долю от величины  $(1 + 2\mu)$ . Для полупроводниковых материалов, наоборот,  $m \gg \gg (1 + 2\mu)$ , и для них без особой ошибки можно считать, что  $k \approx m$ .

**Конструкции тензорезисторов.** В технике измерения неэлектрических величин тензорезисторы используются по двум направлениям.

Первое направление — использование тензоэффекта проводника, находящегося в состоянии объемного сжатия, когда естественной входной величиной преобразователя является давление окружающего его газа или жидкости. На этом принципе строятся манометры для измерения высоких и сверхвысоких давлений, преобразователи которых представляют собой катушку провода (обычно манганинового) или полупроводниковый элемент (чаще всего германиевый или кремниевый), помещенные в область измеряемого давления (жидкости или газа). Выходной величиной преобразователя является изменение его активного сопротивления.

Второе направление — использование тензоэффекта растягиваемого или сжимаемого тензочувствительного материала. При этом тензорезисторы применяются в виде «свободных» преобразователей и в виде наклеиваемых.

«Свободные» тензопреобразователи выполняются в виде одной или ряда проволок, закрепленных по концам между подвижной и неподвижной деталями и, как правило, выполняющих одновременно роль упругого элемента. Естественной входной величиной таких преобразователей является весьма малое перемещение подвижной детали.

Устройство наиболее распространенного типа наклеиваемого проволочного тензорезистора изображено на рис. 10-3, а. На полоску тонкой бумаги или лаковую пленку 2 наклеивается так называемая решетка из зигзагообразно уложенной тонкой проволоки 3 диаметром 0,02—0,05 мм. К концам проволоки присоединяются (пайкой или сваркой) выводные медные проводники 4. Сверху преобразователь покрывается слоем лака 1. Такой преобразователь, будучи приклеенным к испытываемой детали, воспринимает деформации ее поверхностного слоя. Таким образом, естественной входной величиной наклеиваемого тензопреобразователя является деформация поверхностного слоя детали, на которую он наклеен, а выход-

ной — изменение сопротивления преобразователя, пропорциональное этой деформации.

Измерительной базой преобразователя является длина детали, занимаемая проволокой. Наиболее часто используются преобразователи с базами 5—20 мм, обладающие сопротивлением 30—500 Ом.

Кроме наиболее распространенной петлевой конструкции проволоочных тензорезисторов, существуют и другие. При необходимости уменьшения измерительной базы преобразователя (до 3—1 мм) его изготавливают двухслойным так называемым витковым способом, который заключается в том, что на оправке круглого сечения на трубку из тонкой бумаги наматывается спираль из тензочувствительной проволоки. Затем эта трубка проклеивается, снимается с оправки, расплющивается и к концам проволоки прикрепляются выводы.

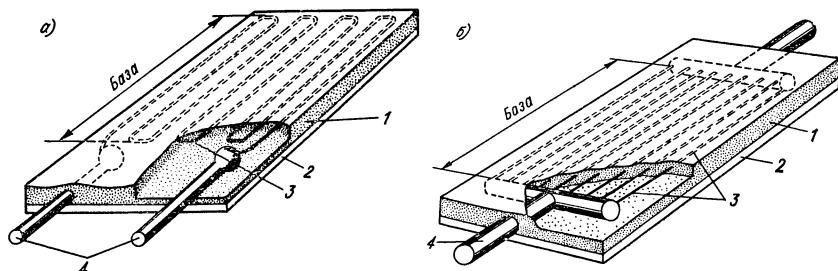


Рис. 10-3

Когда надо получить от цепи с тензорезистором ток большой величины, часто используют «мощные» проволоочные тензорезисторы. Они состоят из большого числа (до 30—50) параллельно соединенных проволок, отличаются большими габаритами (длина базы 150—200 мм) и развивают мощность, достаточную для вибратора осциллографа без использования усилителей (рис. 10-3, б).

Разновидность «мощных» тензорезисторов — эластичные преобразователи — представляют собой резиновый капилляр с внутренним диаметром 0,1—0,5 мм, заполненный ртутью (иногда электролитом — см. рис. 15-12) и снабженный проволоочными выводами. Наклеенный на объект измерения такой преобразователь, деформируясь вместе с этим объектом, изменяет свое сопротивление. Эластичные тензорезисторы с ртутным наполнителем имеют коэффициент тензочувствительности  $k = 2$  и позволяют измерять весьма большие деформации материалов (до 30—50%). Характерной особенностью является весьма малая величина сопротивления и ограниченный температурный и частотный диапазоны.

Фольговые преобразователи представляют собой весьма тонкую ленту из фольги толщиной 4—12 мкм, на которой часть металла выбрана травлением таким образом, что оставшаяся его часть образует показанную на рис. 10-4 решетку с выводами.

В последние годы появился еще один способ массового изготовления тензорезисторов, заключающийся в вакуумной возгонке



тензочувствительного материала и последующей конденсации его на подложку. Такие тензорезисторы получили название пленочных.

Для изготовления пленочных тензорезисторов, помимо металлических материалов (например, титаноалюминиевый сплав 48Т-2, обеспечивающий измерение деформаций до 12% при коэффициенте тензочувствительности порядка 0,2), используется также целый ряд полупроводниковых материалов, например германий, кремний ( $k = 100 \div 120$ ) и др.

При изготовлении фольговых и пленочных преобразователей можно предусмотреть любой рисунок решетки, что является существенным их достоинством. На рис. 10-4, *а* показан внешний вид преобразователя для измерения линейных напряжений, на рис. 10-4, *б* — преобразователь, напыленный на мембрану, а на рис. 10-4, *в* — пре-

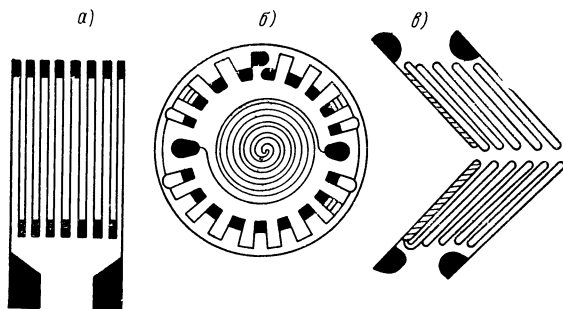


Рис. 10-4

образователь, наклеиваемый на вал, для измерения крутящих моментов.

Для изготовления тензопреобразователей и прикрепления их к объекту измерения применяются различные клеящие составы (клеи или цементы) в зависимости от условий работы (температура, влажность, характер среды). При нормальных и повышенных температурах используются ацетатноцеллюлоидные, бакелитофенольные (БФ) клеи, лаки на основе органических смол (бакелит), кремне-нитроглифталевые (№ 206, 200; 212; 192 т) и другие клеящие составы. При высоких температурах (до 700—800° С) используются кремнийорганические цементы (например, Б-56, ВН-12) и специальные цементы на основе жидкого стекла или полисилоксанов с различными наполнителями (например, Ц-165-32А).

Особый интерес представляют цементы типа клея Котинского. Клей Котинского — это термопластичный материал, размягчающийся при температуре 140° С. Характерной особенностью его применения является возможность многократного использования тензопреобразователей путем отклейки их при нагревании детали. Это позволяет производить индивидуальную градуировку преобразователей, значительно повышая достоверность результатов измерений.

Еще большие возможности в этом направлении открывает использование так называемых съемных тензорезисторов. Они представляют собой тензорезисторы обычного исполнения, наклеенные на скобу из листового металла, или тензорезисторы, изготовленные на подложке из металлической фольги толщиной 0,1—0,5 мм [52]. Такие преобразователи крепятся к исследуемой детали путем приварки концов скобы или подложки так, чтобы в дальнейшем их можно было открепить и приварить вновь.

**Расчет тензорезисторов.** До последнего времени методы расчета тензорезисторов не были известны и разработка преобразователей производилась чисто эмпирическим путем. Однако в связи с развитием квалитметрии измерительных преобразователей оказалось, что основные соотношения режима работы тензорезисторов достаточно хорошо описываются математически, и при проектировании тензорезисторов и сравнении новых типов с известными полезно проводить их расчет.

Расчет тензорезисторов сводится к определению при выбранных их размерах допускаемой тензорезистором мощности рассеяния (а следовательно, и допустимого значения тока при данном сопротивлении) или наоборот — к определению размеров тензорезистора, необходимых для обеспечения заданной мощности.

Мощность  $P$ , рассеиваемая в тензорезисторе, ограничена его нагревом, вызывающим появление повышенных значений погрешности. Перегрев  $\Theta$  тензорезистора по сравнению с температурой детали, на которую он наклеен (см. § 7-3), равен

$$\Theta = PR_{\tau} = \frac{P}{S_0 \xi} = \frac{P_{уд}}{\xi},$$

где  $R_{\tau}$  — тепловое сопротивление, К/Вт;  $S_0$  — площадь поверхности теплоотдачи материала резистора, м<sup>2</sup>;  $\xi$  — коэффициент теплоотдачи, Вт/(м<sup>2</sup>·К);  $P_{уд} = P/S_0$  — удельная тепловая нагрузка, Вт/м<sup>2</sup>.

При тепловом контакте тензорезистора с деталью через слой клея и подложку отводится в 200—300 раз больший тепловой поток, чем при теплоотдаче тензорезистора в окружающий воздух. Это объясняется тем, что коэффициент теплоотдачи в воздух (см. § 7-3) равен  $\xi = 10$  Вт/(м<sup>2</sup>·К), а коэффициент теплоотдачи в металл через слой клея составляет  $\xi \approx 2 \div 3$  кВт/(м<sup>2</sup>·К). Поэтому с высокой точностью можно считать, что практически весь тепловой поток от тензорезистора отводится через слой клея в деталь, на которую он наклеен. Отсюда площадью  $S_0$  поверхности теплоотдачи для пленочных и фольговых тензорезисторов следует считать поверхность резистора, обращенную к детали, а для проволочных — с достаточно точным приближением половину цилиндрической поверхности их проволоки.

Необходимые для расчета значения удельной тепловой нагрузки  $P_{уд} = P/S_0$  большинства используемых сейчас проволочных, фольговых и полупроводниковых тензорезисторов (с мощностью от 25 до 630 мВт и полной площадью, занимаемой решеткой, от 0,9 до

240 мм<sup>2</sup>) колеблются в очень узких пределах  $P_{уд} = 26 \div 28$  кВт/мм<sup>2</sup> (или мВт/мм<sup>2</sup>). Лишь в редких случаях, используя очень тонкую подложку, удается достичь  $P_{уд} = 30$  мВт/мм<sup>2</sup>, а используя в качестве подложки тонкую пленку, получить  $P_{уд} = 38 \div 39$  мВт/мм<sup>2</sup>.

Допустимое значение тока  $I_{доп}$  через тензорезистор определяется из соотношения  $P = I^2 R = P_{уд} S_0$ . Так, например, для проволочных тензорезисторов с базой длиной  $l$ , из  $n$  проводов в решетке с диаметром  $d$ , изготовленных из материала с удельным сопротивлением  $\rho$ ,

$$S_0 = \frac{\pi d}{2} n l; \quad R = \frac{4 n l \rho}{\pi d^2}$$

и допустимое значение тока

$$I_{доп} = \sqrt{\frac{P_{уд} S_0}{R}} = \sqrt{\frac{P_{уд} \pi^2 d^3}{8 \rho}}.$$

Для константовой проволоки  $\rho = 0,46 \cdot 10^{-6}$  Ом·м, тогда при  $P_{уд} = 27$  кВт/мм<sup>2</sup> допустимое значение тока

$$I_{доп} = \sqrt{7,3 \cdot 10^{10} d^3},$$

где  $I_{доп}$  в амперах и  $d$  в метрах, или, выражая  $I_{доп}$  в миллиамперах и  $d$  в миллиметрах, получим:  $I_{доп} = \sqrt{0,073 d^3}$ .

**Квалиметрия тензорезисторов**, т. е. сравнительная оценка эффективности различных типов таких преобразователей и выявление путей их дальнейшего совершенствования (см. § 4-3), основывается на следующих соображениях.

В § 5-5 было показано, что мощность сигнала, получаемого от измерительной цепи с параметрическими преобразователями, при любой измерительной цепи пропорциональна (с коэффициентами 1/16, 1/10, 1/8, 1/4) эффективной мощности  $P_{эф}$  параметрического преобразователя, которая по своему смыслу аналогична мощности короткого замыкания  $P_{к.з}$  генераторных преобразователей (см. § 5-2).

Эффективная мощность параметрического преобразователя  $P_{эф} = \epsilon_R^2 P$ , где  $\epsilon_R = \Delta R / R$ , а  $P$  — допустимая мощность преобразователя.

Однако для изменения сопротивления параметрического преобразователя на  $\Delta R$  объект измерения должен произвести некоторую работу  $A$  (затрачиваемую на деформацию тензорезистора, перемещение движка реостатного преобразователя, якоря индуктивного преобразователя и т. п.). Так как более мощный параметрический преобразователь требует от объекта измерения и больших затрат энергии для изменения своего сопротивления, то его «чувствительность», точнее, его энергетическая эффективность, характеризуется отношением  $G = P_{эф} / A$ . Размерность этого показателя эффективности (Вт/Дж) характерна для самого принципа действия всех параметрических преобразователей, так как одновременные затраты на входе преобразователя  $A$  джоулей обеспечивают в дальнейшем

непрерывный поток энергии выходного сигнала, пропорциональный  $P_{\text{эф}}$  ватт.

Аналитическое выражение для энергетической эффективности тензорезисторов можно получить из следующих соображений. Относительное удлинение материала тензорезистора  $\epsilon_l = \Delta l/l$  однозначно определяется модулем упругости этого материала и напряжением  $\sigma$  в нем как  $\epsilon_l = \Delta l/l = \sigma/E$ , откуда  $\sigma = \Delta l E/l$ . Необходимое для этого усилие, передаваемое решетке тензорезистора, равно

$$F = S_T \sigma = S_T \Delta l E/l,$$

где  $S_T$  — площадь поперечного сечения всех витков тензорешетки. Работа, затрачиваемая на эту деформацию,

$$A = \frac{F \Delta l}{2} = \frac{E S_T \Delta l^2}{2l} = \frac{E S_T l}{2} \left( \frac{\Delta l}{l} \right)^2 = \frac{E V}{2} \epsilon_l^2,$$

где  $V = S_T l$  — объем материала тензорезистора, а эффективная мощность на выходе цепи

$$P_{\text{эф}} = P e_R^2 = P k^2 \epsilon_l^2,$$

где  $k$  — коэффициент тензочувствительности. Условимся определять значения  $A$  и  $P_{\text{эф}}$  при  $\epsilon_l = 10^{-3}$ , что для детали из стали соответствует

$\sigma = 0,2$  ГПа (2000 кг/см<sup>2</sup>). Тогда  $A = \frac{E V}{2} 10^{-6}$  Дж и  $P_{\text{эф}} = P k^2 \cdot 10^{-6}$  Вт. Эти значения для существующих тензорезисторов нанесены на рис. 10-5, и их зависимости образуют наклонные линии, соответствующие различным постоянным значениям энергетической эффективности, равной для проволочных тензорезисторов на бумажной подложке, изготовленных из проволоки с  $d = 30$  мкм,  $G = 0,1$  Вт/Дж, для тензорезисторов на подложке из тонкой пленки, изготовленных из проволоки с  $d = 20$  мкм,  $G = 0,2$  Вт/Дж, а для полупроводниковых тензорезисторов с толщиной  $d$ , равной 30 и 20 мкм, соответственно  $G = 120$  и 200 Вт/Дж.

Выражая аналитически  $G = P_{\text{эф}}/A$  согласно полученным выше соотношениям для  $A$  и  $P_{\text{эф}}$ , получим:

$$G = \frac{2 P k^2}{E S_T l} = \left( \frac{2 k^2}{E} \right) \left( \frac{P_{\text{уд}} S_0}{S_T l} \right).$$

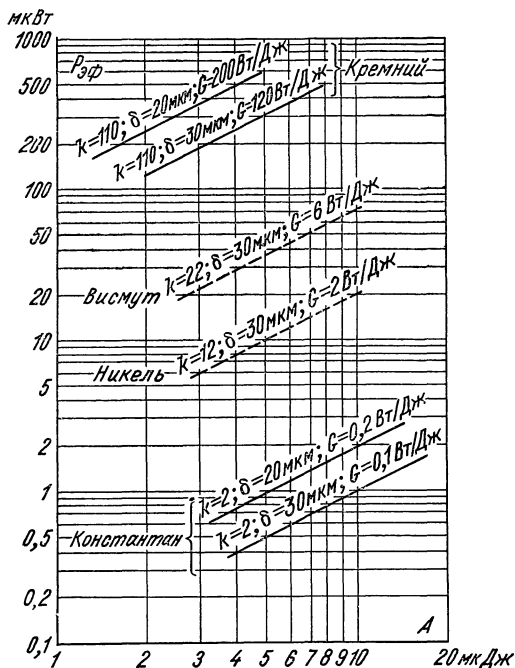


Рис. 10-5

Второй сомножитель этого соотношения можно привести к более простому виду, одинаковому как для пленочных и фольговых, так и для проволочных тензорезисторов, если обозначить через  $\delta$  толщину тензочувствительного элемента у пленочных и фольговых и радиус проволоки  $\delta = d/2$  у проволочных преобразователей.

Действительно, для фольговых и пленочных преобразователей  $S_0 = al$  и  $S_T = a\delta$ , т. е.

$$\frac{P_{y\lambda} S_0}{S_T l} = \frac{P_{y\lambda} al}{a\delta l} = \frac{P_{y\lambda}}{\delta},$$

а для проволочных  $S_0 = \frac{\pi d}{2} nl$  и  $S_T = \frac{\pi d^2}{4} nl$ , т. е.

$$\frac{P_{y\lambda} S_0}{S_T l} = \frac{P_{y\lambda} \frac{\pi d}{2} nl}{\frac{\pi d^2}{4} nl} = \frac{P_{y\lambda}}{d/2} = \frac{P_{y\lambda}}{\delta}.$$

Это позволяет аналитическое выражение для энергетической эффективности любых тензорезисторов записать в общем виде как

$$G = \left( \frac{2k^2}{E} \right) \left( \frac{P_{y\lambda}}{\delta} \right).$$

Если при этом учесть, что тепловое сопротивление подложки равно

$$R_T = \frac{\Theta}{P} = \frac{P}{S_0 \xi P} = \frac{1}{S_0 \xi} = \frac{\delta_k}{S_0 \lambda},$$

где  $\delta_k$  — толщина слоя изоляционной подложки и клея, а  $\lambda$  — удельная теплопроводность этого слоя, то удельная тепловая нагрузка  $P_{y\lambda}$  может быть выражена как

$$P_{y\lambda} = \Theta \xi = \Theta \frac{\lambda}{\delta_k},$$

а общее выражение для энергетической эффективности тензорезисторов может быть представлено как

$$G = \left( \frac{2k^2}{E} \right) \left( \frac{\Theta \lambda}{\delta \delta_k} \right). \quad (10-1)$$

Первый сомножитель этого выражения  $G_m = 2k^2/E$  — эффективность материала, использованного для тензорезистора (измеряемая в  $\text{м}^3/\text{Дж}$ ), а второй  $G_k = \Theta \lambda / (\delta \delta_k)$  — эффективность конструкции тензорезистора (в  $\text{Вт}/\text{м}^3$ ). Это выражение показывает, что используемые сейчас конструкции тензорезисторов еще могут быть значительно усовершенствованы. Так, используя для изготовления тензорезисторов технологию напыления тонких пленок, аналогичную технологии современных интегральных схем, замену изоляционного слоя оксидной пленкой и т. п., можно повысить  $G_k$  в десятки и сотни раз.

**Материалы, используемые для тензорезисторов.** Основные параметры таких материалов сведены в табл. 10-1, из которой видно, что энергетическая эффективность традиционных материалов для тензорезисторов очень мала ( $G_m \ll 0,05 \text{ мм}^3/\text{Дж}$ ). Поэтому тензорезисторам из этих материалов на рис. 10-5 соответствуют самые нижние прямые. Промежуточное значение по эффективности занимают никель и висмут, отмеченные штриховыми прямыми на рис. 10-5. И наиболее эффективными являются германий и особенно кремний (верхние прямые на рис. 10-5).

Таблица 10-1

Материал	Коэффициент тензочувствительности $k$	Модуль упругости $E$ , ГПа	$G_m = \frac{2k^2}{E}$ , мм <sup>3</sup> /Дж	ТКС, $1 \cdot 10^{-6}/\text{К}$	Температурный коэффициент линейного расширения, $1 \cdot 10^{-6}/\text{К}$	Удельное сопротивление, мкОм·м	Термо-Э. д. с. в паре с медью, мВ/К
Манганин	0,47—0,50	150	0,003	+10	16—18	0,40—0,45	+2
Константан	1,9—2,1	150	0,04	+50	14—15	0,46—0,50	+40
Нихром	2,1—2,3	180	0,05	22	14	0,9—1,7	+22
Никель	—12	—	2	6 000	12	0,11	+22,6
Висмут	22	—	6	300	13,4	—	—
p-германий	55	155	35	—	—	—	—
n-кремний	—100	187	107	—	—	—	—
n-германий	—100	155	130	—	—	—	—
p-кремний	(до —150)	155	(до 290)	—	—	—	—
	110	187	130	—	4,3	—	600
	(до 170)	187	(до 310)	—	—	—	—

Однако результирующая эффективность тензорезистора определяется не только значениями  $k$  и  $E$  используемого материала, но и конструктивными параметрами преобразователя и допускаемой им температурой нагрева  $\Theta$  [второй сомножитель соотношения (10-1)]. Высокая допустимая для тензорезистора температура важна и при измерении деформаций деталей, работающих при высоких температурах. Некоторые высокотемпературные тензоматериалы и их параметры приведены в табл. 10-2.

Таблица 10-2

Материал	Коэффициент тензочувствительности $k$	ТКС, $1 \cdot 10^{-6}/\text{К}$	Допустимая температура, °С
Платиносеребряный сплав	0,8—1,4	2,2	+450
Платиновольфрамовый сплав ЛС-22	2,7—3,3	4,7	+550
Стеклоуглерод	60—150	—	+1000

**Общие свойства тензорезисторных измерительных преобразователей.** Основной особенностью приклеиваемых тензорезисторов является то обстоятельство, что они представляют собой преобразователи разового действия, т. е. могут быть использованы один раз. Следовательно, в тех случаях, когда отсутствует возможность градуировки рабочего преобразователя, для расшифровки его показаний пользуются градуировкой другого аналогичного преобразователя из той же партии. Естественно, что такой метод градуировки применим лишь в том случае, когда свойства преобразователей совершенно идентичны, а последнее, помимо технологических и конструктивных факторов, определяется также и воспроизводимостью свойств материала преобразователя. Для получения более стабильных свойств материалы отжигают в вакууме. В этой связи к данным табл. 10-1 и 10-2 следует относиться критически, так как характеристики всех рассматриваемых материалов сильно зависят не только от состава материалов, но и от технологии их изготовления, а также от последующей термической обработки.

Чувствительность проволочных тензорезисторов несколько отличается от чувствительности материала. Это объясняется тем, что при изготовлении петлевых преобразователей в местах закругления проволоки (см. рис. 10-3) образуются участки, не воспринимающие деформации в направлении оси базы. Влияние этих участков будет тем меньше, чем больше база преобразователя. Уменьшение относительной чувствительности у петлевых проволочных преобразователей с малой базой может достигать 25—30%. Кроме того, наличие участков проволоки, перпендикулярных оси преобразователя, вызывает появление чувствительности к составляющим напряжения, перпендикулярным оси преобразователя. Это является недостатком петлевых преобразователей, особенно при исследовании сложных напряженных состояний.

В этом отношении выгодно отличаются фольговые и пленочные преобразователи, у которых (см. рис. 10-4) сечение проводника в месте поворота значительно увеличено. Целый ряд пленочных тензорезисторов на основе висмута, титана, кремния или германия выполняется в виде одной проводящей полоски. Естественно, что они не имеют указанного недостатка.

Температурный коэффициент линейного расширения тензопреобразователей  $\alpha_n$  также сильно отличается от значения  $\alpha$  соответствующего материала. Дело в том, что вследствие различных значений температурного коэффициента линейного расширения проволоки и испытываемой детали при колебаниях температуры могут возникнуть дополнительные деформации в проволоке. Так, например, температурный коэффициент расширения стали на 30—35% меньше температурного коэффициента расширения константана, поэтому при наклеивке решетки из константана на сталь преобразователь при повышении температуры будет испытывать деформацию сжатия, что равноценно отрицательному температурному коэффициенту сопротивления (ТКС). Наоборот, при наклеивке преобразователя

из константана на дюраль в преобразователе при повышении температуры будет возникать деформация растяжения, что равноценно положительному ТКС.

Если обозначить  $\beta_d$  и  $\beta_n$  температурные коэффициенты расширения детали и проволоки, то относительная деформация преобразователя, обусловленная изменением температуры на  $1^\circ\text{C}$ , будет равна

$$\epsilon_t = \frac{\Delta l_\theta}{l} = (\beta_d - \beta_n).$$

Изменение сопротивления  $\Delta R_{\theta\sigma}$ , вызванное дополнительными деформациями при повышении температуры преобразователя на  $1^\circ\text{C}$ , составляет

$$\Delta R_{\theta\sigma} = k_n R \frac{\Delta l_\theta}{l} = k_n R (\beta_d - \beta_n),$$

где  $k_n$  — относительная чувствительность преобразователя.

Изменение же сопротивления преобразователя при колебании температуры на  $1^\circ\text{C}$ , обусловленное ТКС проволоки, равно

$$\Delta R_{\theta\sigma} = R\alpha.$$

Таким образом, общее изменение сопротивления преобразователя при колебании температуры на  $1^\circ\text{C}$  будет

$$\Delta R_\theta = Rk_n (\beta_d - \beta_n) + R\alpha = R[\alpha + k_n (\beta_d - \beta_n)] = R\alpha_n,$$

где  $\alpha_n$  — суммарный температурный коэффициент преобразователя, равный  $\alpha_n = \alpha + k_n (\beta_d - \beta_n)$ .

Измерительной цепью для тензопреобразователей чаще всего является делитель напряжения либо мостовая цепь (см. гл. 5).

Погрешности приборов с проволочными, фольговыми и пленочными тензорезисторами тесно связаны с градуировкой этих приборов. Если нет возможности градуировать непосредственно рабочий преобразователь, то погрешность, обусловленная неидентичностью и качеством приклейки рабочих и градуируемых тензорезисторов, может быть 1—5% даже при весьма тщательной приклейке, а общая погрешность прибора (включая погрешность усилителя, указателя и др.) может достигать 10—15%. При градуировке непосредственно рабочего преобразователя, а также при возможности контроля чувствительности усилителя и установки нуля перед каждым измерением погрешность прибора может быть снижена до 0,2—0,5% при статических и до 1—1,5% при динамических измерениях.



## ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

## 11-1. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ И ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Пьезоэлектрическими называются кристаллы и текстуры, электризирующиеся под действием механических напряжений (прямой пьезоэффект) и деформирующиеся в электрическом поле (обратный пьезоэффект). Особенностью пьезоэффекта является знакочувствительность, т. е. изменение знака заряда при замене сжатия растяжением и изменение знака деформации при изменении направления поля.

Физическую природу пьезоэффекта рассмотрим на примере наиболее известного пьезоэлектрического кристалла — кварца. На рис. 11-1, *а* показана форма элементарной ячейки кристаллической структуры кварца. Ячейка в целом электрически нейтральна, однако в ней можно выделить три направления, проходящие через центр и соединяющие два разнополярных иона. Эти полярные направления называются электрическими осями или осями  $X$ , и по ним направлены векторы поляризации  $\mathbf{P}_1$ ,  $\mathbf{P}_2$  и  $\mathbf{P}_3$ . Если к кристаллу кварца вдоль оси приложена сила  $F_x$ , равномерно распределенная по грани, перпендикулярной оси  $X$ , то в результате деформации элементарной ячейки ее электрическая нейтральность нарушается. При этом, как показано на рис. 11-1, *б*, в деформированном состоянии сумма проекций векторов  $\mathbf{P}_2$  и  $\mathbf{P}_3$  на ось  $X$  становится меньше (при сжатии) или больше (при растяжении) вектора  $\mathbf{P}_1$ . В результате появляется равнодействующая вектора поляризации, ей соответствуют поляризационные заряды на гранях, знаки которых для сжатия показаны на рис. 11-1, *б*. Нетрудно видеть, что деформация ячейки не влияет на электрическое состояние вдоль оси  $Y$ . Здесь сумма проекций векторов равна нулю, ибо  $\mathbf{P}_{2y} = \mathbf{P}_{3y}$ . Образование поляризационных зарядов на гранях, перпендикулярных оси  $X$ , при действии силы по оси  $X$  называется продольным пьезоэффектом.

При механических напряжениях, приложенных вдоль одной из осей  $Y$  (их называют механическими осями), геометрическая сумма проекций векторов  $\mathbf{P}_2$  и  $\mathbf{P}_3$  на ось  $Y$  равна нулю, и на гранях пьезоэлемента, перпендикулярных оси  $Y$ , поляризационные заряды не образуются. Однако сумма проекций векторов  $\mathbf{P}_3$  и  $\mathbf{P}_2$  на ось  $X$  оказывается не равной вектору  $\mathbf{P}_1$ . Так, при сжатии пьезоэлемента, как показано на рис. 11-1, *в*, указанная сумма превышает  $\mathbf{P}_1$ , в результате на нижней грани образуются положительные заряды, а на верхней — отрицательные. Рассмотренный эффект образования зарядов на гранях, перпендикулярных нагружаемым граням, называется поперечным.

При равномерном нагружении со всех сторон (например, гидростатическое сжатие или тепловые напряжения и деформации)

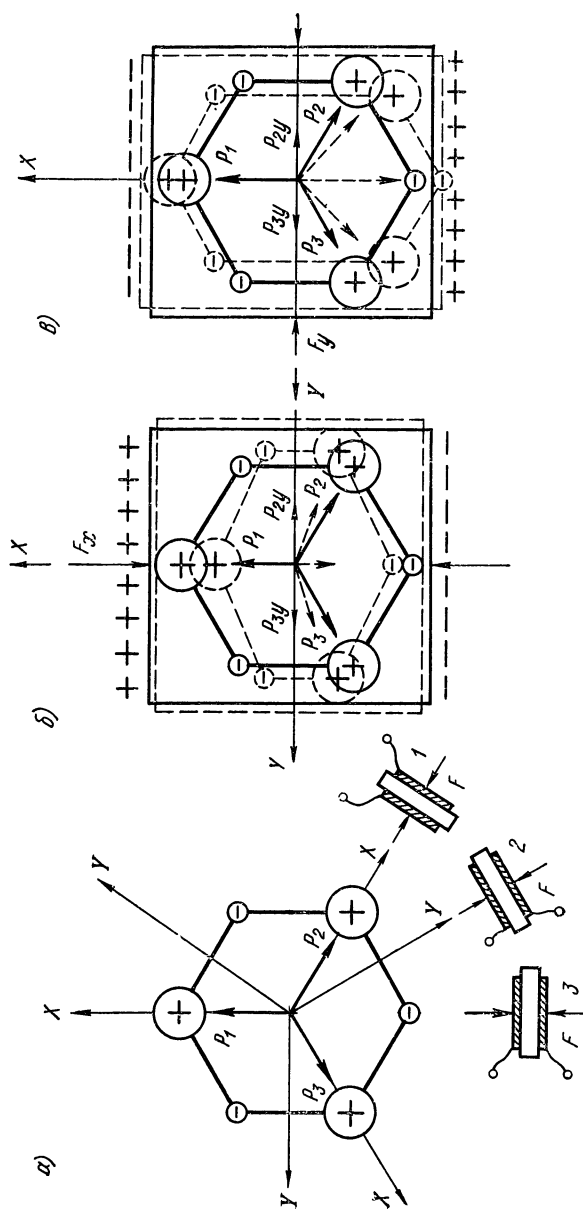


Рис. 11-1

кристалл кварца остается электрически нейтральным, так же как и при нагружении по оси  $Z$ , перпендикулярной осям  $X$  и  $Y$  и называемой оптической осью кристалла.

Наличие полярных направлений объясняет важность определенной ориентации граней пьезоэлемента относительно кристаллофизических осей кристалла  $X$ ,  $Y$  и  $Z$ . Для преобразователей, использующих продольный пьезоэффект, максимальную чувствительность имеет пьезоэлемент, ориентированный относительно кристаллофизических осей так, как показано на рис. 11-1,  $a$  (положение 1 и 3) и называемый  $X$ -срезом.

При изменении ориентации всего на  $30^\circ$  (положение 2 на рис. 11-1,  $a$ ) чувствительность уменьшается до нуля, а срез такого вида называется  $Y$ -срезом. Реальный пьезоэлемент может быть вырезан так, что его ребра не совпадут с кристаллофизическими осями, как это и показано на рис. 11-2. При угле  $\varphi = 3^\circ$  чувствительность уменьшается на 1,2%, при угле  $\beta = 3^\circ$  — на 0,6% [122].

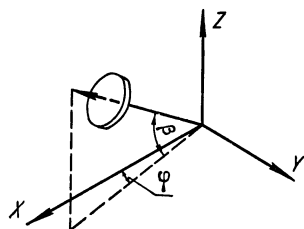


Рис. 11-2

**Пироэлектрики** представляют собой особую разновидность пьезоэлектрических кристаллов и отличаются от собственно пьезоэлектриков тем, что их ячейка имеет одно или несколько взаимно неуравновешенных полярных направлений. Благодаря этому указанная

группа кристаллов поляризуется при всестороннем гидростатическом давлении и тепловом расширении, откуда и происходит название «пироэлектрики». Типичным представителем пироэлектриков является турмалин.

**Сегнетоэлектрики** входят в группу пироэлектрических кристаллов. Характерным отличием сегнетоэлектриков является то, что их кристалл разбит на домены, в пределах которых существует упорядоченная структура и свое полярное направление. Однако полярные направления доменов ориентированы по-разному. Такое строение подобно строению ферромагнетиков, поэтому сегнетоэлектрические материалы называют также ферроэлектрическими. Сегнетоэлектрикам присуща нелинейная зависимость плотности поляризованных зарядов от внешних воздействий (механические напряжения, температура и т. д.) и гистерезис.

Одни и те же кристаллы в зависимости от температуры могут быть как сегнетоэлектриками, так и линейными кристаллами. Температура, при которой сегнетоэлектрическая структура кристалла преобразуется в структуру линейного кристалла или в другую сегнетоэлектрическую структуру, называется точкой Кюри. Вблизи точки Кюри аномальные свойства сегнетоэлектриков, например высокая поляризация при действии механических напряжений и температуры или очень большое изменение диэлектрической проницаемости  $\epsilon$  (см. рис. 12-6) при действии температуры,

проявляются особенно сильно. Типичными представителями сегнетоэлектриков являются сегнетова соль между точками Кюри от  $-18$  до  $+24^{\circ}\text{C}$  и монокристаллический титанат бария, имеющий три точки Кюри: при  $-80$ ;  $0$  и  $+120^{\circ}\text{C}$ . Сегнетоэлектрические монокристаллы сравнительно мало используются в измерительной технике из-за относительно низкой стабильности свойств и трудности получения бездефектных монокристаллов.

**Сегнетоэлектрические пьезокерамики** представляют собой продукт отжига спрессованной смеси, состоящей из мелкоизмельченного сегнетоэлектрического кристалла с присадками. Пьезоэлектрические свойства они приобретают после поляризации в сильном электрическом поле, направление которого и определяет полярный вектор пьезокерамики (направление поляризации в пьезокерамике обычно обозначают осью  $Z$ ). В настоящее время сырьем для производства пьезокерамики наряду с титанатом бария с точкой Кюри  $+120^{\circ}\text{C}$  служат титанат свинца  $\text{PbTiO}_3$  с точкой Кюри около  $+500^{\circ}\text{C}$  и цирконат свинца  $\text{PbZrO}_3$  с точкой Кюри примерно  $+230^{\circ}\text{C}$ . Наилучшие результаты получаются при использовании смесей этих материалов — так называемых цирконато-титанатов свинца (керамики типа ЦТС), которые получили сейчас самое широкое распространение, так как, обладая такой же чувствительностью, как и  $\text{BaTiO}_3$ , они обеспечивают работу преобразователя в температурном диапазоне до  $200\text{—}250^{\circ}\text{C}$ .

**Область применения пьезоэлектрических преобразователей** весьма обширна.

1. Преобразователи, использующие прямой пьезоэффект (рис. 11-3, а), применяются в приборах для измерения силы, давления, ускорения.

2. Преобразователи, выполненные из материалов, обладающих пьезоэффектом, могут быть использованы для измерений тепловой радиации (рис. 11-3, б).

3. Преобразователи, использующие обратный пьезоэффект, применяются в качестве излучателей ультразвуковых колебаний [152], в качестве преобразователей напряжения в деформацию, например, в пьезоэлектрических реле, пьезовибраторах осциллографов (рис. 11-3, в), в качестве обратных преобразователей приборов уравнивания и т. д.

4. Преобразователи, использующие одновременно прямой и обратный пьезоэффекты, — пьезорезонаторы, имеющие максимальный коэффициент преобразования одного вида энергии в другой на резонансной частоте и резко уменьшающийся коэффициент преобразования при отступлении от резонансной частоты (т. е. высокую добротность), — используются в качестве фильтров [193], пропускающих очень узкую полосу частот (рис. 11-3, г).

Пьезорезонаторы, включенные в цепь положительной обратной связи усилителя, работают в режиме автоколебаний и используются в генераторах. В зависимости от типа кристалла, среза и типа возбуждаемых колебаний пьезорезонаторы могут выполняться с высо-

костабильной, не зависящей от внешних факторов собственной частотой [54] и с управляемой собственной частотой [216]. Управляемые резонаторы используются в частотно-цифровых приборах как преобразователи различных, преимущественно неэлектрических величин (температура, давление, ускорение и т. д.) в частоту. Пьезоэлектрические генераторы могут применяться и как амплитудные преобразователи, работая в режиме изменения добротности, например, для фиксации соприкосновения колеблющегося кристалла с каким-либо телом [40, 73]. Пьезоэлементы, кроме того, исполь-

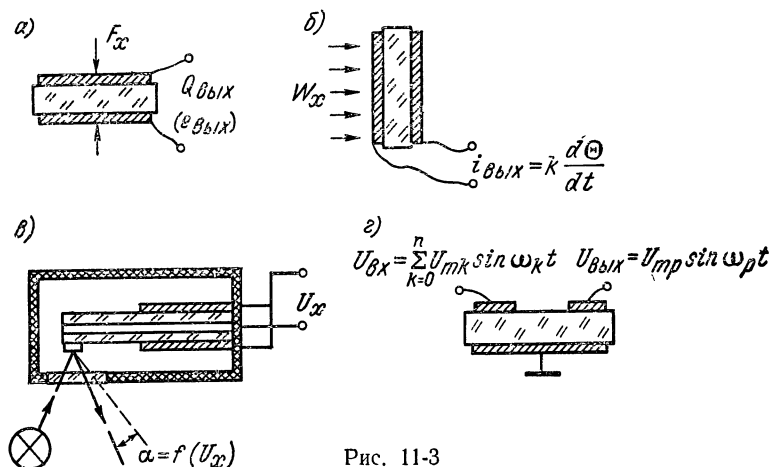


Рис. 11-3

зуются в твердых схемах, заменяющих собой целый ряд электронных устройств [193].

В настоящей главе рассмотрены наиболее широко распространенные преобразователи для измерения сил, давлений и ускорений и обратные преобразователи электрического напряжения в перемещение.

## 11-2. МЕТОДЫ РАСЧЕТА ПОВЕРХНОСТНЫХ ЗАРЯДОВ, ДЕФОРМАЦИЙ И МЕХАНИЧЕСКИХ НАПРЯЖЕНИЙ ПРИ ПРЯМОМ И ОБРАТНОМ ПЬЕЗОЭФФЕКТЕ

В простейшем случае на пьезоэлемент, изображенный на рис. 11-4, а, действует единственная сила  $F_1$  по оси  $X$ , и на грани, перпендикулярной оси  $X$ , возникает заряд  $Q = d_{11}F_1$ , где  $d_{11}$  — коэффициент пропорциональности, называемый пьезомодулем и выражаемый в Кл/Н.

Поверхностная плотность заряда  $\delta$  рассчитывается как  $\delta_1 = d_{11}\sigma_1$ , где  $\sigma_1$  — механическое напряжение, равное  $F_1/S_1$ . В общем случае на пьезоэлемент могут действовать сжимающие или растягивающие напряжения  $\sigma_1 = F_x/S_x$ ,  $\sigma_2 = F_y/S_y$  и  $\sigma_3 = F_z/S_z$  по трем осям  $X$ ,  $Y$  и  $Z$  и, кроме того, сдвиговые напряжения  $\sigma_4$ ,  $\sigma_5$ ,  $\sigma_6$ , вызывающие деформацию граней  $yz$ ,  $xz$  и  $xy$  соответственно, т. е.

вытягивание их в ромбы. Некоторые простейшие виды деформаций показаны на рис. 11-4.

Для того чтобы в случае сложной деформации рассчитать заряды, возникающие на какой-либо из граней, нужно учитывать все действующие напряжения и соответствующие пьезомодули. Пьезомодули записываются в виде матрицы, состоящей из трех строк, соответствующих граням пьезоэлемента, на которых возникают заряды плотностью  $\delta$  и между которыми прикладывается поле напряженностью  $E$ , и шести столбцов, соответствующих напряжениям  $\sigma$

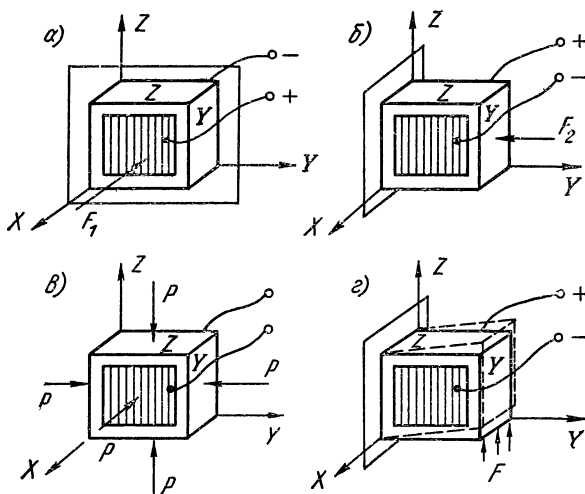


Рис. 11-4

или деформациям  $\alpha$  в пьезоэлементе. Матрица пьезоэлемента содержит 18 пьезомодулей и выглядит следующим образом:

$$\begin{pmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} & d_{14} & d_{15} & d_{16} \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} & d_{24} & d_{25} & d_{26} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} & d_{34} & d_{35} & d_{36} \end{pmatrix}.$$

Индекс пьезомодуля  $d_{ij}$  означает, что рассматривается заряд на грани  $i$  при действии напряжения вдоль оси  $j$ . При определении знаков зарядов за положительное направление поля принимается направление поля вне пьезоэлемента, совпадающее с положительным направлением соответствующей оси. Положительными считаются деформации растяжения, отрицательными — деформации сжатия. Деформация сдвига считается положительной, если диагональ, испытывающая растяжение, проходит через первый и третий квадранты системы координат, образованной кристаллографическими осями, лежащими в плоскости сдвига для наблюдателя, смотрящего с положительного конца оси, перпендикулярной плоскости сдвига.

Если одновременно в пьезоэлементе действуют все 6 напряжений, то плотность заряда на  $i$ -й грани рассчитывается по формуле

$$\delta_i = \sum_{j=1}^6 d_{ij} \sigma_j; \quad i = 1, 2, 3.$$

В табл. 11-1 и 11-2 приведены матрицы пьезомодулей для наиболее типичных структур распространенных материалов.

Таблица 11-1

Константы	Пьезоэлектрик (кварц)					
$d_{ij}$ ( $10^{-12}$ Кл/Н)	-2,31 0 0	+2,31 0 0	0 0 0	-0,67 0 0	0 0,67 0	0 4,62 0
Константы	Пьезокерамика (титанат бария)					
$d_{ij}$ ( $10^{-12}$ Кл/Н)	0 0 -78	0 0 -78	0 0 190	0 250 0	250 0 0	0 0 0
Константы	Пироэлектрик (турмалин)					
$d_{ij}$ ( $10^{-12}$ Кл/Н)	0 -0,23 0,28	0 0,23 0,28	0 0 1,9	0 3,7 0	3,7 0 0	-0,46 0 0

В качестве примера рассчитаем поверхностные плотности зарядов на гранях кварцевого пьезоэлемента при деформациях, показанных на рис. 11-4:

- а)  $\delta_1 = -d_{11}\sigma_1 = 2,31 \cdot 10^{-12}\sigma_1$ ;    б)  $\delta_1 = -d_{12}\sigma_2 = -2,31 \cdot 10^{-12}\sigma_2$ ;  
 в)  $\delta_1 = -d_{11}\sigma_1 - d_{12}\sigma_2 - d_{13}\sigma_3 = 2,31 \cdot 10^{-12}\sigma_1 - 2,31 \cdot 10^{-12}\sigma_2 = 0$ ;  
 г)  $\delta_1 = d_{14}\sigma_4 = -0,67 \cdot 10^{-12}\sigma_4$ .

Из приведенных расчетов очевидно, что при равномерном сжатии (рис. 11-4, в)  $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma_3$  поляризация кварца отсутствует, как было наглядно показано ранее при рассмотрении рис. 11-1.

Пироэлектрики и пьезокерамика могут быть использованы для измерения гидростатических давлений. Возникновение зарядов при гидростатическом давлении называется объемным пьезоэффектом, и для него указывается иногда дополнительный пьезомодуль  $d_{\text{гидро}}$ . В частности, для титаната бария при  $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma_3 = \sigma$  значение  $\delta_{\text{гидро}} = (-78 - 78 + 190) \cdot 10^{-12} \sigma = 34 \cdot 10^{-12} \sigma$  и  $d_{\text{гидро}} = 34 \cdot 10^{-12}$  Кл/Н.

При продольном пьезоэффекте заряд не зависит от размеров пьезоэлементов. Так, при сжатии по оси  $X$

$$Q = \delta_1 S_1 = - S_1 d_{11} F_1 / S_1 = - d_{11} F_1.$$

При поперечном пьезоэффекте заряд может быть увеличен соответствующим выбором относительных размеров пьезоэлемента, т. е. длин ребер  $x$  и  $y$ :

$$Q_1 = \delta_1 S_1 = - S_1 d_{12} F_2 / S_2 = d_{11} F_2 z y / z x = d_{11} F_2 y / x.$$

Величины допустимых напряжений зависят от материала пьезоэлемента и в очень значительной степени от качества обработки его поверхности (средние данные см. ниже в табл. 11-3).

Таблица 11-2

Пьезо-керамика	$d_{31} \cdot 10^{12}$	$d_{33} \cdot 10^{12}$
ЦТС-19	157	360
ЦТС-23	103	220
ЦТС-60	33	100

Матрицей пьезомодулей можно пользоваться и для расчета относительных деформаций при обратном пьезоэффекте. Если к кварцевому пьезоэлементу приложено поле напряженностью  $E_1$  между гранями 1—1 ( $X - X$ ), то пьезоэлемент испытывает деформации:  $\alpha_1 = -2,31 \cdot 10^{-12} E_1$ ;  $\alpha_2 = 2,31 \cdot 10^{-12} E_1$  и  $\alpha_4 = 0,67 \cdot 10^{-12} E_1$ .

В общем случае деформации  $\alpha_j$  шести видов определяются формулой  $d_j = \sum_{i=1}^3 d_{ij} E_i$  ( $j = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ ). Механические напряжения, которые при этом появляются в зажатом пьезоэлементе, определяются при помощи дополнительной матрицы модулей упругости  $e_{ij}$ , так как модули упругости в пьезоэлементе также зависят от направления действия силы.

### 11-3. ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СИЛЫ, ДАВЛЕНИЯ И УСКОРЕНИЯ

**Принципиальная конструкция и измерительные цепи.** На рис. 11-5 схематически изображено устройство пьезоэлектрического преобразователя. Измеряемое давление  $P$  действует на мембрану 1, представляющую собой дно корпуса преобразователя. Кварцевые пластины 2 соединены параллельно. Наружные обкладки кварцевых пластин заземляются, а средняя обкладка (латунная фольга 3) изолируется относительно корпуса самим кварцем, имеющим очень высокое удельное сопротивление.

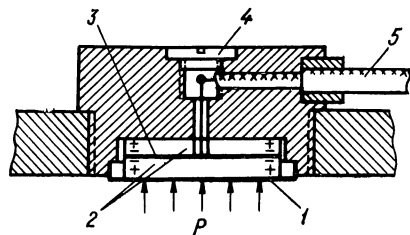


Рис. 11-5



Сигнал с кварцевых пластин снимается экранированным кабелем 5. Для удобства соединения вывода от фольги с внутренней жилой кабеля в корпусе преобразователя предусмотрено отверстие, закрываемое пробкой 4.

Выходная мощность пьезоэлектрических преобразователей очень мала, поэтому на выход преобразователя должен быть включен усилитель с возможно большим входным сопротивлением.

Эквивалентная схема преобразователя, соединенного кабелем с измерительной цепью, представлена на рис. 11-6, а, на котором  $C_0$  — емкость между гранями пьезоэлектрика (емкость преобразователя);  $C_{вх}$  — емкость кабеля и входная емкость измерительной цепи;  $R_0$  — сопротивление преобразователя с учетом сопротивления изоляции линии относительно земли;  $R_{вх}$  — входное сопротивление измерительной цепи.

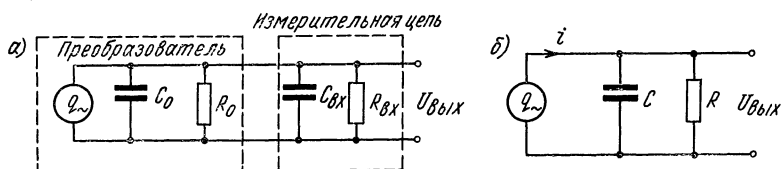


Рис. 11-6

Эквивалентную схему можно упростить согласно рис. 11-6, б, где сопротивление  $R = R_0 R_{вх} / (R_0 + R_{вх})$  и емкость  $C = C_0 + C_{вх}$ .

Выходное напряжение преобразователя с подключенной к нему измерительной цепью составляет  $\dot{U}_{вых} = i \left[ \frac{R/(\omega C)}{R + 1/(\omega C)} \right]$ . При синусоидальной силе  $f = F_m \sin \omega t$  мгновенное значение тока  $i = dQ/dt = d(d_{11} F_m \sin \omega t)/dt$ . Таким образом,  $\dot{I} = j\omega d_{11} \dot{F}$  и

$$\dot{U}_{вых} = d_{11} \dot{F} \frac{j\omega R}{1 + j\omega RC}. \quad (11-1)$$

Как видно из выражения (11-1), амплитуда напряжения и сдвиг фаз между напряжением и измеряемой силой зависят от частоты:

$$U_{вых m} = \frac{d_{11} F_m \omega R}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 (C_{вх} + C_0)^2}} \quad (11-2)$$

и

$$\psi = \pi/2 - \arctg \omega (C_{вх} + C_0) R. \quad (11-3)$$

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики преобразователя, включенного в измерительную цепь, представлены на рис. 11-7, а.

Из выражений (11-2) и (11-3) следует, что напряжение на входе усилителя не будет зависеть от частоты только при высоких частотах  $\omega > 1/R (C_{вх} + C_0)$  и будет равно

$$\dot{U}_{вых} = \frac{d_{11} F}{C_{вх} + C_0}. \quad (11-4)$$

Как видно из последнего выражения, выходное напряжение преобразователя зависит от емкости входной цепи. Поэтому, если в характеристиках преобразователя указывается его чувствительность по напряжению, то обязательно должна быть указана и емкость соответствующая этой чувствительности. В ряде случаев указывается чувствительность по количеству электричества  $Q/F$  и собственная емкость преобразователя  $C_0$  или напряжение холостого хода  $U_{\text{вых}} = d_{11}F/C_0$  и также собственная емкость преобразователя.

Для расширения частотного диапазона измеряемых величин в сторону низких частот, очевидно, следует увеличивать постоянную времени цепи  $\tau = R(C_{\text{вх}} + C_0)$ . Для того чтобы получить представление о тех значениях сопротивлений и емкостей, которых практически приходится добиваться, на рис. 11-7, б приведены кривые чувствительности пьезоэлектрического акселерометра в функции частоты для различных сочетаний  $R$  и  $C = C_0 + C_{\text{вх}}$ .

Расширение частотного диапазона путем увеличения емкости  $C_{\text{вх}}$  (кривая 2 на рис. 11-7) легко осуществляется включением параллельно преобразователю конденсаторов, однако, как видно из формулы (11-4), это приводит к уменьшению выходного напряжения преобразователя.

Увеличение сопротивления  $R$  приводит к расширению частотного диапазона без потери чувствительности, однако трудно повысить входное сопротивление усилителя  $R_{\text{вх}}$  больше, чем до  $10^8$ — $10^9$  Ом.

Собственное сопротивление пьезоэлемента  $R_0$  определяется удельным сопротивлением материала пластин и их поверхностным сопротивлением. Первая составляющая, в особенности для кварца ( $10^{15}$ — $10^{16}$  Ом), как правило, значительно выше второй, поэтому определяющим является поверхностное сопротивление, для повышения которого до  $R_{\text{пов}} = 10^9 \div 10^{10}$  Ом преобразователь приходится герметизировать.

Для увеличения чувствительности пьезоэлектрического преобразователя его пьезоэлемент выполняется в виде ряда параллельно соединенных при помощи металлических прокладок 2 пластин 1 (рис. 11-8). В этом случае чувствительность преобразователя определяется формулой  $S = d_{11}n/(C_{\text{вх}} + nC_0)$ , где  $n$  — число параллельно соединенных пластин;  $C_0$  — емкость одной пластины,

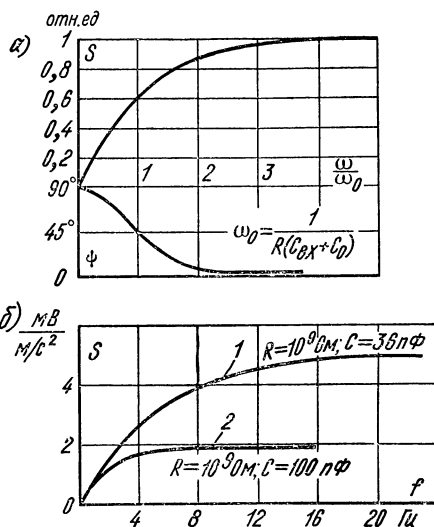


Рис. 11-7

Вопросы рационального выбора числа пластин рассмотрены в работе [244]. Ограничение частотного диапазона пьезоэлектрических преобразователей в области низких частот затрудняет градуировку датчиков статическими силами, это приводит к усложнению градуировочной аппаратуры и весьма существенным погрешностям градуировки. Поэтому большой интерес представляют измерительные цепи, позволяющие измерять заряд без изменения его в течение хотя бы сотен секунд. Для этих целей применяются специальные усилители с емкостной обратной связью (см. рис. 8-12, з), которые фактически являются усилителями заряда.

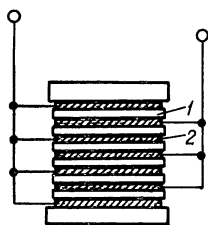


Рис. 11-8

**Погрешности пьезоэлектрических преобразователей** складываются прежде всего из погрешности от изменения параметров измерительной цепи (емкости  $C_{вх}$ ), температурной погрешности, вызываемой изменением пьезоэлектрической постоянной, погрешности вследствие неправильной установки пластин, погрешности из-за чувствительности к силам, действующим перпендикулярно измерительной оси преобразователя, и частотной погрешности. В диапазоне низких частот частотная погрешность вычисляется, как следует из выражения (11-2), по формуле

$$\gamma_n = 1 - \omega \frac{R(C_0 + C_{вх})}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 (C_{вх} + C_0)^2}} \approx \frac{1}{2\omega^2 R^2 (C_0 + C_{вх})^2} \quad (11-5)$$

Верхняя граница допустимого частотного диапазона определяется в основном механическими параметрами преобразователя (см. гл. 7). Пьезоэлектрические преобразователи могут быть выполнены с частотой собственных колебаний  $f_0 \approx 100$  кГц, что позволяет измерять механические величины, изменяющиеся с частотой до 7—10 кГц.

**Конструкции пьезоэлектрических преобразователей.** Достоинствами пьезоэлектрических преобразователей являются малые габариты, простота конструкции, надежность в работе, возможность измерения быстропеременных величин. Наиболее широкое распространение пьезоэлектрические преобразователи получили для измерения вибрационных ускорений [93].

На рис. 11-9 представлена конструкция пьезоэлектрического датчика акселерометра, разработанного И. М. Козловым и Э. М. Шмаковым в Ленинградском политехническом институте им. М. И. Калинина. Все элементы датчика крепятся к основанию 1, выполненному из титана. Преобразователь 2 состоит из двух включенных параллельно пьезоэлементов из кварца X-среза. Инерционная масса 3 для уменьшения габаритов датчика изготовлена из легкообрабатываемого сплава ВМЗ-2 с высокой плотностью  $18 \text{ Мг/м}^3$  ( $18 \text{ г/см}^3$ ). Сигнал с кварцевых пластин снимается при помощи вывода из латунной фольги 4, соединенного с кабелем 6. Кабель крепится к основанию при помощи пайки. Датчик закрывается крышкой 5, навин-

чиваемой на основание. На основании 1 нарезана резьба для крепления датчика на объекте. Масса датчика 35 г, рабочий диапазон 1—150 м/с<sup>2</sup>.

При конструировании датчика акселерометра одним из основных вопросов является крепление пьезочувствительных пластин к основанию и инерционной массе [176]. Сочленение пластин с основанием и инерционной массой в датчике, представленном на рис. 11-9, осуществляется посредством пайки, что позволяет прибору работать до 200° С. К кабелю, соединяющему датчик акселерометра с усилителем, предъявляются следующие требования: большое сопротивление изоляции, малая емкость между жилой и экраном, гибкость и антивибрационность. Последнее означает, что при вибрации кабель не должен наводить на вход усилителя э. д. с. возникающую

в результате трения изоляции при тряске об экран. Лучшим является кабель типа АВК-3, имеющий емкость 70—80 пФ/м.

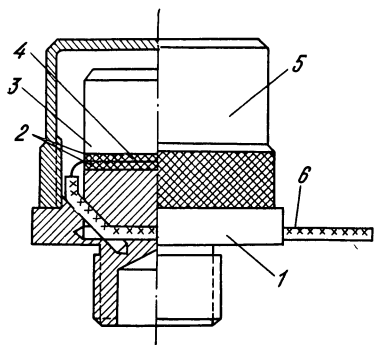


Рис. 11-9

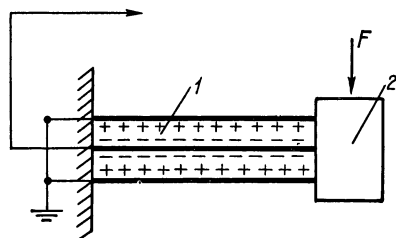


Рис. 11-10

Повышенную чувствительность имеют преобразователи с пьезоэлементами, работающими на изгиб, однако они имеют значительно более низкую собственную частоту и поэтому применяются только в низкочастотных датчиках. На рис. 11-10 схематически представлена конструкция такого датчика низкочастотного акселерометра. Здесь пьезоэлемент 1, называемый биморфным, составлен из двух пластин. К нему приклеен груз 2. При действии силы  $F$  пьезоэлемент прогибается, верхняя пластина испытывает растяжение, нижняя — сжатие, и на пластинах наводятся заряды так, как это показано на рис. 11-10.

Конструкция датчика типа Д19 с изгибным пьезоэлементом, выпускаемого таганрогским заводом «Виброприбор», показана на рис. 11-11. Пьезоэлемент 1 из пьезокерамики ЦТС-19 наклеен на упругий элемент 2, представляющий собой круглую плоскую пружину с инерционной массой в виде кольца, прорезанного пазами (рис. 11-11, б). Упругий элемент закреплен в центре и при действии ускорения испытывает изгибную деформацию. Размеры пьезоэлемента и упругого элемента выбраны таким образом, чтобы пьезоэлемент испытывал при этом деформацию только одного знака. Заряд с пьезоэлемента снимается при помощи гибкого проводника 3,

который подпаявается к верхней обкладке пьезоэлемента и контакту 4, изолированному от корпуса фторопластовой прокладкой 5 и закрытому предохранительным колпачком 6. Датчик герметизируется резиновой прокладкой 7, зажимаемой гайкой 8. Масса датчика  $m = 100$  г, чувствительность и частотный диапазон при входном сопротивлении усилителя  $2 \text{ МОм}$  равны  $S = 20 \text{ мВ/(м/с}^2\text{)}$  и  $f = 20 \div 500 \text{ Гц}$ , собственная емкость датчика  $3400 \text{ пФ}$ .

**Пьезоэлектрические преобразователи с использованием обратного пьезоэффекта.** Вследствие обратного пьезоэффекта пьезоэлементы деформируются под действием электрического поля. Относительные деформации сжатия и растяжения очень малы и близки по величине к температурным деформациям, поэтому в преобра-

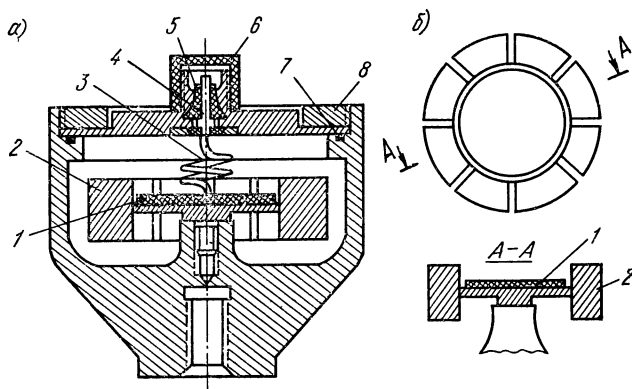


Рис. 11-11

зователях напряжения в перемещение используются обычно изгибные пьезоэлементы. Схематическая конструкция такого преобразователя показана на рис. 11-3, в. При действии напряжения  $U$  одна из пластин сокращается по длине, другая расширяется и в результате биморфная пластина изгибается; под действием температуры обе пластины деформируются одинаково и изгиба не происходит. Согласно работе [53] прогиб конца биморфного элемента из керамики ЦТС с размерами  $40 \times 40 \times 1 \text{ мм}$  при напряжении  $400 \text{ В}$  составляет  $0,323 \text{ мм}$ , такой прогиб соответствует действию на свободном конце балки нагрузки около  $0,5 \text{ Н}$ .

Характеристики некоторых приборов, в которых использованы пьезопреобразователи с обратным пьезоэффектом, приведены в работах [53, 67].

#### 11.4. АНАЛИЗ ПУТЕЙ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Электрическая энергия выходного сигнала пьезоэлектрических преобразователей получается путем преобразования механической энергии, воспринимаемой от объекта измерения. Проведем анализ

энергетических преобразований на примере датчика пьезоэлектрического акселерометра (рис. 11-9) для измерения ускорения вибраций  $\ddot{x}(t) = \ddot{x}_m \sin \omega t$ .

Цепь энергетических преобразований в этом случае можно представить в виде рис. 11-12, где  $P_{\text{вх}}$  — механическая колебательная мощность, затрачиваемая объектом измерения на колебания всего датчика с массой  $m_{\Sigma}$  (включая массу корпуса, основания, колеблющейся части соединительного кабеля и т. д.);  $P_{\text{мех}}$  — механическая колебательная мощность, затрачиваемая на деформацию пластин пьезоэлемента и составляющая лишь некоторую небольшую часть от  $P_{\text{вх}}$ ;  $P_{\text{эл}}$  — электрическая колебательная мощность, развиваемая пьезоэлементом лишь на его собственной емкости  $C_0$ ;  $P_C$  — колебательная (реактивная) мощность на суммарной емкости цепи  $C_{\Sigma}$  после присоединения к датчику цепи с емкостью  $C_{\text{доб}}$ ;

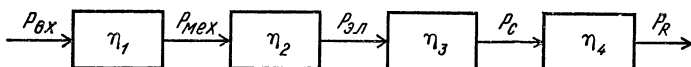


Рис. 11-12

$P_R$  — активная мощность, выделяемая датчиком на активном входном сопротивлении  $R$  измерительного усилителя, т. е. мощность полезного сигнала, получаемого усилителем от датчика.

Колебательная мощность, сообщаемая датчику объектом измерения, определяется энергией, запасаемой датчиком за четверть периода колебаний:

$$P_{\text{вх}} = \frac{m_{\Sigma} \dot{X}_m^2}{2} \frac{4}{T} = \frac{m_{\Sigma} \ddot{X}_m^2}{2\pi^2 f},$$

где  $m_{\Sigma}$  — масса всего датчика;  $\dot{X}_m$  — амплитуда скорости;  $\ddot{X}_m$  — амплитуда ускорения;  $f$  — частота колебаний. Выходная мощность, выделяемая на нагрузке датчика (на входном сопротивлении  $R$  усилителя), равна

$$P_R = \frac{U_m^2}{2R} = \frac{d^2 \omega^2 m_0^2 \ddot{X}_m^2 R}{2(1 + \omega^2 R^2 C_{\Sigma}^2)}$$

или при  $1 \ll \omega^2 R^2 C_{\Sigma}^2$

$$P_R = \frac{d^2 m_0^2 \ddot{X}_m^2}{2RC_{\Sigma}^2},$$

где  $m_0$  — активная масса, т. е. масса груза, крепящегося на пьезоэлементе;  $C_{\Sigma} = C_0 + C_{\text{доб}}$  — суммарная выходная емкость;  $C_0$  — собственная емкость пьезоэлемента;  $C_{\text{доб}}$  — емкость присоединенного кабеля и входной цепи усилителя. Отсюда эффективность преобразования датчика

$$\eta = \frac{P_R}{P_{\text{вх}}} = \frac{d^2 m_0^2 \ddot{X}_m^2 2\pi^2 f}{2RC_{\Sigma}^2 m_{\Sigma} \ddot{X}_m^2} = \frac{d^2 m_0^2 \pi^2 f}{m_{\Sigma} RC_{\Sigma}^2}.$$

Или, учитывая, что погрешность преобразования в области низких частот  $\gamma_n = 1/(\omega^2 R^2 C_\Sigma)$  и в области верхних частот  $\gamma_v \approx \omega^2/\omega_0^2$ , собственная емкость пьезоэлемента  $C_0 = L/(\epsilon S)$ , где  $L$  — длина,  $S$  — площадь,  $\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость пьезоэлемента, а чувствительность датчика акселерометра по напряжению  $S_U = dm_0/C_\Sigma$ , получаем:

$$\eta = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \gamma_v \sqrt{\gamma_n} \frac{\omega_0^2 S_U^2 C_\Sigma}{m_\Sigma}.$$

Поэтому отношение

$$G = \frac{\eta}{\gamma_v \sqrt{\gamma_n}} = \frac{\pi \omega_0^2 S_U^2 C_\Sigma}{\sqrt{2} m_\Sigma}, \quad (11-6)$$

инвариантное к текущей частоте преобразуемого сигнала, может рассматриваться как показатель эффективности пьезоэлектрических датчиков акселерометров.

**Анализ конструктивной эффективности существующих пьезоэлектрических датчиков акселерометров** на основании соотношения (11-6) может быть произведен исходя из следующих соображений. Естественно, что датчик акселерометра тем лучше, чем меньше его суммарная масса  $m_\Sigma$ . Однако, проектируя датчик, конструктор стремится к тому, чтобы он обладал наибольшей чувствительностью  $S_U$  и наиболее широким частотным диапазоном, т. е. максимальными значениями  $\omega_0$  и  $C_\Sigma$ . Поэтому произведение  $V = \omega_0^2 S_U^2 C_\Sigma$  следует рассматривать как обобщенное выражение полного объема возможностей  $V$ , достигнутого в датчике данной конструкции. Значение же  $m_\Sigma$  есть мера потребовавшихся для этого затрат, а отношение  $V/m_\Sigma = G$  согласно (11-6) есть критерий эффективности (в виде доли достигнутого эффекта на каждый грамм полной массы  $m_\Sigma$ ). При этом интересно отметить, что произведение  $\omega_0^2 S_U^2 C_\Sigma$  также имеет размерность массы, поэтому показатель  $G$  является безразмерным (или может выражаться в кг/кг).

Сравнение в координатах объема возможностей  $V$  и затрат  $m_\Sigma$  пьезоэлектрических датчиков акселерометров приведено на рис. 11-13. Из рисунка видно, что пьезодатчики разбиваются на ряд групп с существенно различной эффективностью  $G$ . Так, датчики типов ЦДУ-1, ЗПА-4М, ИС-312 и ИС-313А выполнены с уровнем эффективности  $G = 4 \cdot 10^{-4}$  кг/кг, в то время как датчики типов ИДК-2М, 1ПА-6, ВП-3 и ПД-4 — с уровнем  $G \approx 40 \cdot 10^{-4}$  кг/кг и т. д. При этом при одном и том же уровне эффективности (например,  $G \approx 16 \cdot 10^{-4}$  кг/кг) может быть достигнут как очень небольшой объем возможностей при малых затратах  $m_\Sigma$  (один элемент датчика ЗПДУ-3 с  $m_\Sigma = 13$  г), так и достаточно большой объем возможностей (датчик типа ПД-2 с  $m_\Sigma = 200$  г). Однако тот же объем возможностей, что и у ПД-2, при более эффективном выполнении может быть достигнут и при много меньших затратах (датчик 1ПА-10 с  $m_\Sigma = 14$  г).

Обращает на себя внимание тот факт, что при конструировании допускаются весьма различные уровни эффективности ( $G = 2,3 \cdot 10^{-4}$  у 3ПА-4М и  $G = 300 \cdot 10^{-4}$  у ПДК).

Аналогичное сравнение пьезодатчиков ряда иностранных фирм (Kistler Instrument Corporation, Consolidated Electrodynamics Corporation, Endevco Corporation, Brüel) показывает, что этими фирмами выпускаются датчики как с низкой, так и с высокой эффективностью, однако эффективность их лучших образцов достигает более высоких значений (датчик типа 4-274 фирмы СЕС имеет  $G = 500 \cdot 10^{-4}$ , у датчика типа 4312 фирмы Брюль и Кьер  $G = 1000 \cdot 10^{-4}$ ), несколько превосходящих эффективность лучших датчиков ЦНИИТМаш (1ПА-9, 1ПА-10 и ПКД).

**Энергетическая эффективность различных пьезоэлектрических материалов** характеризуется значением  $\eta_2 = P_{эл}/P_{мех} = d^2 E/\epsilon$ , зависящим только от свойств используемого пьезоматериала. Параметры ряда пьезоматериалов приведены в табл. 11-3. Из 4-го столбца этой таблицы видно, что  $\eta_2$  пьезоматериалов различается в 50 раз (1% у кварца, 50% у PZT). Это различие и является одной из причин, обуславливающей различие  $G$  у разных типов датчиков (рис. 11-13).

Однако различие  $G$  датчиков (рис. 11-13) в 130 раз обусловлено и разницей их конструктивного выполнения, так как у используемых в СССР пьезоматериалов  $\eta_2$  изменяется лишь в 24 раза.

**Изменение чувствительности пьезоматериалов от изменения температуры** происходит вследствие изменения с температурой практически всех их параметров ( $d$ ,  $\epsilon$ ,  $\rho$  и  $E$ ). В результате этого изменение чувствительности преобразователя  $S_v$  на отдельных участках температурного диапазона может быть как положительным, так и отрицательным. Модуль возникающей при этом температурной погрешности характеризуется температурным коэффициентом  $\beta_0$ , значения которого приведены в предпоследнем столбце табл. 11-3. Этот коэффициент имеет наибольшее значение у тита-

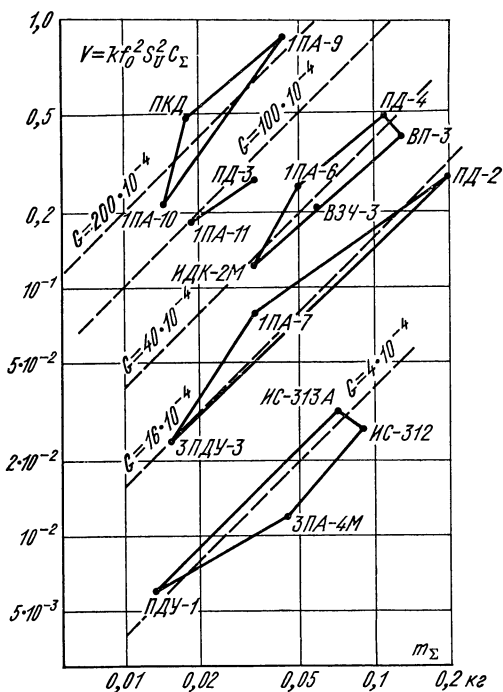


Рис. 11-13



Материал	$d, 10^{-12}$ Кл/Н	$E, 10^9$ Н/м <sup>2</sup>	$\varepsilon/\varepsilon_0$	$\eta_2, \%$	$\rho, \text{Ом} \cdot \text{м}$	$\delta, 10^3$ кг/м <sup>3</sup>	$\sigma_{\text{доп}}, 10^6$ Н/м <sup>2</sup>	$\theta_{\text{доп}}, ^\circ\text{С}$	$\beta_0 = \frac{\Delta S U}{S U},$ проц/К	$\eta_2/\beta_0$
Пьезокварц	2,3	80	4,5	1	$10^{12}$	2,65	98	550	0,01—0,02	0,5—0,8
Ниобат свинца	90	29	270	10	—	5,9	20	250	—	—
Керамика ЦТС	200	57	1380	18	$10^{10}$	7,15	80	330	0,14—0,20	1,1
Керамика титаната бария	190	110	1700	24	$10^{10}$	5,7	80	70	0,5—0,6	0,4
Керамика PZT (США)	320	67	1500	50	$10^{13}$	—	—	360	0,12—0,20	3,3

ната бария, меньшее у цирконато-титанатовых керамик и наименьшее у кварца. Поэтому о результирующей температурно-энергетической эффективности пьезоматериалов можно судить по значению отношения  $\eta_2/\beta_0$ , приведенного в последнем столбце таблицы.

Практически выбор того или иного пьезоматериала определяется допустимой величиной температурной погрешности. Если она допускается равной  $\pm 20\%$  то использование керамики ЦТС обеспечивает работу прибора в температурном диапазоне  $200\text{—}250^\circ\text{С}$ , при ограничении этой погрешности до  $\pm 5\%$  температурный диапазон сокращается до  $40\text{—}60^\circ\text{С}$ , а обеспечение погрешности  $\pm 2\%$  в диапазоне  $400\text{—}450^\circ\text{С}$  возможно только при использовании кварца.

Проведенный анализ показывает, что в энергетическом отношении в разработке пьезоматериалов достигнут некоторый предел. Действительно, если преобразователи из керамик типа PZT превращают в электрическую энергию 50% подводимой к ним механической энергии, то дальнейшее совершенствование пьезоматериалов в этом отношении уже не может дать даже двукратного выигрыша по мощности. Другое дело — совершенствование температурной стабильности параметров пьезоматериалов, так как температурная стабильность современных керамик все еще в 12—20 раз хуже, чем у кварца. Что же касается анализа конструктивной эффективности создаваемых конструкций пьезодатчиков, то он крайне необходим, так как без него допускается разработка и выпуск датчиков, в сотни раз уступающих по эффективности наиболее удачно сконструированным образцам.

## Глава двенадцатая

### ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

#### 12-1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Электростатический (ЭС) преобразователь представляет собой два или несколько тел, между которыми действует электрическое поле. Простейший ЭС преобразователь (рис. 12-1) содержит два

электрода площадью  $S$ , параллельно расположенных на расстоянии  $\delta$  в среде с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon$ .

С электрической стороны ЭС преобразователь характеризуется напряжением  $U$  между пластинами, зарядом  $q = CU$ , где  $C$  — емкость, равная для плоскопараллельного расположения пластин  $C = \epsilon S/\delta$  (без учета краевого эффекта), током  $i = dq/dt$ , энергией электрического поля  $W_{эл} = qU/2 = CU^2/2$ . Если одна из пластин (или диэлектрик между ними) имеет возможность перемещаться, то с механической стороны ЭС преобразователь характеризуется перемещением  $x$ , скоростью  $v = dx/dt$  и электростатической силой притяжения  $f_{эл} = dW_{эл}/dx$ . В качестве ЭС преобразователей используются также запертые  $p$ — $n$ -переходы:  $p$ - и  $n$ -области играют роль пластин, разделенных обедненным слоем, ширина  $\delta$  которого возрастает при увеличении запирающего напряжения.

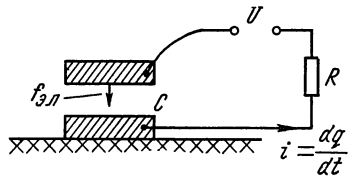


Рис. 12-1

При постоянной емкости  $C = \text{const}$  ЭС преобразователь работает как мера емкости или как элемент электрической цепи с реактивной проводимостью, пропорциональной частоте: если  $u = U_m \sin \omega t$ , то  $i = \omega CU_m \cos \omega t$ .

При емкости, принудительно изменяемой по известному закону, например  $C = C_0 + \Delta C \sin \Omega t$ , ЭС преобразователь работает в емкостных модуляторах и измерителях поверхностных зарядов (а также

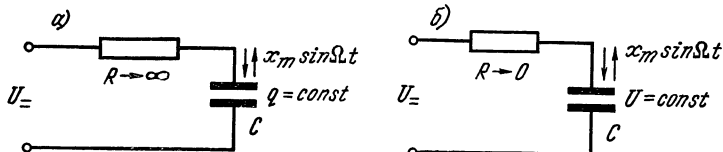


Рис. 12-2

в ЭС генераторах). Например, ЭС преобразователь емкостного модулятора («динамический конденсатор») в зависимости от постоянной времени  $RC$ -цепи (рис. 12-2) может работать в режиме заданного заряда при  $\Omega RC \gg 1$  (рис. 12-2, а) и заданного напряжения при  $\Omega RC \ll 1$  (рис. 12-2, б). В первом случае  $q \approx C_0 U_x = \text{const}$ ;  $U_C = q/C = \frac{C_0 U_x}{C_0 + \Delta C \sin \Omega t} = U_x \left(1 - \frac{\Delta C}{C_0} \sin \Omega t\right)$ , т. е. выходной величиной является переменная составляющая напряжения  $U_C$  (или  $U_R$ ). Во втором случае  $U_C \approx U_x$ ;  $q \approx (C_0 + \Delta C \sin \Omega t) U_x$ ;  $i = dq/dt = U_x \Omega \Delta C \cos \Omega t$ , т. е. выходной величиной модулятора, пропорциональной постоянному напряжению  $U_x$ , является ток.

При емкости, изменяющейся в зависимости от измеряемой неэлектрической величины, ЭС преобразователь (называемый в этом случае емкостным) работает в различных датчиках прямого преобразования, а также как преобразователь неравновесия в датчиках

уравновешивания. Величинами, влияющими на емкость, могут быть механическое перемещение, изменяющее зазор  $\delta$  или площадь  $S$ , температура и состав диэлектрика, влияющие на  $\epsilon$ , и т. д. При этом ЭС преобразователь может работать либо на постоянном токе (в режиме заданного напряжения или заданного заряда), либо на переменном токе (на несущей частоте). Например, если  $\delta = \delta_0 + x$ , то  $C = \epsilon S / (\delta_0 + x)$ , и при работе на постоянном токе в режиме заданного заряда (при условии, что переменная  $x$  меняется с такой круговой частотой  $\Omega$ , что  $\Omega RC \gg 1$ ), напряжение  $U_C = q/C = q(\delta_0 + x)/(\epsilon S)$  содержит составляющую, пропорциональную  $x$ . При работе в режиме заданного напряжения  $U = \text{const}$  заряд  $q = \epsilon S U / (\delta_0 + x)$ . Если  $x \ll \delta_0$ , то приближенно  $q = \frac{\epsilon S U}{\delta_0} \left(1 - \frac{x}{\delta_0}\right)$  и  $i = dq/dt = \frac{\epsilon S U}{\delta_0^2} \frac{dx}{dt}$ , т. е. ЭС преобразователь может служить для измерения скорости  $v = dx/dt$  относительного движения.

При работе на несущей частоте ЭС преобразователь питается напряжением  $U = U_m \sin \omega t$ , круговая частота  $\omega$  которого должна значительно превышать наибольшую частоту  $\Omega$  изменения емкости под действием измеряемой величины (см. § 7-11). Пусть, например,  $C = C_0 + \Delta C \sin \Omega t$ . Тогда  $i = d(CU)/dt = CdU/dt + UdC/dt = U_m (\omega C_0 \cos \omega t + \omega \Delta C \cos \omega t \sin \Omega t + \Omega \Delta C \sin \omega t \cos \Omega t)$ . Первый член в скобках выражает несущее колебание постоянной амплитуды, второй член — составляющую тока, меняющуюся пропорционально изменению емкости, однако третий член нарушает эту пропорциональность. Для уменьшения относительного размера третьего члена нужно увеличивать отношение  $\omega/\Omega$ . В дальнейшем рассматриваются исключительно емкостные преобразователи, работающие на несущей частоте, так как этот режим встречается наиболее часто.

При емкости, изменяющейся под действием силы электростатического притяжения, ЭС преобразователь работает в измерительных механизмах ЭС вольтметров и в датчиках уравновешивания в качестве обратного преобразователя (см. гл. 18). Выражения для электростатических сил приведены ниже в табл. 12-1. При измерении неэлектрических величин, например перемещения, сила  $f_s$  обычно считается вредным эффектом, поскольку она является реакцией прибора на объект измерения. Однако следует отметить, что другие преобразователи, например индуктивные, создают еще большую реакцию, так что ЭС преобразователи по малости воздействия на объект можно поставить сразу же за фотоэлектрическими и ионизационными, которые практически совсем не воздействуют на объект.

Конструктивная схема ЭС преобразователя показана на рис. 12-3, а, а его электрическая эквивалентная схема — на рис. 12-3, б. Она учитывает не только емкость  $C_0$  между его электродами 1 и 2, но и конечное сопротивление утечки  $R_{yt}$  изоляции между электродами, сопротивление  $r$  и индуктивность  $L$  кабеля  $K$ , а также паразитную емкость  $C_n$  между электродами и заземленными деталями конструкции и между жилой кабеля  $K$  и его заземленным экраном  $\mathcal{E}$ .

Влияние отдельных элементов схемы учитывается в зависимости от конкретных обстоятельств работы. Так, при работе на низкой частоте сопротивление конденсатора велико и влияние индуктивности и сопротивления ввода не сказывается; пренебрегая им, можно упростить эквивалентную схему, как показано на рис. 12-3, а, где  $R_{\text{экр}} \approx R_{\text{ут}}$  и  $C_{\text{экр}} \approx C_0 + C_{\text{п}}$ . При работе на высоких частотах сопротивление конденсатора падает и большую роль начинают играть индуктивность и сопротивление ввода, в то время как шунтирующее действие сопротивления утечки перестает сказываться. В этом случае удобнее последовательная эквивалентная схема преобразователя (рис. 12-3, б), где  $r_{\text{экр}} \approx r$  и  $C_{\text{экр}} = C_0 + C_{\text{п}}$ . Влияние сопротивления утечки может быть учтено соответствующей добавкой в сопротивлении  $r_s = r + 1/(\omega^2 C_{\text{экр}}^2 R_{\text{ут}})$ . Эффективная емкость  $C_{\omega}$  на высокой частоте оказывается за счет индуктивности  $L$  больше емкости  $C_{\text{экр}}$ , ибо  $C_{\omega} = C_{\text{экр}} / (1 - \omega^2 L C_{\text{экр}})$ . Действие индуктивности токоподводов начинает сказываться обычно на частотах свыше 10 МГц.

В эквивалентной схеме ЭС преобразователя с диэлектриком должны быть учтены потери в последнем. Из-за потерь в ЭС преобразователе сдвиг фаз между напряжением и током оказывается меньше  $\pi/2$  на угол потерь  $\delta$ . Последовательная и параллельная схемы, учитывающие потери в диэлектрике, представлены на рис. 12-4. Эквивалентные сопротивления для этих схем выражают часто через

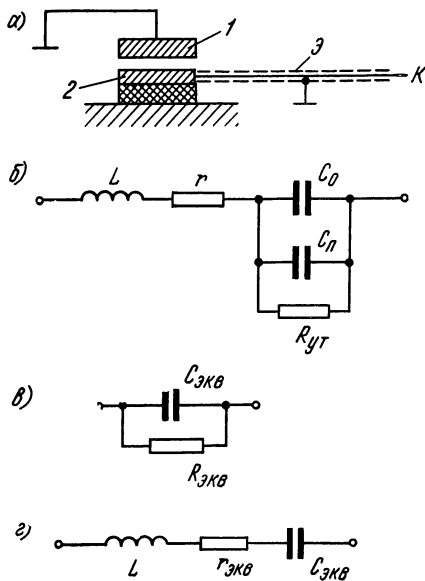


Рис. 12-3

приводимый в справочных данных тангенс угла потерь  $\delta$  как  $r_{1\text{экв}} = \text{tg } \delta / (\omega C_{1\text{экв}})$  (рис. 12-4, а) или  $R_{2\text{экв}} = 1 / (\omega C_{2\text{экв}} \text{tg } \delta)$  (рис. 12-4, б). Емкости  $C_{1\text{экв}}$  и  $C_{2\text{экв}}$  связаны между собой зависимостью  $C_{2\text{экв}} = C_{1\text{экв}} / (1 + \text{tg}^2 \delta)$ , и, так как обычно  $\text{tg } \delta \ll 1$ , их можно считать приблизительно равными:  $C_{1\text{экв}} = C_{2\text{экв}} = C_{\text{экр}}$ . В образцовых воздушных конденсаторах  $\text{tg } \delta$  не превышает  $5 \cdot 10^{-5}$ , так как определяется только потерями в изоляции между электродами и в материале электродов.

В конденсаторах с диэлектриком угол потерь значительно больше и, кроме того, может зависеть от напряжения на конденсаторе, частоты, температуры и влажности. В частности, зависимость от влажности настолько существенна, что на этом принципе строятся измерители влажности зерна [26, 62] и некоторых других продуктов.

В некоторых случаях при наличии диэлектрика между электродами преобразователя приходится считаться с тем, что после поляризации диэлектрики еще в течение какого-то времени (0,1—2 с) сохраняют заряд (абсорбция), что приводит к остаточным напряжениям, достигающим нескольких процентов от величины приложенного напряжения [205]. Влияние абсорбции в эквивалентной схеме конденсатора в первом приближении можно учесть включением параллельно емкости  $C_0$  цепочки, состоящей из емкости  $C_A$  и сопротивления  $R_A$ . Поэтому полная эквивалентная схема ЭС преобразователя может быть представлена в виде рис. 12-5.

Кроме диэлектриков с временно сохраняющейся поляризацией, существуют еще специальные диэлектрики, называемые **э л е к т р е т а м и**, поляризация которых сохраняется длительное время. Электреты используются в ряде ЭС преобразователей для создания постоянного электрического поля [163]

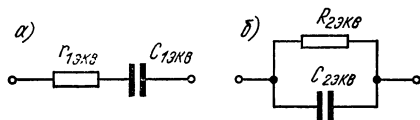


Рис. 12-4

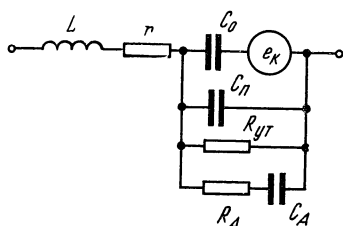


Рис. 12-5

аналогично тому, как для создания постоянного магнитного поля используются постоянные магниты.

При работе ЭС преобразователей на постоянном токе нужно учитывать существующую между электродами контактную разность потенциалов (КРП)  $e_k$ , включаемую в эквивалентной схеме последовательно с емкостью. КРП зависит от природы материалов, свойств и чистоты поверхности и существует даже между электродами, выполненными из одного и того же материала. Так, между электродами, выполненными из алюминия высокой чистоты, КРП может достигать 1 В [257]. Лишь применение специальных мер позволяет снизить КРП до величины порядка 10—20 мВ [189].

**Зависимость емкости от внешних условий.** Относительное изменение емкости  $C = \epsilon S/l$  определяется как  $\gamma_C = \gamma_\epsilon + 2\gamma_l - \gamma_\delta$ , где  $l$  — линейный размер, определяющий площадь  $S = l^2$ .

Для воздуха при изменении давления на  $10^5$  Н/м<sup>2</sup> (1 атм)  $\epsilon$  изменяется на величину  $\gamma_\epsilon = 0,06\%$ , при изменении влажности от 30 до 40% — на величину  $\gamma_\epsilon = 0,01\%$ .

Изменение температуры сказывается как на изменении диэлектрической проницаемости, так и на изменении геометрических размеров, вызываемом линейным расширением материалов. Средние температурные коэффициенты линейного расширения для наиболее распространенных материалов составляют [205]: для металлов  $(15 \div 30) \cdot 10^{-6}$  К<sup>-1</sup>, для инвара  $(1 \div 5) \cdot 10^{-6}$  К<sup>-1</sup>, для плавленого

кварца  $0,5 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ , для неорганических диэлектриков  $(6 \div 10) \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ , для органических диэлектриков  $(50 \div 100) \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ . Изменение диэлектрической проницаемости для воздуха равно  $\gamma_\varepsilon = -2 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ , а для твердых диэлектриков (плавленый кварц, слюда)  $\gamma_\varepsilon = 5 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ .

Некоторые специальные материалы имеют резко выраженную зависимость диэлектрической проницаемости от температуры. В частности, на рис. 12-6 показаны зависимости  $\varepsilon = f(t)$  для титаната бария и сегнетовой соли [157]. При температурах, соответствующих

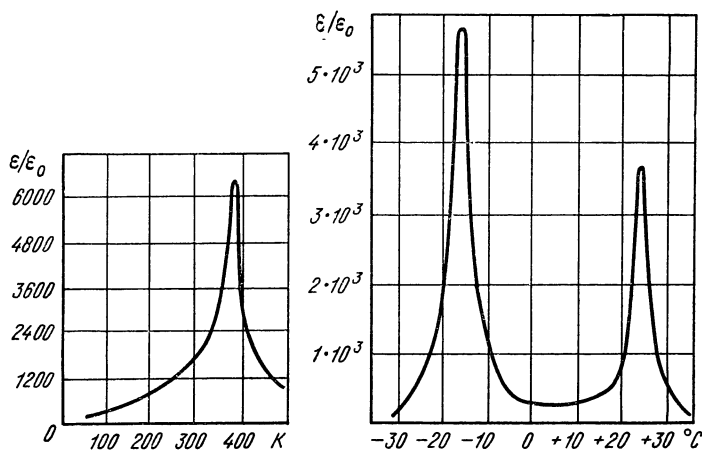


Рис. 12-6

точкам Кюри (см. § 11-1), диэлектрическая проницаемость возрастает во много раз. Это явление используется в емкостных преобразователях для систем аварийной сигнализации.

## 12-2. ЕМКОСТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

**Конструкции емкостных преобразователей.** На рис. 12-7, а показано устройство емкостного преобразователя для измерения уровня. Преобразователь состоит из двух параллельно соединенных конденсаторов: конденсатор  $C_1$  образован частью электродов и диэлектриком — жидкостью, уровень которой измеряется, конденсатор  $C_0$  — остальной частью электродов и диэлектриком — воздухом. Емкость преобразователя

$$C = C_1 + C_0 = [l\varepsilon + (l_0 - l)\varepsilon_0] \frac{2\pi}{\ln R_1/R_2},$$

где  $l_0$  — полная длина цилиндра;  $l$  — длина, на которую цилиндр заполнен жидкостью;  $\varepsilon$  — диэлектрическая проницаемость жидкости;  $R_1$  и  $R_2$  — радиусы внешнего и внутреннего цилиндров.

На рис. 12-7, б показан принцип устройства емкостного преобразователя для измерения толщины ленты из диэлектрика. Испытуемая лента 1 протягивается с помощью роликов 2 между обкладками 3 конденсатора. Если длину зазора между обкладками конденсатора обозначить  $\delta$ , площадь обкладок  $S$ , толщину ленты  $\delta_d$  и ее диэлектрическую проницаемость  $\epsilon_d$ , то емкость  $C$  можно выразить как

$$C = \frac{S}{(\delta - \delta_d)/\epsilon_0 + \delta_d/\epsilon_d}.$$

На рис. 12-8, а показан принцип устройства емкостных преобразователей с переменной площадью пластин, используемых для измерения угла поворота вала. Ротор 1, жестко скрепленный с валом 2, перемещается относительно статора 3 так, что длина зазора между ними сохраняется неизменной. Емкость преобразователя при повороте ротора изменяется от максимума (выступ ротора находится против выступа статора) до минимума, как показано на

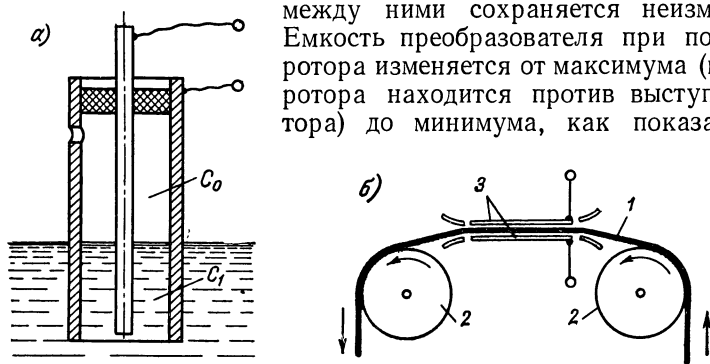


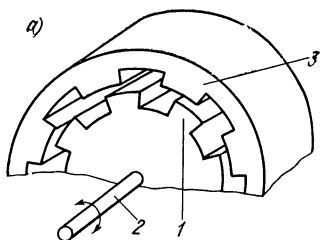
Рис. 12-7

рис. 12-8, б. Достоинством емкостных преобразователей с переменной площадью пластин (рис. 12-8, в) является возможность соответствующим выбором формы подвижной 1 и неподвижной 2 пластин получить заданную функциональную зависимость между изменением емкости и входным угловым или линейным перемещением. Методика расчета конфигурации пластин приведена в работе [20]. Преобразователи с переменной площадью применяются для измерения перемещений, больших 1 мм.

Для измерения малых перемещений ( $10^{-6}$  —  $10^{-3}$  м) получили применение преобразователи с переменным зазором. Принцип устройства подобного дифференциального преобразователя изображен на рис. 12-9, а. Обкладка 2 закреплена на пружинах и перемещается поступательно под воздействием измеряемой силы  $F$ . Обкладки 1 и 3 неподвижны. Емкость между обкладками 2 и 3 увеличивается, а между обкладками 1 и 2 уменьшается.

На рис. 12-9, б показана конструкция одной половины дифференциального емкостного преобразователя, используемого в качестве преобразователя неравновесия в датчике уравнивания. Подвижная пластина 1 крепится к корпусу 2 на растяжках 3, жест-

кость которых при перемещении в направлении оси  $X - X$  очень мала. При действии силы  $F$  подвижная пластина перемещается, и зазор между подвижной и неподвижной пластинами изменяется.



Обе пластины тщательно изолированы от корпуса специальными прокладками 4 и стеклянными «слезками» 5.

Емкостные преобразователи с переменным зазором для измерения малых перемещений отличаются высокой чувствительностью (до 500 В/мм), линейностью

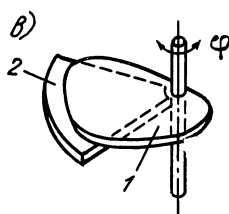
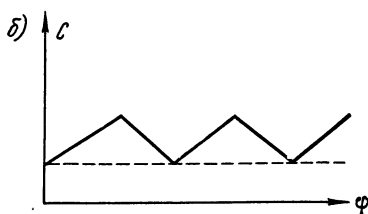


Рис. 12-8

зависимости сопротивления от зазора [ $z = 1/(\omega C) = \delta/(\omega \epsilon S)$ ], малыми погрешностями и простотой конструкции, что в ряде случаев делает их незаменимыми.

Иногда оказывается нежелательным присоединять токоподводы к подвижному элементу емкостного преобразователя, тогда можно использовать подвижный элемент из диэлектрика, например из кварца, как показано на рис. 12-10, а, или применить емкостный токосъем, как показано на рис. 12-10, б. При перемещении подвижного

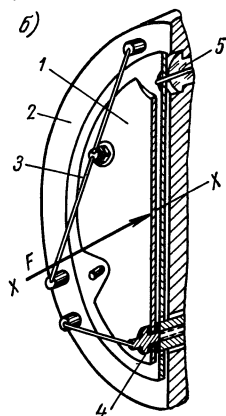
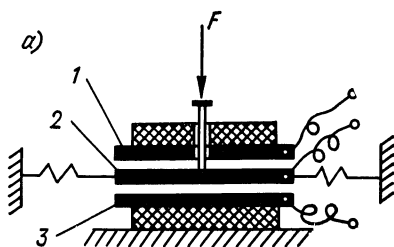


Рис. 12-9

элемента 1 (рис. 12-10, б) изменяется емкость между ним и электродами 2 и 3 и сохраняется неизменной емкость между подвижным элементом и электродом 4. В измерительную цепь включаются



электроды 2, 3 и 4. Подвижная пластина 2 показана на схеме рис. 12-10, в в виде трех элементов и обведена штриховой линией (точки включения пластин обозначены  $a, б, в$ ). Наличие емкости  $C'$  в измерительной диагонали моста несколько понижает чувствительность преобразователя, но обеспечивает присоединение измерительной цепи к подвижной пластине без токоподводов.

**Измерительные цепи емкостных преобразователей.** Емкости большинства преобразователей составляют 10—100 пФ, и поэтому даже на высоких частотах их выходное сопротивление велико ( $10^3$ — $10^7$  Ом), а выходная мощность настолько мала, что емкостные преобразователи работают только с усилителем и, чтобы избежать наводок, соединяются с ним экранированным проводом или коаксиальным кабелем.

Экранированные провода имеют относительно большие емкости между жилой и заземленным экраном ( $C \approx 50$  пФ/м), коаксиальный

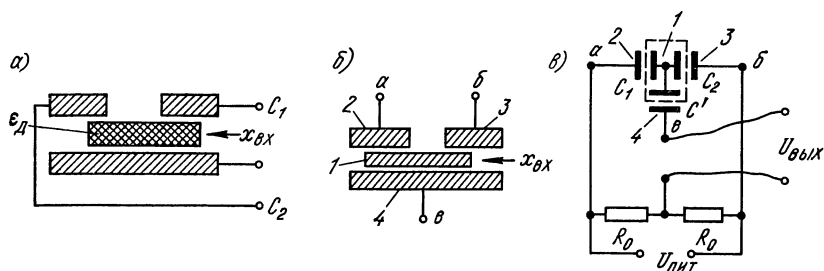


Рис. 12-10

кабель имеет емкость  $C \approx 30$  пФ/м и волновое сопротивление  $\rho = \sqrt{L/C} = 50$  Ом. Пренебрегая сопротивлением провода и проводимостью изоляции кабеля, эквивалентную емкость преобразователя с кабелем можно приближенно оценить по формуле  $C_{\text{экв}} = C_x [1 + \omega^2 L_k (C_k + C_x)] + C_k$ , где  $L_k$  и  $C_k$  — полная индуктивность и емкость кабеля. Емкость линий связи, если не предусмотреть специальных мер, шунтирует преобразователь, значительно снижая его чувствительность и точность. Наиболее распространенными для емкостных преобразователей являются мостовые и контурные цепи.

**Мостовые цепи** используются преимущественно с дифференциальными емкостными преобразователями. Емкости дифференциального преобразователя включаются в соседние плечи моста, в два других плеча включаются низкоомные резисторы, взаимосвязанные индуктивности (см. рис. 5-15, а, в) или полуобмотки питающего трансформатора (см. рис. 5-15, б, г). Чтобы исключить влияние емкостей кабелей, используют мост, показанный на рис. 12-11, где емкости  $C_{к1}$  и  $C_{к2}$  между жилами и экранами кабелей 1 и 2 благодаря заземлению нижней вершины моста оказываются включенными параллельно низкоомным или взаимосвязанным нерабочим плечам моста, а емкость  $C_{к3}$  между жилой и экраном кабеля 3 — параллельно выходной диагонали  $аб$ . В результате этого изменение

емкостей  $C_{к1}$ ,  $C_{к2}$  и  $C_{к3}$  не влияет на равновесие моста, а емкость  $C_{к3}$  лишь шунтирует вход усилителя.

При отсутствии входной величины мост должен быть уравновешен. Однако рабочие емкости и другие параметры, входящие в эквивалентную схему преобразователя (см. § 12-1), трудно сделать абсолютно идентичными. Поэтому приходится прибегать к специальным элементам уравнивания моста, показанным на схемах рис. 5-14. Включение уравнивающих элементов всегда нежелательно, так как, во-первых, уменьшает чувствительность преобразователя при шунтировании его (как это показано на рис. 5-14) и, во-вторых, мост становится частотно-зависимым и не уравнивается по высшим гармоникам напряжения питания. Поэтому желательно конструктивно отсимметризовать преобразователь так, чтобы добавочная емкость  $C_0$  была не больше  $(0,05 \div 0,1) C_{раб}$ , а сопротивление  $R_0 \geq (10 \div 100) \frac{1}{\omega C_{раб}}$ .

Линейность выходной характеристики дифференциального емкостного преобразователя, включенного в мост, зависит от сопротивления указателя (см. рис. 5-11). Для увеличения линейности вы-

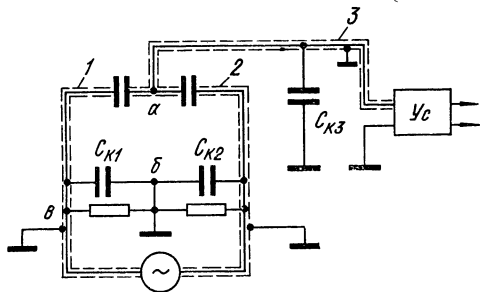


Рис. 12-11

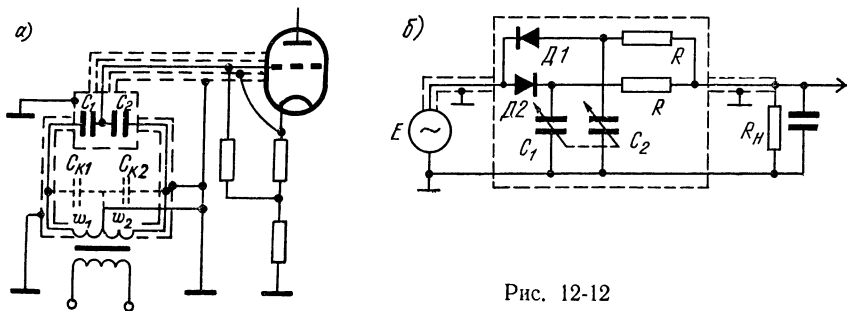


Рис. 12-12

ходной характеристики в измерительную диагональ моста с преобразователями с переменным зазором включается указатель с большим входным сопротивлением.

Однако обеспечить большое сопротивление  $z_{аб}$ , подключаемое к измерительной диагонали моста ( $z_{аб} \gg z_{вых}$ ), трудно из-за включаемой параллельно усилителю емкости соединительного кабеля  $C_{к3}$  (рис. 12-11). Уменьшить шунтирующее влияние кабеля можно, используя кабель с двойным экраном и специальную схему включения, приведенную на рис. 12-12. Влияние емкости кабеля в этой

схеме снижается в десятки раз [30]. К недостаткам подобной схемы включения емкостного преобразователя относится необходимость изоляции подвижной и неподвижной пластин, что конструктивно не всегда удобно. Если по конструктивным соображениям одна из пластин преобразователя должна быть заземлена, что, вообще говоря, крайне нежелательно, может быть рекомендовано включение преобразователя по схеме, приведенной в работе [237], или по схеме, показанной на рис. 12-12, б [281]. Для того чтобы избежать шунтирующего влияния емкостей между кабелями и экранами, диоды  $\bar{D}1$  и  $\bar{D}2$  и сопротивления  $R$  помещаются в один корпус с рабочими емкостями  $C_1$  и  $C_2$ . Схема питается переменным напряжением с частотой  $f$ ,

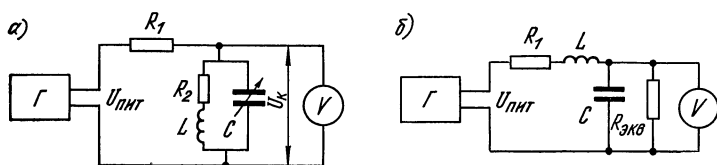


Рис. 12-13

но благодаря включению диодов при неравенстве емкостей  $C_1$  и  $C_2$  в нагрузку  $R_n$  появляется постоянная составляющая тока

$$I = E \frac{R + 2R_n}{(R + R_n)^2} R f [(C_1 - C_2) - (C_1 e^{-k_1} - C_2 e^{-k_2})],$$

где  $k_1 = \frac{R + R_n}{2RC_1 f (R + 2R_n)}$  и  $k_2 = \frac{R + R_n}{2RC_2 f (R + 2R_n)}$ .

**Контурные цепи.** При не очень высоких требованиях к линейности характеристики прибора с емкостными преобразователями используются цепи резонансного  $LC$ -контура, питаемого от генератора со стабильной частотой  $\omega_0$ . На рис. 12-13, а приведена схема для измерения сопротивления резонансного контура. При изменении емкости преобразователя  $C$  это сопротивление изменяется по резонансной кривой и при  $1/\sqrt{LC} = \omega_0$  достигает максимума. На склонах резонансной кривой может быть выбран участок, более или менее приближающийся к линейному. Пренебрегая сопротивлением  $R_2$  по сравнению с сопротивлениями  $\omega L$  и  $R_1$  и полагая  $C = C_0 \pm \Delta C$ ,  $\omega_0 = k\sqrt{1/(LC)}$ ,  $Q = \omega_0 L/R_1$  и  $\rho = \sqrt{L/C}$ , напряжение на контуре можно выразить соотношением

$$\left| \frac{U_k}{U_{\text{пит}}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + 1/Q^2 [1 - k^2 (1 + \Delta C/C_0)]^2}}.$$

Зависимости  $U_k/U_{\text{пит}} = f(\Delta C/C_0)$  представлены на рис. 12-14.

На рис. 12-13, б приведена схема, используемая при измерении величины диэлектрических потерь ( $R_{\text{экв}}$ ) в конденсаторе, изменяющихся при воздействии измеряемой величины. Характер шкалы

прибора при частоте напряжения питания  $\omega_0 = \sqrt{1/(LC)}$  определяется в этом случае соотношением

$$\left| \frac{U_0}{U_{\text{пит}}} \right| = \frac{\rho R_{\text{экв}}}{R_1 (R_{\text{экв}} + \rho^2/R_1)}.$$

Емкостные преобразователи находят широкое применение и в частотных датчиках цифровых приборов [174].

**Основа расчета и проектирования емкостных преобразователей.** Габаритные размеры емкостных преобразователей обычно определяются конструктивными соображениями. Однако следует всячески стремиться к увеличению емкости преобразователя, так как это уменьшает его выходное сопротивление и облегчит требования, предъявляемые к измерительной цепи и изоляции преобразователя.

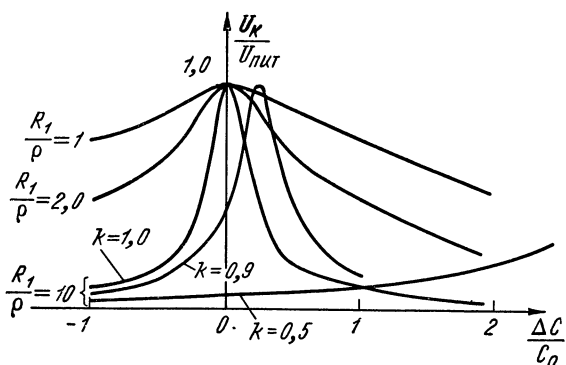


Рис. 12-14

Для увеличения емкости преобразователя зазор между пластинами уменьшают, насколько это возможно по технологическим и конструктивным соображениям. Он обычно составляет 100—500 мкм, а в некоторых преобразователях даже 10—20 мкм.

При таких малых зазорах изменение их в процессе работы на 1—0,1 мкм уже может вызвать существенное изменение емкости, поэтому воздушный зазор должен быть тщательно защищен от влаги, пыли и паров, способных вызвать коррозию.

При проектировании емкостных преобразователей одним из важнейших вопросов является способ изоляции и крепления электродов. Лучшими свойствами обладают керамические изоляционные материалы, однако их поверхностное сопротивление сильно зависит от загрязнения и влажности, поэтому при выборе крепления деталей преобразователя нужно предусмотреть минимальное влияние поверхностных сопротивлений изоляции на полное сопротивление утечки (§ 12-1).

Для того чтобы в зависимости от температуры не изменялось расстояние между пластинами емкостного преобразователя, нужно

подобрать материалы с соответствующими коэффициентами линейного расширения (§ 12-1). Температурная погрешность нуля в значительной степени снижается при применении дифференциальных преобразователей.

Выходное сопротивление преобразователя при заданной емкости падает с ростом частоты, поэтому частоту напряжения питания не следует выбирать меньше 500—1000 Гц, а большинство измерительных цепей работает на частотах  $10^5$ — $10^7$  Гц.

**Допустимое напряжение** на конденсаторе определяется величиной пробивной напряженности. Для воздуха при нормальном давлении и зазорах между пластинами 0,1—10 мм пробивная напряженность составляет 2—3 кВ/мм. При зазорах, меньших 0,1 мм, можно не снижать напряжения, так как при напряжениях, меньших 350 В, воздушный промежуток вообще не пробивается независимо от длины зазора. Для большинства диэлектриков пробивная напряженность при электрическом пробое при нормальной температуре составляет 100—500 кВ/мм. Однако допустимое напряжение конденсаторов с диэлектриком определяется не только электрическим, но и тепловым пробоем, напряженность при котором зависит от геометрических, тепловых и электрических параметров преобразователя и уменьшается с увеличением частоты обратно пропорционально  $\sqrt{\omega}$  [205].

Таблица 12-1

Тип преобразователя	Режим питания	Конструктивная разновидность	Сила, действующая в направлении измеряемого перемещения
Преобразователь с переменной площадью: $C = f(S)$ ; $S = xh$ ; $U_0$ — напряжение между пластинами при $x = x_0$ ; $h$ — параметр площади	Режим заданного напряжения	Одинарный	$\frac{1}{2} U^2 \frac{\epsilon h}{\delta}$
		Дифференциальный	0
	Режим заданного тока	Дифференциальный	$2U_0 \frac{\epsilon h}{\delta} \frac{\frac{\Delta x}{x_0}}{\left[1 - \left(\frac{\Delta x}{x_0}\right)^2\right]^2}$
Преобразователь с переменным зазором: $C = f(\delta)$	Режим заданного напряжения	Одинарный	$\frac{1}{2} U^2 \frac{\epsilon S}{\delta^2}$
		Дифференциальный	$2U^2 \frac{\epsilon S}{\delta_0^2} \frac{\frac{\Delta \delta}{\delta_0}}{\left[1 - \left(\frac{\Delta \delta}{\delta_0}\right)^2\right]^2}$
	Режим заданного тока	Дифференциальный	0

В ряде случаев напряжение питания ограничивается допустимыми силами электростатического притяжения между пластинами. Для наиболее часто встречающихся условий работы выражения для сил приведены в табл. 12-1.

В одинарном преобразователе при диаметре пластины  $d = 25$  мм, зазоре  $\delta = 0,1$  мм и напряжении  $U = 50$  В величина электростатической силы достигает  $f_{эл} = 5 \cdot 10^{-4}$  Н.

В дифференциальном преобразователе с переменным зазором силы, действующие между парами пластин, направлены встречно и полностью компенсируют друг друга, если входное сопротивление цепи, включенной в диагональ моста, бесконечно

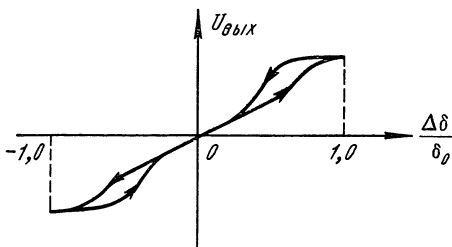


Рис. 12-15

велико и рабочие емкости ничем не шунтируются. В этом случае уменьшение или увеличение зазора вызывает пропорциональное уменьшение или увеличение напряжения между соответствующими пластинами; сила, действующая между ними, остается неизменной, т. е. разность сил равна нулю независимо от перемещения, что и показано в табл. 12-1.

При неточном выполнении этих условий и малой жесткости подвижки подвижной части электростатические силы могут исказить выходную характеристику преобразователя так, как это показано на рис. 12-15.

## Глава тринадцатая

### ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

#### 13-1. РАЗНОВИДНОСТИ И ПРИНЦИПЫ ДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

На рис. 13-1, а изображена магнитная цепь электромагнитного преобразователя с двумя обмотками  $w_1$  и  $w_2$ . Полное сопротивление обмотки  $w_1$ , пренебрегая утечками магнитного потока, можно записать в виде

$$Z = R_0 + j\omega \frac{w_1^2}{Z_{\text{м Fe}} + R_\delta} = R_0 + \frac{\omega w_1^2 X_{\text{м}}}{(R_\delta + R_{\text{м}})^2 + X_{\text{м}}^2} + j\omega \frac{w_1^2 (R_{\text{м}} + R_\delta)}{(R_\delta + R_{\text{м}})^2 + X_{\text{м}}^2} = R_{\text{э кв}} + j\omega L_1, \quad (13-1)$$

где  $R_0$  — сопротивление обмотки постоянному току;  $Z_{\text{м Fe}}$  — магнитное сопротивление ферромагнитной части магнитной цепи, которое при работе преобразователя на переменном токе следует

считать комплексным:  $Z_{\text{мFe}} = R_{\text{м}} + jX_{\text{м}}$ , причем  $X_{\text{м}}$  отражает потери в стали на гистерезис и вихревые токи;  $R_{\delta} = \delta/(\mu_0 S)$  — сопротивление воздушного зазора;  $\delta$  и  $S$  — длина и площадь зазора;  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  Г/м — магнитная проницаемость воздуха.

Если потери в стали малы ( $X_{\text{м}} \ll R_{\text{м}}$ ), то индуктивность  $L = \frac{w_1^2}{R_{\text{м}} + R_{\delta}}$  и аналогично взаимоиндуктивность между обмотками  $M = \frac{w_1 w_2}{R_{\text{м}} + R_{\delta}}$ .

Если изменять  $R_{\delta}$ , например, приближая подвижный сердечник 1 к неподвижному 2 (уменьшение  $\delta$ ), или уменьшать  $S$ , поворачивая

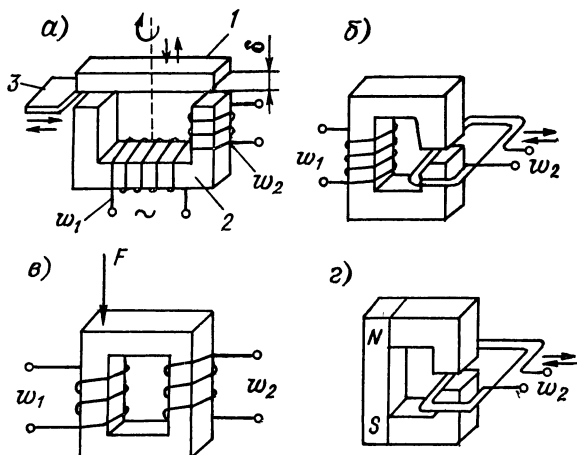


Рис. 13-1

сердечник относительно неподвижной части магнитной цепи, то при этом будет изменяться значение индуктивности  $L$  и взаимоиндуктивности  $M$ .

Значения  $L$  и  $M$  можно изменять и при неподвижных сердечниках 1 и 2 путем введения в воздушный зазор пластины 3 из ферромагнитного материала (уменьшение  $\delta$ ) или пластины из электропроводного неферромагнитного материала. В последнем случае изменение  $L$  и  $M$  обусловлено размагничивающим действием токов, индуцированных в пластине основным магнитным потоком, проходящим по магнитной цепи.

Преобразователи, преобразующие естественную входную величину в виде перемещения в изменение индуктивности, называют индуктивными. Преобразователи, преобразующие перемещение в изменение взаимоиндуктивности, принято называть трансформаторными, хотя более строгое название для этой группы преобразователей — взаимоиндуктивные.

В трансформаторных преобразователях изменение взаимоиндуктивности  $M$  можно получить не только при изменении магнит-

ного сопротивления, но и при перемещении одной из обмоток, как это показано на рис. 13-1, б.

Если к магнитной цепи преобразователя (рис. 13-1, а) приложить сжимающие, растягивающие или скручивающие усилия, то вследствие их воздействия произойдет изменение магнитной проницаемости  $\mu_{Fe}$  сердечника. Последнее вызовет изменение магнитного сопротивления  $Z_{mFe}$  сердечника:  $Z_{mFe} = l_c / \mu_{Fe} S_c$ , где  $l_c$  и  $S_c$  — длина и площадь сечения сердечника. Это, в свою очередь, приведет к изменению индуктивности обмотки, помещенной на сердечнике, или взаимной индуктивности между обмотками  $\omega_1$  и  $\omega_2$ .

Подобные преобразователи в качестве естественной входной величины имеют упругую деформацию сердечника и могут быть использованы для измерения сил, давлений, моментов и т. д. Эти преобразователи, основанные на изменении магнитного сопротивления, обусловленном изменением магнитной проницаемости ферромагнитного сердечника под воздействием механической деформации, называются **магнитопругими**.

На рис. 13-1, г изображен преобразователь, конструктивно аналогичный трансформаторному преобразователю на рис. 13-1, б, но с постоянным магнитом, который может быть заменен постоянным электромагнитом, если через обмотку  $\omega_1$  (рис. 13-1, б) пропустить постоянный ток. При неподвижной обмотке  $\omega_2$  э. д. с. на ее зажимах равна нулю. Однако если обмотка  $\omega_2$  под воздействием измеряемой величины начинает перемещаться, то сцепленный с ней магнитный поток  $\Phi$  изменяется, что согласно закону электромагнитной индукции вызывает появление в обмотке э. д. с., равной

$$e = - \omega_2 \frac{d\Phi}{dt},$$

где  $d\Phi/dt$  — скорость изменения магнитного потока, сцепляющегося с витками обмотки.

Поскольку скорость изменения магнитного потока определяется скоростью перемещения обмотки в воздушном зазоре, то преобразователь (рис. 13-1, г) имеет естественную входную величину в виде скорости линейных или угловых перемещений, а выходную — в виде индуцированной э. д. с. Подобные преобразователи, в которых скорость изменения измеряемой (механической) величины преобразуется в индуцированную э. д. с., называются **индукционными**.

### 13-2. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Расчет преобразователя складывается из определения его полного магнитного сопротивления, т. е. расчета его магнитной цепи, и последующего вычисления электрических параметров ( $L$ ,  $M$  или  $e$ ) преобразователя.



Расчет магнитной цепи электромагнитного преобразователя (например, показанной на рис. 13-2, а) упрощается, если удастся составить ее эквивалентную схему (рис. 13-2, б), полагая сосредоточенными комплексные магнитные сопротивления отдельных участков стальной цепи  $Z_1 — Z_4$ , магнитные сопротивления воздушных зазоров  $R_{\delta 1}$  и  $R_{\delta 2}$  и проводимости путей утечек  $Y_{11}$  и  $Y_{22}$ .

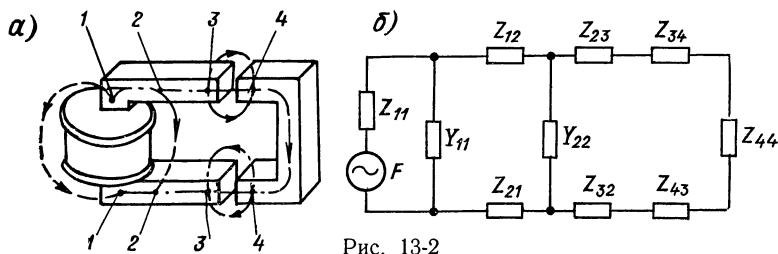


Рис. 13-2

Расчет сопротивления каждого из стальных участков зависит от величины индукции в материале, определяющей величину  $\mu$  (рис. 13-3), и от степени проявления поверхностного эффекта в листовом или сплошном ферромагнитном материале. Поверхностный эффект необходимо учитывать, если толщина листа или сплошного магнитопровода  $a > 2z_{0,05}$ , где  $z_{0,05}$  — глубина проникновения электромагнитной волны в ферромагнит (т. е. глубина затухания ее на 95%), определяемая для сильных и слабых полей соответственно формулами:

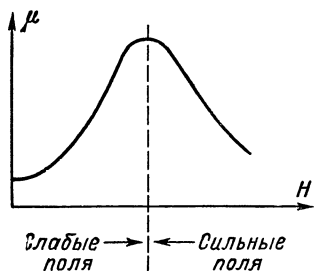


Рис. 13-3

$$z_{0,05} (\text{сильн}) = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_l \gamma}};$$

$$z_{0,05} (\text{слаб}) = 1,6 \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_l \gamma}},$$

где  $\mu_l$  — магнитная проницаемость, определенная из основной кривой намагничивания при значении напряженности магнитного поля, равном действующему (эффективному) значению  $H_{\text{эф}}$  напряженности магнитного поля на поверхности ферромагнитного тела;  $\gamma$  — удельная электрическая проводимость ферромагнитного материала.

Для стали, например,  $z_{0,05}$  при частоте 50 Гц составляет 1—2 мм, а при частоте 5000 Гц — 0,1—0,2 мм.

При отсутствии или слабом проявлении поверхностного эффекта (когда напряженность поля уменьшается по сечению от периферии к центру, но потоком заполнено еще все сечение стали) активная  $R_{mi}$  и реактивная  $X_{mi}$  составляющие сопротивления каждого участка цепи рассчитываются по формулам:

$$R_{mi} = \frac{l_i}{\mu_l S_i}; \quad X_{mi} = \frac{P_{ст}}{\omega \Phi^2}, \quad (13-2)$$

где  $l_i$ ,  $S_i$ ,  $\mu_i$  — длина, площадь поперечного сечения и магнитная проницаемость  $i$ -го участка стальной части магнитной цепи;  $\Phi$  — действующее значение потока;  $P_{\text{ст}}$  — мощность потерь на гистерезис и вихревые токи.

В справочниках приводятся для соответствующих марок стали потери  $P_{\text{ст}[10]}$  при индукции  $B_m = 1 \text{ Т}$  (10 000 гс), частоте  $f = 50 \text{ Гц}$  и массе  $G = 1 \text{ кг}$ . Мощность для других условий вычисляется по формуле

$$P_{\text{ст}} = P_{\text{ст}[10]} (f/50)^{\beta} B_m^3 G, \quad (13-3)$$

где  $\beta = 1,2$  для слабых полей и  $\beta = 1,6$  для сильных полей.

При сильном проявлении поверхностного эффекта магнитные сопротивления определяются не площадями  $S_i$ , а периметрами  $u_i$  сечений ферромагнитных участков:

$$R_{mi} = \rho \frac{l_i}{u_i}; \quad X_{mi} = \chi \frac{l_i}{u_i}, \quad (13-4)$$

где  $\rho$  и  $\chi$  — удельные поверхностные сопротивления, зависящие от свойств материала, частоты и линейной плотности магнитного потока  $\Phi/u$ . Для сильных полей Л. Р. Нейманом [164] получены формулы:  $\rho = 0,45 \sqrt{\frac{\omega\gamma}{\mu_i}}$ ,  $\chi = 0,74 \sqrt{\frac{\omega\gamma}{\mu_i}}$ . Для слабых полей значения  $\rho$  и  $\chi$  могут быть определены экспериментально. На рис. 13-4 приведены экспериментальные кривые  $\rho$  и  $\chi$  в функции  $\Phi/u$  для мягкой стали при  $f = 50 \text{ Гц}$  (образец испытывался в режиме синусоидального потока). Кривыми можно пользоваться и при других частотах, принимая

$$\rho_f = \rho_{50} \sqrt{f/50} \quad \text{и} \quad (\Phi/u)_f = (\Phi/u)_{50} \sqrt{50/f}. \quad (13-5)$$

**Расчет магнитных проводимостей зазоров и путей утечек через воздух** (см. рис. 13-2, б) производится по обычным формулам, применяемым при расчете магнитных цепей постоянного тока. Магнитное сопротивление зазора при поперечных размерах зазора, много больших его длины  $\delta$ , определяется формулой  $R_{\delta} = \delta/(\mu_0 S)$ , где  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Г/м}$  — магнитная проницаемость воздуха и  $S$  — площадь поперечного сечения зазора. Однако в большинстве случаев сопротивление рабочего зазора следует определять с учетом распада силовых линий у краев зазора, а также линий, замыкающихся через боковые поверхности магнитопровода, так как наличие этих магнитных силовых линий приводит к отсутствию пропорциональности между изменением магнитного сопротивления зазора и изменением его длины. На рис. 13-5 приведены полученные Л. Р. Нейманом [164] зависимости магнитного сопротивления  $R_{\delta}$  зазора между двумя полюсами в функции отношения длины зазора к его ширине  $\delta/a$  при учете боковых магнитных линий, идущих с различных по высоте  $h'$  боковых поверхностей сердечника. Размер полюсов в направлении, перпендикулярном к плоскости чертежа, принят равным 1 м. Из этих кривых видно, что увеличивать  $\delta$  сверх  $\delta = (2 \div 3) a$  не имеет смысла,

так как увеличение сопротивления  $R_\delta$  зазора становится незначительным. Кроме того, при резко выраженном поверхностном эффекте в сплошном материале увеличение зазора магнитной цепи под воздействием измеряемой величины, т. е. увеличение  $\delta/a$ , влечет за собой распространение силовых линий к центральной области полюса, т. е. увеличение площади зазора, занятой потоком, и замедление роста  $R_\delta$ . М. М. Фетисов [246] показал, что чувствительность индуктивного или трансформаторного преобразователя с подвижным сердечником вследствие этого явления может уменьшаться в 5—10 раз, и рекомендует сужать поперечные размеры торца

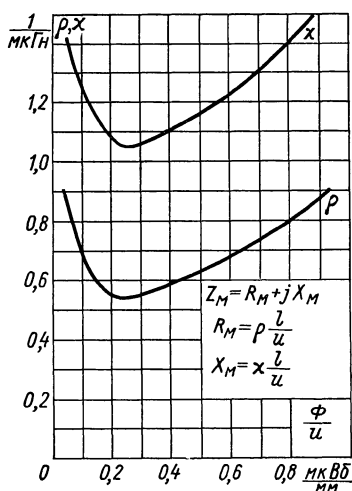


Рис. 13-4

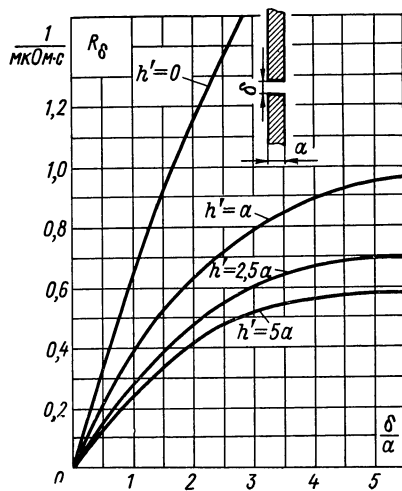


Рис. 13-5

полюса до величины  $a = 2z_{0,05}$  независимо от толщины остальной части магнитной цепи, которая может быть принята гораздо большей.

**Выбор м. д. с. и числа витков катушки электромагнитного преобразователя** определяется рядом факторов, ибо от м. д. с. зависит несколько величин, учет которых может оказаться необходимым при проектировании преобразователя.

1. Значение полной мощности преобразователя, которую в первом приближении можно принять равной его реактивной мощности:  $P_p = \omega \Phi F$ , где  $F$  — м. д. с.;  $\Phi$  — магнитный поток. Если мощность указателя задана, то мощность преобразователя должна быть в десятки — сотни раз больше мощности указателя (см. § 5-5).

2. Габариты преобразователя, поскольку ток в обмотке и число витков определяют габариты обмотки.

3. Температура нагрева катушки, поскольку эта температура определяется удельной тепловой нагрузкой преобразователя, равной  $\xi = P/S_{\text{охл}}$ , где  $P = I^2 R_{\text{эвкв}} = I^2 (R_0 + \omega \omega^2 X_M / Z_M^2)$  — активная мощность преобразователя;  $S_{\text{охл}}$  — поверхность охлаждения катушки (подробнее см. § 7-3).

#### 4. Сопротивление обмотки постоянному току

$$R_0 = \rho \frac{\omega \pi D_{\text{ср}}}{\pi d_{\text{п}}^2/4}, \quad (13-6)$$

где  $D_{\text{ср}}$  — средний диаметр витков катушки;  $d_{\text{п}}$  — диаметр проволоки.

При заданной площади  $S_{\text{окн}}$  окна катушки и коэффициенте укладки  $k_y$  число витков определится из выражения  $\omega = 4Sk_y/(\pi d_{\text{п}}^2)$ . Найдя отсюда  $d_{\text{п}}^2$  и подставив в уравнение (13-6), получим  $R_0 = \pi \rho D_{\text{ср}} \omega^2 / (S_{\text{окн}} k_y)$ .

Таким образом,

$$P = I^2 \omega^2 \left( \frac{\pi \rho D_{\text{ср}}}{S_{\text{окн}} k_y} + \frac{\omega X_{\text{м}}}{Z_{\text{м}}^2} \right) \leq \xi S_{\text{охл}}, \quad (13-7)$$

или, учитывая, что  $I = U/Z$  и пренебрегая при расчете  $Z$  сопротивлением постоянному току  $R_0$ , получим то же выражение в несколько ином виде

$$\left( \frac{U}{\omega} \right)^2 \frac{1}{\omega^2} Z_{\text{м}}^2 \left( \frac{\pi \rho D_{\text{ср}}}{S_{\text{окн}} k_y} + \frac{\omega X_{\text{м}}}{Z_{\text{м}}^2} \right) \leq \xi S_{\text{охл}}. \quad (13-8)$$

Величину  $\xi$  рекомендуется ограничить значением 50—100 Вт/м<sup>2</sup> (50—100 мкВт/мм<sup>2</sup>).

5. Электромеханическая сила  $F_{\text{эм}}$  притяжения якоря к сердечнику

$$F_{\text{эм}} = \frac{S \mu_0}{\delta^2} (I \omega)^2 = \frac{S \mu_0}{\delta^2} \frac{Z_{\text{м}}^2}{\omega^2} \left( \frac{U}{\omega} \right)^2. \quad (13-9)$$

Приведенные выше формулы позволяют определить допустимую м. д. с. катушки, или, что чаще бывает удобнее, отношение  $U/\omega$ , которое при заданной частоте  $\omega$ , если пренебречь падением напряжения на сопротивлении  $R_0$ , определяет действующее значение потока  $\Phi = U/(\omega \omega)$ . Чаще всего м. д. с. определяется по требуемой мощности  $P_p$ . Однако при работе преобразователя в цепи равновесного моста или в частотном датчике требования к мощности перестают быть главными и м. д. с. выбирается из условий максимальной чувствительности  $\varepsilon = \Delta Z/Z$ . В этом случае желательно создать такую индукцию в магнитопроводе, чтобы магнитная проницаемость стальных участков была максимальной, или при резко выраженном поверхностном эффекте обеспечить  $\Phi/u$  таким, чтобы удельные магнитные сопротивления  $\rho$  и  $\chi$  были минимальными (см. рис. 13-4). При этом сопротивление преобразователя  $Z$  практически не зависит от колебания напряжения источника питания. Если прибор с электромагнитным преобразователем предназначен для измерения малых сил и давлений и якорь преобразователя выполнен в виде мембраны или закреплен слабой пружиной, м. д. с. ограничивается допустимой силой притяжения  $F_{\text{эм}}$ , которая должна быть много меньше измеряемой.

В малогабаритных преобразователях выбор м. д. с. ограничивается нагревом катушки собственным током.

При заданном напряжении питания  $U_{\text{пит}}$  число витков определяется однозначно. Однако в ряде случаев напряжение питания можно выбирать произвольно, используя трансформатор. В этом случае число витков выбирается по требуемому сопротивлению преобразователя  $Z = \omega \omega^2 / Z_m$ . Если преобразователь работает с усилителем напряжения, имеющим большое входное сопротивление, число витков берется возможно большим. При необходимости получения максимальной выходной мощности нужно выполнить условие согласования сопротивления преобразователя с последующей измерительной цепью и отсюда найти число витков (см. гл. 4).

При выборе числа витков в любом случае нужно, кроме вышесказанного, иметь в виду следующие соображения:

1. Напряжение питания по требованиям техники безопасности не должно превышать 200—300 В.

2. Диаметр провода по технологическим соображениям нежелательно брать слишком малым, и при большом числе витков ( $\omega > 10^3$ ) диаметр выбирается не менее 0,07 мм.

**Выбор частоты источника питания.** При измерении динамических величин частота источника питания должна быть в соответствующее число раз (см. § 7-11) больше частоты измеряемого процесса, чтобы измеряемая величина воспроизводилась без заметных искажений. Если же частота измеряемого процесса невелика, то проще питать преобразователь от сети переменного тока частотой 50 Гц. При повышении частоты мощность преобразователя увеличивается, но лишь до тех пор, пока потери в стали ( $I^2 \omega \omega^2 X_m / Z_m^2$ ) остаются много меньше потерь в меди ( $I^2 R_0$ ) и магнитные сопротивления стали  $Z_m = (k_1 + jk_2) \sqrt{\frac{\omega \gamma}{\mu_l}}$  значительно меньше сопротивлений воздушных зазоров, при больших частотах выходная мощность преобразователя падает. Поэтому при использовании сердечника из листового материала можно увеличить частоту питания до 1—10 кГц, а при использовании ферритовых сердечников — до 100—300 кГц.

### 13-3. ИНДУКТИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

**Типы индуктивных преобразователей.** На рис. 13-6, а изображен наиболее распространенный преобразователь с малым воздушным зазором  $\delta$ , длина которого изменяется под действием измеряемой величины  $P$ . Рабочее перемещение в преобразователях с переменным зазором составляет 0,01—10 мм.

Преобразователь с изменяющейся в соответствии со значением измеряемой величины площадью воздушного зазора приведен на рис. 13-6, б. Преобразователи такого типа можно применять при измерении перемещений порядка 5—20 мм. На рис. 13-6, в изображен преобразователь с разомкнутой магнитной цепью. Он представляет собой катушку 1, внутри которой помещен стальной сердечник 2. Перемещение сердечника вызывает изменение индуктивности ка-

тушки. Этот тип преобразователя применяется для измерения значительных перемещений сердечника (10—100 мм).

Преобразователи, показанные на рис. 13-6, *з*, *д*, основаны на изменении магнитного сопротивления вследствие размагничивающего действия вторичных токов. В преобразователе (рис. 13-6, *з*) в воздушный зазор вводится короткозамкнутый виток 1. В преобразователе (рис. 13-6, *д*) аналогичное экранирующее действие обусловлено вторичными токами в профилированном электропроводном диске 1 из меди или алюминия. Изменяя профиль диска, можно получить любой вид зависимости индуктивности от угла поворота диска. Преобразователи этого типа используются для измерения угловых перемещений до 180—360°.

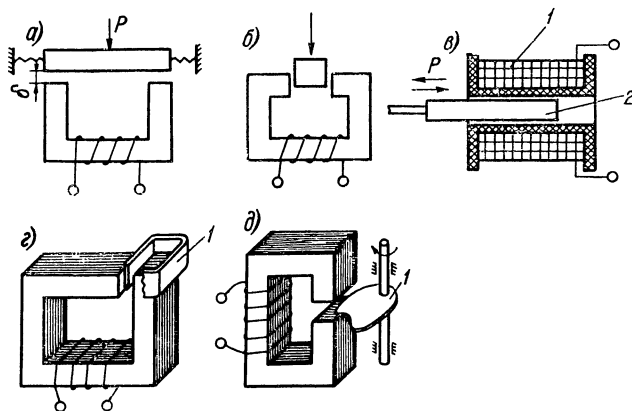


Рис. 13-6

Одним из основных достоинств индуктивных преобразователей является возможность получения большой мощности преобразователя (до 1—5 В·А), что позволяет пользоваться сравнительно малочувствительным указателем на выходе измерительной цепи и регистрировать измеряемую переменную величину самописцем или вибратором осциллографа без предварительного усиления. Лишь при малогабаритных преобразователях приходится прибегать к включению усилителя между измерительной цепью и указателем или регистратором.

**Электрическое сопротивление** индуктивного преобразователя, если пренебречь сопротивлением утечек, шунтирующих стальные участки, и считать, что все сопротивление утечки  $R_{yt}$  включено параллельно зазору, выразится формулой

$$Z = R + j \frac{\omega \omega^2}{R_m + jX_m + R_\delta \parallel R_{yt}} = R + j \frac{\omega \omega^2}{R_m + jX_m + \frac{\delta}{\mu_0 S} \parallel R_{yt}}. \quad (13-10)$$

Из этой формулы видно, что  $Z$  связано с длиной  $\delta$  воздушного зазора зависимостью, близкой к гиперболической.

С увеличением зазора и, следовательно, сопротивления  $R_\delta$  полное электрическое сопротивление уменьшается так, как показано на рис. 13-7, от  $Z_{\max} = |R + j\omega\omega^2/(R_m + jX_m)|$  при бесконечно малом зазоре до  $Z_{\min} = |R + j\omega\omega^2/(R_m + jX_m + R_{yT})|$  при бесконечно большом зазоре. Линейный участок характеристики преобразователя с начальным зазором  $\delta_0$  ограничен значением  $\Delta\delta$ , равным  $(0,1 \div 0,15) \delta_0$  (см. § 2-4). Относительное изменение сопротивления  $\Delta Z/Z$  из-за наличия активного сопротивления обмотки, потока утечки и магнитного сопротивления магнитопровода в 2—5 раз меньше относительного изменения зазора  $\varepsilon_\delta = \Delta\delta/\delta_0$ . Кроме того, следует обратить внимание на то, что при изменении сопротивления зазора  $R_\delta$  изменяется не только реактивная  $\omega\omega^2 (R_m +$

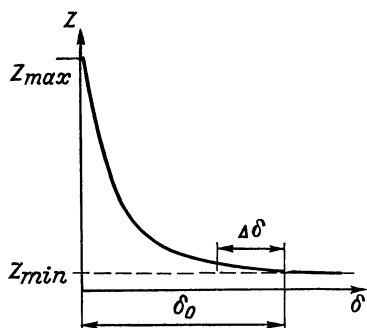


Рис. 13-7

$+ R_\delta \parallel R_{yT})/Z_m^2$ , но и активная  $R + \omega\omega^2 X_m/Z_m^2$  составляющая сопротивления  $Z$ , и вектор сопротивления изменяется так, как показано на рис. 13-8, а.

Расширения линейного участка характеристики можно добиться (см. § 2-4), если выбрать в качестве выходной величины преобразо-

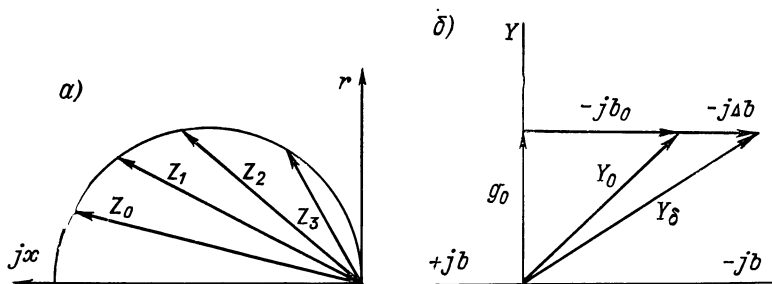


Рис. 13-8

вателя не сопротивление  $Z$ , а проводимость  $Y$ , которая (если пренебречь сопротивлением  $R_0$ ) связана с изменением зазора как

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{Z_m}{j\omega\omega^2} = \frac{1}{j\omega\omega^2} \left( R_m + jX_m + \frac{\delta}{\mu_0 S} \parallel R_{yT} \right). \quad (13-11)$$

Изменение проводимости при относительном изменении зазора  $\varepsilon_\delta = \Delta\delta/\delta_0$  составит

$$\Delta Y = \frac{R_{\delta_0} \varepsilon_\delta}{j\omega\omega^2} \frac{1}{\left( 1 + \frac{R_{\delta_0}}{R_{yT}} \right) \left[ 1 + \frac{R_{\delta_0}}{R_{yT}} (1 + \varepsilon_\delta) \right]}$$

и будет почти линейно связано с изменением зазора, в особенности при  $R_{yt} \gg \Delta R_\delta$ . Уравнение (13-11) можно представить как

$$Y = \frac{X_m}{\omega w^2} - j \frac{R_m}{\omega w^2} - j \frac{R_\delta \parallel R_{yt}}{\omega w^2},$$

и очевидно, что в векторной диаграмме (рис. 13-8, б) приращению проводимости  $\Delta b$  в комплексной плоскости соответствует вектор, параллельный мнимой оси и сохраняющий свое направление независимо ни от величины рабочего зазора  $\delta$ , ни от частоты питающего напряжения (при изменении  $\omega$  одинаково изменяются обе составляющие проводимости).

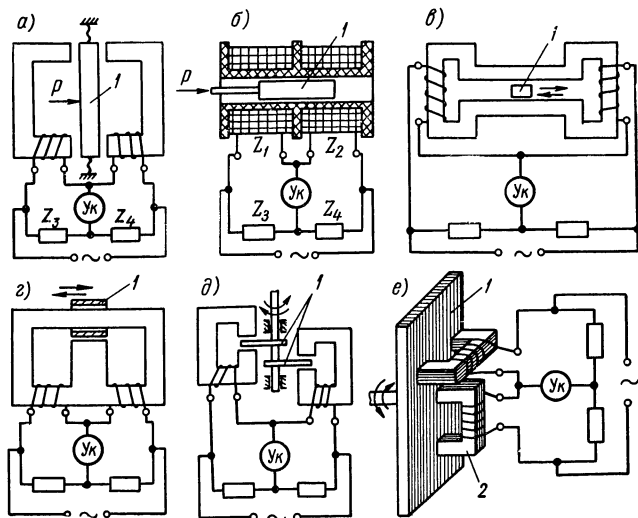


Рис. 13-9

**Дифференциальные преобразователи** позволяют уменьшить погрешности и увеличить линейный участок характеристики (см. § 2-4), поэтому в практике индуктивные преобразователи почти всегда выполняются дифференциальными. Некоторые их конструкции показаны на рис. 13-9.

При  $P = 0$  якорь 1 (рис. 13-9, а) расположен симметрично относительно обоих сердечников и магнитные сопротивления для потоков, создаваемых обеими катушками, одинаковы. Изменения магнитных сопротивлений, происходящие под воздействием измеряемой величины  $P$ , имеют противоположные знаки. Аналогичное явление наблюдается при перемещениях из среднего положения якоря 1 в преобразователях, показанных на рис. 13-9, б, в, д, или короткозамкнутого витка 1 в преобразователе на рис. 13-9, г. В преобразователе (рис. 13-9, е) якорь выполнен из листового материала и при высокой частоте напряжения питания сопротивление магнитной цепи существенно меняется в зависимости от угла



поворота якоря, будучи минимальным в данном случае для сердечника 2.

Как известно, ток  $I_{ук}$  (см. рис. 13-9, а) в измерительной диагонали моста может быть с известным приближением выражен как  $I_{ук} = k(Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3)$ , где  $k$  — постоянный множитель, имеющий размерность В/Ом<sup>2</sup>;  $Z_1$  и  $Z_2$  — сопротивления катушек преобразователя.

Так как при начальном значении измеряемой неэлектрической величины мост уравновешен ( $Z_1 = Z_2$ ) и при использовании симметричного моста  $Z_3 = Z_4$ , то под действием измеряемой величины ток изменяется согласно выражению  $I_{ук} = k_1(Z_1 - Z_2)$ . Функции  $Z_1 = f_1(\delta)$ ;  $Z_2 = f_2(\delta)$  и  $(Z_1 - Z_2) = f_3(\delta)$  применительно к рис. 13-9, а

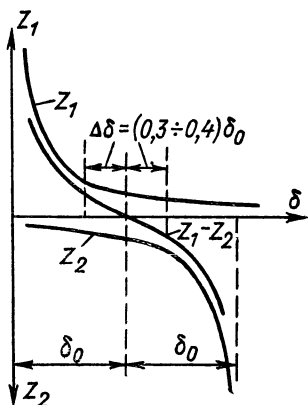


Рис. 13-10

изображены на рис. 13-10, из которого видно, что линейный участок характеристики преобразователя значительно расширился по сравне-

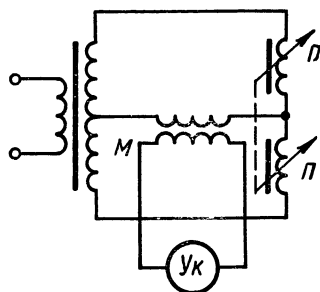


Рис. 13-11

нию с линейным участком характеристики одинарного преобразователя, что позволяет увеличить рабочее перемещение  $\Delta\delta$  якоря до  $\Delta\delta = (0,3 \div 0,4) \delta_0$ .

**Измерительные цепи индуктивных преобразователей.** Зависимость параметров преобразователя от величины и частоты питающего напряжения обусловлена зависимостью магнитного сопротивления стальной части магнитной цепи от индукции и частоты. Величина погрешности от изменения напряжения питания и частоты при использовании равновесных цепей может быть уменьшена выбором величины напряжения (см. § 13-2). Кроме того, радикальным средством уменьшения погрешности от внешних факторов является применение дифференциальных преобразователей и увеличение относительной чувствительности преобразователя к измеряемой величине. Для увеличения чувствительности преобразователя к измеряемой величине следует максимально использовать длину зазора, т. е. увеличивать  $\Delta\delta/\delta$ , уменьшая при заданном  $\Delta\delta$  начальный зазор  $\delta_0$ . Увеличение  $\Delta\delta/\delta$  ограничено соображениями линейности характеристики преобразователя (рис. 13-10).

Наиболее широкий линейный диапазон ( $\Delta\delta/\approx 0,8$ ) для дифференциального преобразователя с переменным зазором можно получить, включая его полуобмотки в мост так, как показано на рис. 13-11 (режим заданного напряжения), так как выходное напряжение моста линейно изменяется при линейном изменении проводимостей (см. § 5-5), которые, как было показано выше, почти линейно связаны с зазором.

Если при  $\Delta\delta = 0$  цепь была уравновешена, то при  $\Delta\delta \neq 0$  через указатель потечет ток, равный  $I_{ук} = U\Delta Y$ , где  $\Delta Y$  — приращение электрической проводимости преобразователя.

Катушка взаимной индуктивности  $M$  (рис. 13-11) рассчитывается так, чтобы ее сопротивление со стороны первичной обмотки было достаточно малым, а вторичная обмотка находилась в режиме, близком к холостому ходу. Тогда выходное напряжение оказывается сдвинутым относительно тока в первичной обмотке на  $90^\circ$  и совпадает по фазе с напряжением питания. Это позволяет использовать индуктивный преобразователь в цепи автоматического уравнивания с одним регулируемым элементом — реохордом, питающимся от общей цепи питания (см. *Тр2* на рис. 21-14).

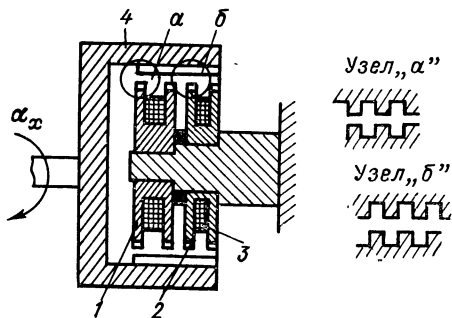


Рис. 13-12

**Зубчатые преобразователи.** Для точного измерения больших перемещений (например, в металлорежущих станках) применяются линейные и круговые индуктивные преобразователи с зубчатыми сердечниками. Такие преобразователи имеют периодическую характеристику и позволяют измерять приращение входной величины, т. е. линейное или угловое перемещение, путем счета периодов изменения выходного сигнала в процессе движения подвижной части. Для получения более точного отсчета учитывают доли периода по амплитуде выходного сигнала. Принцип устройства кругового дифференциального индуктивного преобразователя с зубчатым сердечником иллюстрируется рис. 13-12. Преобразователь имеет два неподвижных зубчатых сердечника 1 и 2 с намотанными на них катушками 3. Для дифференциальной работы зубцы сердечников (узлы  $a$  и  $b$ ) сдвинуты на половину шага относительно друг друга. Подвижная часть 4 представляет собой зубчатый венец, охватывающий оба сердечника. Благодаря расположению зубцов по всей окружности, индивидуальные погрешности каждого зубца усредняются.

Индуктивные преобразователи с подвижными зубчатыми барабанами или гребенчатыми дисками широко применяются также в преобразователе угла в код [204].

### 13-4. ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ (ВЗАИМОИНДУКТИВНЫЕ) ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

На рис. 13-13, *а* показан трансформаторный преобразователь с подвижным сердечником. Обмотка  $w_1$  питается от источника переменного тока. Если магнитодвижущую силу  $F$ , т. е. ток  $I_1$ , поддерживать постоянной, то поток  $\Phi$  и индуцированная во вторичной

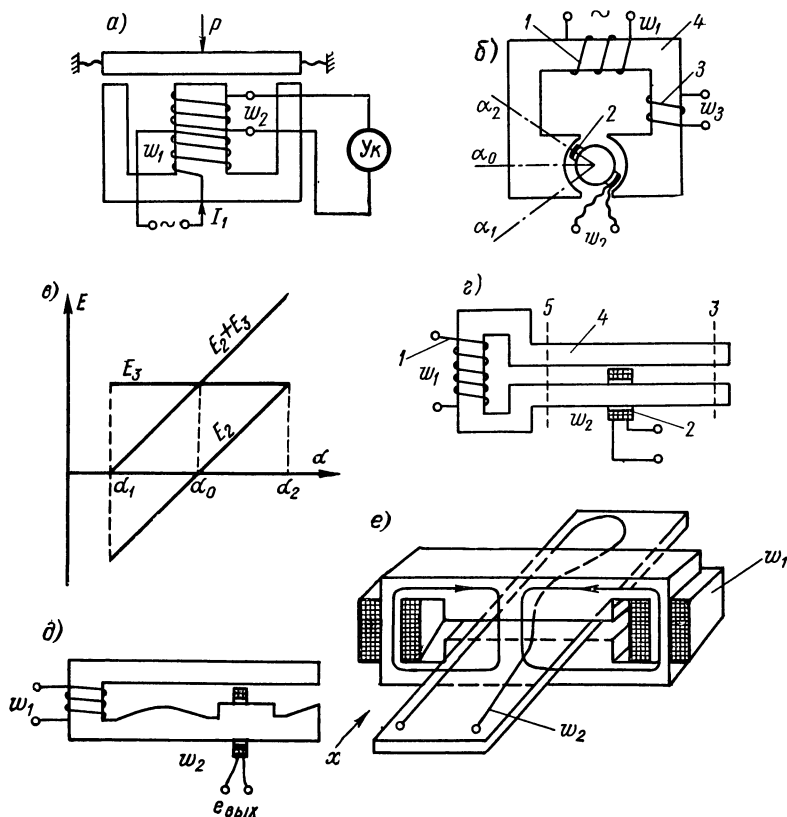


Рис. 13-13

обмотке э. д. с.  $E_2$  будут функциями длины воздушного зазора, связанной со значением силы  $P$ :

$$E_2 = \omega w_2 \Phi = \omega w_2 F / Z_m = f(P).$$

В преобразователе (рис. 13-13, б) обмотка 2 выполнена в виде рамки, имеющей возможность поворачиваться в кольцевом зазоре магнитной цепи 4. При крайних положениях рамки ( $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ ) индуцированная в ней э. д. с.  $E_2$  имеет максимальное значение. По мере поворота рамки в горизонтальное положение э. д. с.  $E_2$  линейно уменьшается до нуля (рис. 13-13, в). При переходе рамки через

горизонтальное положение фаза э. д. с.  $E_3$  изменяется на  $180^\circ$ . В тех случаях, когда хотят получить изменение э. д. с. преобразователя от нуля до максимума при повороте рамки из одного крайнего положения ( $\alpha_1$ ) в другое ( $\alpha_2$ ), последовательно с рамкой включают дополнительную обмотку 3. Зависимость э. д. с.  $E_2$ ,  $E_3$  и  $(E_2 + E_3)$  от угла отклонения рамки приведена на рис. 13-13, в. Преобразователи подобного типа можно применять для измерения больших угловых перемещений, и конструктивно для этих целей можно использовать измерительные механизмы ферродинамических приборов, поэтому и сами преобразователи иногда называют ферродинамическими [261].

Преобразователь (рис. 13-13, а) с распределенными магнитными параметрами предназначен для измерения больших линейных перемещений и состоит из магнитопровода 4 с рабочей частью в виде двух параллельных полос, обмотки 1 возбуждения и подвижной обмотки 2. При перемещении обмотки 2 от положения 3 до положения 5 индуцированная в обмотке 2 э. д. с. возрастает, причем зависимость приращения э. д. с. от перемещения обмотки 2 оказывается практически линейной, если магнитное сопротивление участка 3—5 магнитопровода мало по сравнению с магнитным сопротивлением зазора. Преобразователи подобного типа относительно просто выполнить и с требуемой функциональной зависимостью, применив для этого профилированный магнитопровод (рис. 13-13, д).

На рис. 13-13, е показан преобразователь с профилированным контуром вторичной обмотки. При равномерной индукции  $B$  в зазоре и ширине зазора  $h$  э. д. с., индуцируемая в контуре,  $e =$

$$= \omega B \Delta S = \omega B \int_{x_0}^{x_0+h} y dx.$$

Подробно вопросы расчета и конструирования индуктивных преобразователей с распределенными параметрами и профилированными магнитопроводами и контурами обмоток рассмотрены в работе [138].

В дифференциальном трансформаторном преобразователе (рис. 13-14, а) при встречном включении вторичных обмоток э. д. с.

$$E_2 = E_{2a} - E_{2b} = \omega \omega_2 (\Phi_a - \Phi_b) = \omega \omega_2 \left( \frac{F_1}{Z_{ma}} - \frac{F_1}{Z_{mb}} \right) = \\ = \frac{\omega \omega_2 F_1}{Z_{ma} Z_{mb}} (Z_{mb} - Z_{ma}),$$

т. е.  $E_2$  определяется разностью полных сопротивлений  $(Z_{mb} - Z_{ma})$ , что, как и для индуктивного преобразователя, приводит к расширению линейного участка характеристики трансформаторного преобразователя. Полагая  $Z_{mb} = Z_m + \Delta Z_m$ , а  $Z_{ma} = Z_m - \Delta Z_m$ , можно упростить выражение для  $E_2$ :

$$E_2 \approx 2\omega \omega_2 \frac{I_1 \omega_1}{Z_m} \frac{\Delta Z_m}{Z_m}. \quad (13-12)$$

Как видно из сравнения типов индуктивных и трансформаторных преобразователей (см. рис. 13-6 и 13-13, рис. 13-9 и 13-14), их маг-

нитные цепи аналогичны, поэтому при расчете трансформаторных преобразователей следует руководствоваться соображениями по расчету индуктивных преобразователей, изложенными выше. При этом, рассчитывая трансформаторный преобразователь с подвижным сердечником, надо позаботиться о том, чтобы м. д. с. первичной обмотки, а следовательно, и ток  $I_1$  первичной цепи не изменялись при перемещении сердечника. Для этого в одинарных преобразователях необходимо включить в первичную цепь большое добавочное сопротивление, а в дифференциальных преобразователях последовательно соединить первичные обмотки, сопротивления которых изменяются с обратными знаками. Ток  $I_2$  во вторичной цепи опре-

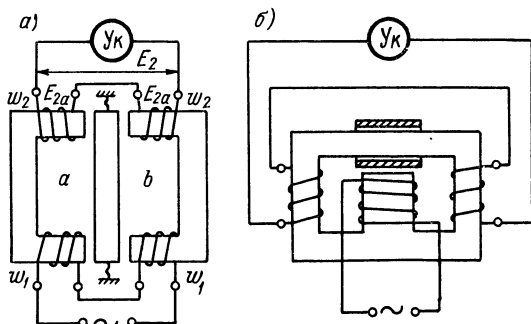


Рис. 13-14

деляется выражением  $I_2 = E_2 / (Z_2 + Z_{yк})$ , где  $Z_2$  — сопротивление вторичных обмоток при разомкнутой первичной цепи;  $Z_{yк}$  — сопротивление указателя.

Наибольшая мощность, получаемая указателем (см. § 4-4), будет при равенстве модулей  $Z_2 = Z_{yк}$ , что приводит к соотношениям:  $I_2 = \frac{E_2}{2Z_2}$  и  $P_2 = \frac{1}{4} \frac{E_2^2}{Z_2}$ , или, учитывая выражение для  $E_2$  и полагая (при заданной площади окна  $S_{окн2}$  под вторичную обмотку и заданном диаметре ее  $D_{ср2}$ ) сопротивление вторичной обмотки

$$Z_2 = R_0 + j\omega \frac{\omega_2^2}{Z_{м2}} = \left[ \frac{\pi \rho D_{ср2}^2}{k_y S_{окн2}} + j \frac{\omega}{Z_{м2}} \right] \omega_2^2,$$

получим:

$$P_2 = \omega^2 (I_1 \omega_1)^2 \left( \frac{\Delta Z_m}{Z_m} \right)^2 \frac{1}{Z_m^2} \frac{1}{\sqrt{\left( \frac{\pi \rho D_{ср2}^2}{k_y S_{окн2}} \right)^2 + \left( \frac{\omega}{Z_{м2}} \right)^2}}. \quad (13-13)$$

Допустимая величина  $I_1 \omega_1$  выбирается по формулам, приводимым в § 13-2, и далее в зависимости от условий работы и заданных габаритов преобразователя выбирается полная площадь окна и распределение ее между первичной и вторичной обмотками. При работе трансформаторного преобразователя на бесконечно большую нагрузку  $E = \omega \omega_2 \Phi$  необходимо стремиться к максимуму произведения  $\omega_2 \Phi$ , а при заданном  $\Phi$  — к максимуму  $\omega_2$ .

### 13-5. ИНДУКЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Индукционные преобразователи, как это следует из их принципа действия (см. § 13-1), в качестве естественной входной величины имеют скорость механического перемещения. Индукционные преобразователи можно подразделить на две группы. В преобразователях первой группы магнитное сопротивление на пути постоянного магнитного потока остается неизменным, а индуктированная э. д. с. наводится в катушке благодаря линейным (рис. 13-15, а) или угловым (рис. 13-15, б) колебаниям катушки в зазоре магнита. При этом в некоторых конструкциях катушка выполняется неподвижной, а пере-

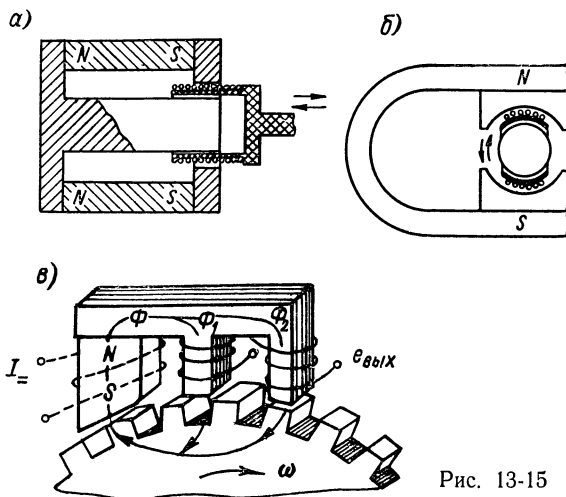


Рис. 13-15

мещается магнит. В преобразователях второй группы постоянный магнит и катушка неподвижны, а индуктированная э. д. с. наводится путем изменения магнитного потока вследствие колебаний полного магнитного сопротивления магнитной цепи, создаваемых чаще всего изменением воздушного зазора в этой цепи. Конструкция такого преобразователя показана на рис. 13-15, в. При вращении ротора происходит перераспределение магнитного потока постоянного магнита между обмотками с частотой, определяемой скоростью вращения и числом зубцов, и в обмотках индуктируется э. д. с. Поток постоянного магнита остается при этом неизменным, и потери в последнем отсутствуют.

Индукционные преобразователи, представляющие собой небольшие генераторы постоянного тока, используются в приборах для измерения скорости вращения валов (тахометры — см. § 18-3), а также в приборах для измерения линейных и угловых вибраций (см. § 22-5). Так как выходное напряжение индукционных преобразователей пропорционально скорости вибраций подвижной части, то для получения напряжения, пропорционального амплитуде

вибраций или ускорению, выходное напряжение индукционного преобразователя подвергается интегрированию или дифференцированию с помощью интегрирующих или дифференцирующих цепей (см. § 8-4).

**Основы расчета индукционных преобразователей.** В преобразователях первой группы магнитный поток не изменяется, и расчет магнитной цепи и индукции  $B$  в зазоре преобразователя производится обычными методами [7, 35]. Выходная э. д. с. преобразователя (рис. 13-15, а) при синусоидальных вибрациях подвижной части  $X = X_m \cos \omega t$  определяется формулой  $e = \omega X_m B \omega l_{cp} \sin \omega t$ , где  $\omega$  и  $l_{cp}$  — число витков и средняя длина витка обмотки. В преобразователях второй группы необходимо учитывать переменную составляющую магнитного потока, изменяющегося с частотой изменения магнитного сопротивления. Если наибольшее изменение магнитного потока равно

$$\Delta \Phi = \frac{F}{Z_m} - \frac{F}{Z_m + \Delta Z_m},$$

где  $F$  — м. д. с. магнита, а  $Z_m$  и  $(Z_m + \Delta Z_m)$  — крайние значения магнитного сопротивления, то амплитуда и действующее значение переменной составляющей потока (при синусоидальном его изменении) соответственно равны  $\Phi_m = \Delta \Phi / 2$ ;  $\Phi = \Delta \Phi / (2\sqrt{2})$  и э. д. с., индуцируемая в обмотке,

$$E = \omega \Phi = \frac{\omega F}{2\sqrt{2}} \left( \frac{1}{Z_m} - \frac{1}{Z_m + \Delta Z_m} \right). \quad (13-14)$$

Расчет магнитных сопротивлений при переменном потоке рассмотрен в § 13-2.

Для повышения чувствительности преобразователя выгоднее применять катушки с большим числом витков, поскольку индуцированная э. д. с. прямо пропорциональна числу витков. Однако при увеличении числа витков необходимо учитывать следующие обстоятельства.

1. Увеличить число витков при заданном сечении  $S_{окн}$  катушки можно только за счет уменьшения диаметра провода, а следовательно, за счет резкого увеличения (с увеличением квадрата числа витков) ее сопротивления. При работе преобразователя на указатель конечного сопротивления  $R_{ук}$  выходная мощность возрастает только до тех пор, пока сопротивление катушки не становится равным значению  $R_{ук}$ , и достигает в преобразователе (рис. 13-15, а) величины  $P_{вых} = \frac{1}{8} (\omega X_m)^2 B^2 \frac{l_{cp}}{\rho} S_{окн} k_y$ , где  $k_y$  — коэффициент укладки. При дальнейшем увеличении числа витков чувствительность падает.

2. Увеличение числа витков при неизменном диаметре провода вызывает увеличение толщины катушки, т. е.  $S_{окн}$ , и требует (рис. 13-15) соответствующего увеличения воздушного зазора, что приводит к падению величины индукции. Поэтому оптимальное число витков может быть найдено только путем ряда расчетов для различных чисел витков и соответствующих зазоров.

3. При расчете катушки необходимо учитывать реакцию поля катушки. Ток в катушке должен быть достаточно мал, чтобы индукция поля катушки, определяемая м. д. с. последней, была значительно меньше индукции постоянного магнитного поля в зазоре, создаваемого постоянным магнитом (подробнее см. § 18-2).

При проектировании индукционного преобразователя большое внимание следует уделить получению линейной зависимости индуктированной э. д. с. от амплитуды перемещения катушки.

Линейность преобразователей первой группы зависит как от размеров катушки, так и от ее положения относительно полюсных наконечников. Для повышения линейности можно пользоваться рекомендациями, относящимися к аналогичным конструкциям обратных магнитоэлектрических преобразователей (см. § 18-2). При рациональном выборе конфигурации магнитной цепи, размеров и положения катушки погрешности линейности могут быть сведены к величинам 0,02—0,1%. У преобразователей второй группы линейность преобразования зависит от магнитных характеристик ферромагнитных материалов, из которых выполнена магнитная цепь. Поскольку эти характеристики обычно нелинейны, преобразователи второй группы имеют большую погрешность линейности и чаще всего используются как частотные.

### 13-6. МАГНИТОУПРУГИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Принцип действия магнитоупругих преобразователей основан на изменении магнитной проницаемости  $\mu$  ферромагнитных тел в зависимости от возникающих в них механических напряжений  $\sigma$  (магнитоупругий эффект), обусловленных воздействием на ферромагнитные тела механических сил  $P$  (растягивающие, сжимающие, изгибающие, скручивающие). Таким образом, в магнитоупругом преобразователе мы имеем следующую цепь преобразований:

$$P \rightarrow \sigma \rightarrow \mu \rightarrow R_m \rightarrow Z \quad \text{или} \quad e.$$

Существует и обратное явление (магнитострикция), когда внешнее магнитное поле вызывает механические деформации ферромагнитного тела. Под численным значением *магнитострикции* понимают относительное изменение  $\Delta l/l = \lambda$  длины  $l$  стержня, обусловленное воздействием внешнего магнитного поля. Некоторые ферромагнитные тела имеют положительную магнитострикцию, т. е. увеличивают свои размеры под действием магнитного поля, у некоторых же она отрицательная, т. е. эти тела уменьшают свои размеры. Кроме того, величина магнитострикции и ее знак зависят от материала магнитной цепи, его термообработки, температуры и напряженности магнитного поля. Характер зависимости магнитострикции  $\lambda = \Delta l/l$  от напряженности  $H$  намагничивающего поля для различных ферромагнитных материалов показан на рис. 13-16, а.

Магнитоупругий эффект также неоднозначен. Для одного и того же материала под действием механического напряжения магнитная



проницаемость в слабых полях может возрастать, в то время как в сильных полях — падать. Для иллюстрации этого на рис. 13-16, б приведены кривые изменения индукции  $B = \mu H$  в функции механической нагрузки при различных значениях напряженности поля  $H$

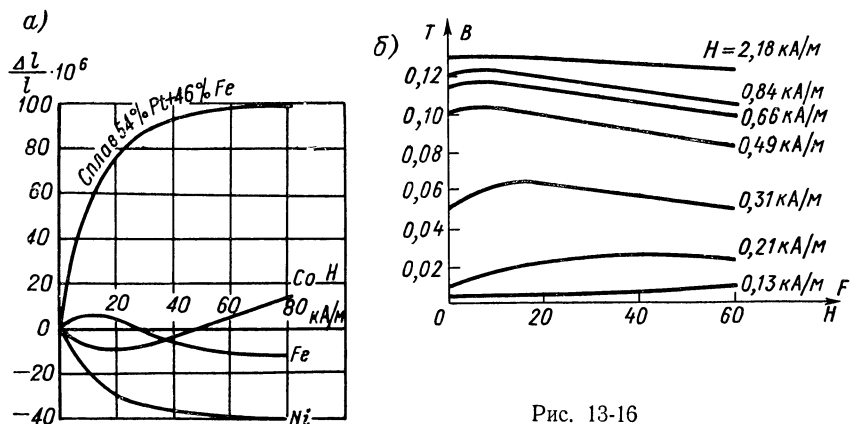


Рис. 13-16

для проволоки из мягкой стали. Используя линейные участки кривых на рис. 13-16, б, т. е. выбирая определенные начальные значения напряженности  $H$  в сердечнике, можно получить близкое к линейному изменение магнитной проницаемости  $\Delta\mu$  сердечника в функции

относительной деформации  $\Delta l/l$  или механического напряжения  $\sigma$  материала сердечника.

В качестве примера на рис. 13-17 приведена кривая изменения  $\varepsilon_\mu = \Delta\mu/\mu$  в функции изменения  $\Delta l/l$  от 0 до 0,1% или изменения  $\sigma$  от 0 до 200 Н/мм<sup>2</sup>.

Относительную чувствительность магнитоупругого материала можно характеризовать, как и у тензорезисторов (см. § 10-3), коэффициентом тензочувствительности

$$k = \frac{\Delta\mu/\mu}{\Delta l/l} = \frac{\varepsilon_\mu}{\varepsilon_l}.$$

Рис. 13-17

Для кривой на рис. 13-17 этот коэффициент на начальном участке ( $\sigma < 50$  Н/мм<sup>2</sup>) достигает значения  $k = 300$ , а в среднем для всей кривой равен  $k = 220$ .

Относительной магнитоупругой чувствительностью материала называют относительное изменение магнитной проницаемости  $\Delta\mu/\mu$ , вызываемое единицей механического напряжения  $\sigma$ , т. е. величину

$S_m = (\Delta\mu/\mu)/\sigma$ . Для кривой на рис. 13-17 эта величина составляет 0,11% на 1 Н/мм<sup>2</sup>.

Типы магнитоупругих преобразователей можно разбить на две основные группы. К первой группе относятся преобразователи, в которых используются изменения магнитной проницаемости чувствительного элемента в одном направлении (рис. 13-18). Ко второй

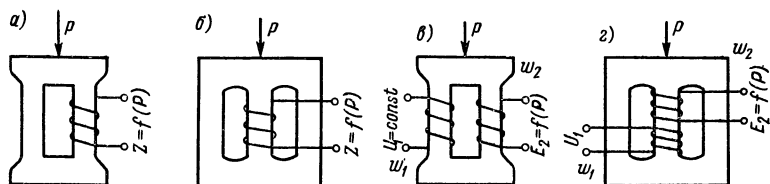


Рис. 13-18

группе относятся преобразователи, в которых используется изменение магнитной проницаемости одновременно в двух взаимно перпендикулярных направлениях или, иначе говоря, магнитная анизотропия материала чувствительного элемента (см. рис. 13-21). Преобразователи той и другой группы могут работать как переменные индуктивные сопротивления, величина которых определяется приложенным к сердечнику механическим усилием, и как трансформаторные преобразователи с переменной взаимоиндуктивностью между обмотками.

Разновидности формы магнитных цепей и размещения обмоток магнитоупругих преобразователей индуктивного и трансформаторного типов, предназначенных для измерения больших усилий (десятки тысяч ньютонов), показаны на рис. 13-18. Их сердечник не имеет разъемов, и обмотки приходится наматывать вручную.

На рис. 13-19 показана магнитная цепь дифференциального преобразователя, чувствительным элементом которого являются внешние кольца магнитопровода 1 и 2, замыкающие магнитную цепь, образованную сердечником 3.

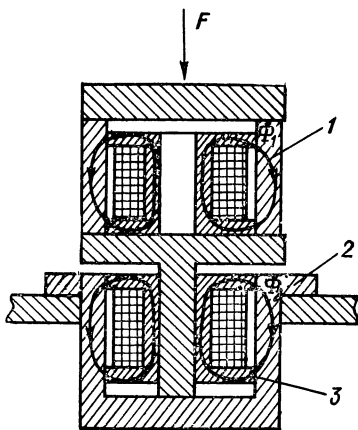


Рис. 13-19

Здесь применена разъемная конструкция магнитопровода. В подобных конструкциях необходимо считаться с магнитным сопротивлением в местах стыка сердечника с ярмом даже при тщательной шлифовке их [50, 282].

На рис. 13-20, а изображен тензометрический магнитоупругий преобразователь, в котором в качестве сердечника 1 катушки 2 применяется проволока из пермаллоя. Конструкция тензометри-

ческого магнитоупругого преобразователя, в котором магнитная цепь выполнена из тонкого листа пермаллоя, наклеиваемого на исследуемую деталь, приведена на рис. 13-20, б.

**Магнитоанизотропный трансформаторный преобразователь** со скрещенными обмотками изображен на рис. 13-21, а. Первичная  $w_1$  и вторичная  $w_2$  обмотки преобразователя расположены в сплошном магнитопроводе под прямым углом друг к другу. Первичная об-

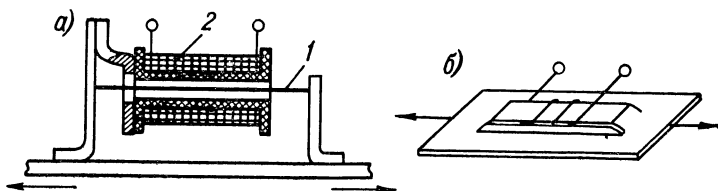


Рис. 13-20

мотка питается от источника  $U$  переменного тока. В ненагруженном состоянии преобразователя силовые линии первичной обмотки (рис. 13-21, б) располагаются симметрично и не сцепляются со вторичной обмоткой, в результате этого э. д. с. вторичной обмотки равна нулю. После приложения усилия вследствие изменения магнитной проницаемости материала магнитное поле (рис. 13-21, в) вытягивается в направлении большей проницаемости, сжимается

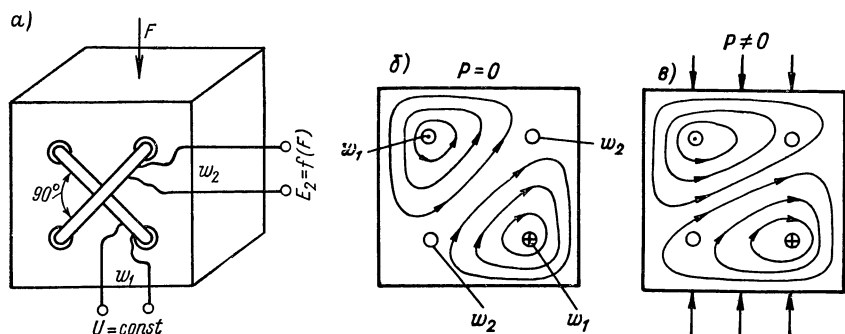


Рис. 13-21

в направлении меньшей проницаемости и, сцепляясь со вторичной обмоткой, индуцирует в ней э. д. с., пропорциональную приложенному к преобразователю усилию. При изменении знака нагрузки изменяется и фаза выходной э. д. с. Из-за начальной магнитоанизотропии материала при отсутствии нагрузки уже существует некоторая э. д. с. Для ее уменьшения в датчиках из листового материала чередуют листы с взаимно перпендикулярными направлениями проката, кроме этого, специальным образом располагают отверстия, выбирая угол между обмотками; используют дополнительную обмотку или магнитный шунт.

Магнитоанизотропные свойства материала могут быть использованы для измерения напряжения в нем без непосредственного контакта датчика с деталью [50].

Преобразователи с использованием эффекта Видемана применяются в основном для измерения крутящего момента. При скручивании ферромагнитного стержня в нем появляется винтовая составляющая повышенной магнитной проницаемости и, следовательно, в магнитном поле — винтовая составляющая потока, которую можно считать результатом суперпозиции продольного и кругового потоков. Таким образом, при прохождении тока через стержень, на который действует крутящий момент, в стержне, кроме кругового магнитного потока, возникает продольный магнитный поток (обратный эффект Видемана). Прямой эффект Видемана заключается

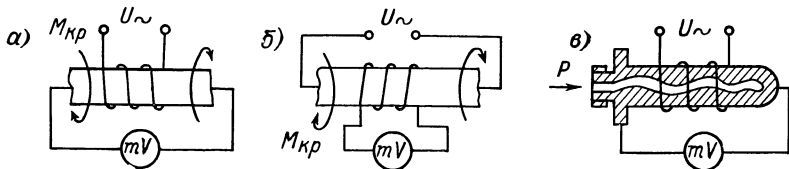


Рис. 13-22

в том, что стальной стержень с проходящим по нему током, помещенный в продольное магнитное поле, испытывает деформацию кручения.

Рис. 13-22, а и б иллюстрируют принцип действия датчиков для измерения крутящего момента, а рис. 13-22, в — принцип действия датчика для измерения давления [252] с предварительным преобразованием в деформацию кручения. Действующее значение э. д. с., возникающей под действием крутящего момента [252], определяется приближенной формулой

$$E = 4,44fB_m \frac{\lambda_S \mu}{BS^2} \sigma \frac{l}{\pi R^2} M_{кр},$$

действительной при условии  $\frac{\pi B_S^2 R^2}{24 \lambda_S \mu M_{кр}} \gg 1$ , где  $B_m$  — индукция магнитного поля, создаваемая током, проходящим через стержень при отсутствии  $M_{кр}$ ;  $f$  — частота напряжения питания;  $\mu$ ,  $B_S$ ,  $\lambda_S$  — магнитная проницаемость, индукция насыщения и максимальная магнитострикция материала стержня;  $l$  и  $R$  — длина и радиус стержня;  $M_{кр}$  — крутящий момент.

При частоте напряжения питания  $10^3$  Гц э. д. с. может достигать нескольких десятков милливольт.

**Основы расчета магнитоупругих преобразователей.** Выбор размеров сердечника магнитоупругого преобразователя диктуется техническими условиями работы и допустимым напряжением для выбранного ферромагнитного материала. Напряженность магнитного поля влияет на магнитоупругую чувствительность.

На рис. 13-23 приведены кривые  $\mu = f(H)$  и  $\Delta Z/Z = f(H)$  при  $\Delta\sigma = \text{const}$  для ферромагнитного сердечника из материала с магнитоотрицательной, не меняющей знак при изменении  $H$ . Как видно из рисунка, максимумы величин  $\Delta Z/Z$  и  $\mu$  лежат при близких значениях  $H$  [87]. Благодаря этому совпадению напряженность в материале магнитоупругого преобразователя можно выбирать равной  $H = H_{\mu \text{ max}}$ , величины ее можно найти для различных материалов в общедоступных справочниках.

Максимальное значение относительной магнитоупругой чувствительности материала  $S_\mu = \frac{\Delta\mu/\mu}{\sigma}$ , по данным работы [87], для пермаллоя (45% Ni) составляет 0,94% на 1 Н/мм<sup>2</sup> при  $H = 0,02$  А/мм, для трансформаторной стали (4,5% Si) — 0,84% на 1 Н/мм<sup>2</sup> при  $H = 0,2$  А/мм и для стали «армко» — 0,81% на 1 Н/мм<sup>2</sup> при  $H = 0,15$  А/мм, где все значения  $S_\mu$  примерно соответствуют максимуму магнитной проницаемости.

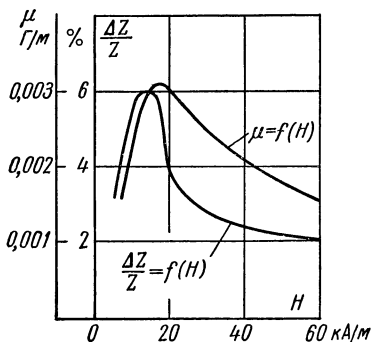


Рис. 13-23

Наибольшей магнитоупругой чувствительностью обладает сплав Ю-12 (2,5% на 1 Н/мм<sup>2</sup>), однако этот сплав хорошо работает только на сжатие.

Расчет сопротивления магнитному потоку в сердечнике и полного электрического сопротивления  $Z$  катушки преобразователя выполняется аналогично тому, как

это было изложено выше в § 13-2 и 13-3. При слабом проявлении поверхностного эффекта относительное изменение магнитного сопротивления участка, подвергающегося деформации,  $\Delta Z_m/Z_m = \Delta\mu/\mu$ . При резко выраженном поверхностном эффекте согласно (13-4) магнитное сопротивление пропорционально  $\sqrt{\mu}$ , и вследствие этого относительное изменение магнитного сопротивления  $\Delta Z_m/Z_m = 0,5\Delta\mu/\mu$ . Если учесть, что в магнитопроводе преобразователей не все участки подвергаются деформации (см. рис. 13-18), и следовательно, изменяют сопротивление, а также то, что полное сопротивление преобразователя определяется не только изменяющейся индуктивной составляющей, но и активным сопротивлением обмотки, относительное изменение сопротивления может составлять  $\Delta Z/Z = 0,5S_\mu\sigma$  при отсутствии поверхностного эффекта и  $\Delta Z/Z = 0,25S_\mu\sigma$  при резко выраженном поверхностном эффекте.

В преобразователях трансформаторного типа со скрещенными обмотками при отсутствии нагрузки  $E_2 = 0$ , при наличии же нагрузки напряженность  $E_2$  прямо пропорциональна магнитному потоку преобразователя, т. е. напряжению, приложенному к первичной обмотке. Поэтому, если материал сердечника не меняет знака магнитоотрицательности при увеличении напряженности магнитного

поля, то чувствительность преобразователя можно увеличить за счет увеличения магнитного потока путем повышения первичного напряжения. Преобразователи такого типа, как правило, работают при сильных магнитных полях, соответствующих насыщению.

**Погрешности магнитоупругих преобразователей.** Магнитоупругая погрешность выражает невоспроизводимость магнитного состояния сердечника преобразователя при нагрузке и разгрузке. Ее возникновение обусловлено магнитоупругим гистерезисом [88]. Экспериментальные исследования показали, что магнитоупругая погрешность  $\gamma_m$  при статических нагрузках преобразователя больше, чем при динамических. Так, у преобразователя индуктивного типа с сердечником из стали, содержащей 4,5% Si, при динамических нагрузках  $\gamma_m = 1\%$ , при статических  $\gamma_m = 4\%$ .

Как показали исследования [88],  $\gamma_m$  уменьшается с увеличением напряженности магнитного поля в сердечнике (рис. 13-24), а также в результате механической тренировки преобразователя. Для получения возможно меньшей магнитоупругой погрешности сердечник следует изготавливать из ферромагнитных материалов с узкой петлей магнитного гистерезисного цикла и высоким пределом упругости. Кроме этого, максимальная нагрузка на сердечник не должна быть больше  $1/6$ — $1/7$  предела упругости.

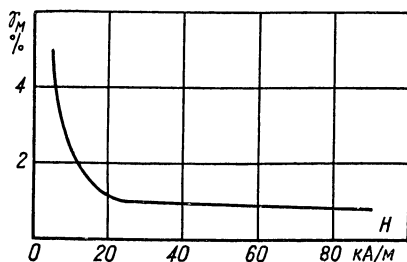


Рис. 13-24

Весьма существенной может оказаться также погрешность линейности, определяемая как преобразованием  $\sigma \rightarrow \mu$ , так и дальнейшим преобразованием  $\Delta\mu \rightarrow \Delta Z \rightarrow U_{ук}$  или  $\Delta\mu \rightarrow E$ . Выбором индукции  $B$  в материале преобразователя, созданием предварительно напряженного состояния его, а также взаимной коррекцией нелинейности характеристик  $\Delta\mu = f(\sigma)$  и  $\Delta Z = \varphi(\Delta\mu)$  удастся снизить суммарную погрешность линейности до величины 1—2%.

В процессе старения материала происходит изменение его магнитной проницаемости и внутренних напряжений в нем. Это приводит к нестабильности магнитоупругой чувствительности, составляющей после искусственного старения (термообработка и многократное нагружение) не более 0,5% для преобразователей из сплошного материала и не более 2% для преобразователей из листового материала. При изменении напряжения питания меняется как начальное значение магнитной проницаемости, так и величина магнитоупругого эффекта. Поэтому стабилизация напряжения питания необходима для всех типов преобразователей.

Колебания температуры преобразователя вызывают изменение сопротивления катушки постоянному току, изменение начальной магнитной проницаемости и изменение магнитострикции, а следовательно, и магнитоупругого эффекта. Все эти изменения создают

температурную погрешность преобразователя. У преобразователей с сердечниками из электротехнических сталей, содержащих от 3 до 4,5% кремния, при сильно выраженном поверхностном эффекте в интервале температур от 10 до 110°С погрешность от температуры составляет 0,5—1%, а при слабо выраженном поверхностном эффекте может достигать 2—3%. Погрешности существенно уменьшаются при использовании дифференциальных магнитоупругих преобразователей. Наименьшими погрешностями обладают магнитоанізотропные преобразователи, в которых используется дифференциальный эффект самого материала и, следовательно, обеспечивается наиболее полная идентичность внешних условий и собственных свойств.

## *Глава четырнадцатая*

### **ТЕПЛОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ**

#### **14-1. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАСЧЕТА ТЕПЛОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ**

Тепловым называется преобразователь, принцип действия которого основан на тепловых процессах и естественной входной величиной которого является температура. К таким преобразователям относятся термопары и терморезисторы, металлические и полупроводниковые. Основным уравнением теплового преобразования является уравнение теплового баланса, физический смысл которого заключается в том, что все тепло, поступающее к преобразователю, идет на повышение его теплосодержания  $Q_{тс}$  и, следовательно, если теплосодержание преобразователя остается неизменным (не меняется температура и агрегатное состояние), то количество поступающего в единицу времени тепла равно количеству отдаваемого тепла. Тепло, поступающее к преобразователю, является суммой количества тепла  $Q_{эл}$ , создаваемого в результате выделения в нем электрической мощности, и количества тепла  $Q_{то}$ , поступающего в преобразователь или отдаваемого им в результате теплообмена с окружающей средой.

Таким образом, уравнение теплового баланса имеет вид  $Q_{эл} + Q_{то} = Q_{тс}$ , и основы расчета тепловых преобразователей заключаются в расчете процессов теплопередачи и теплосодержания.

**Теплосодержание** при неизменном агрегатном состоянии вещества зависит от массы  $m$  и удельной теплоемкости  $c$  материала преобразователя и связано с температурой  $\Theta$  преобразователя формулой  $Q_{тс} = mc\Theta$ .

**Теплообмен** состоит в переходе некоторого количества тепловой энергии из одной части пространства в другую. Теплообмен может осуществляться тремя совершенно различными способами.

При теплообмене посредством теплопроводности перенос тепловой энергии происходит только путем взаимодействия частиц, на-

ходящихся в непосредственном соприкосновении друг с другом и имеющих различную температуру. Теплообмен путем теплопроводности в чистом виде имеет место только в твердых телах.

Теплообмен посредством конвекции совершается путем перемещения материальных частиц и может иметь место только в жидкостях или газах. Если причиной потоков жидкости или газа является неодинаковая плотность среды, вызванная разностью температур, то говорят о естественной конвекции. Движение потоков под действием внешних причин вызывает вынужденную конвекцию. Конвективный теплообмен всегда включает в себя обмен посредством теплопроводности, и суммарный теплообмен между стенкой и средой называется теплоотдачей.

Третьим способом теплообмена является теплообмен посредством излучения. Тепловое излучение представляет собой поток электромагнитных волн, излучаемых телом за счет его тепловой энергии и полностью или частично поглощаемых другими телами.

На практике обычно имеет место комбинация различных способов теплообмена, отдельные виды которых могут быть учтены приводимыми ниже формулами.

*Теплопроводность.* Распространение тепла путем теплопроводности определяется законом Фурье  $q = -\lambda \text{ grad } \Theta$ , где  $q$  — тепловой поток, представляющий собой количество тепла, переданного в единицу времени через единицу поверхности, Вт/м<sup>2</sup> (1 ккал/м<sup>2</sup> = 1,163 Вт/м<sup>2</sup>);  $\text{grad } \Theta = \frac{\partial \Theta}{\partial l}$  — градиент температуры;  $\lambda$  — коэффициент теплопроводности, Вт/(м·К).

Коэффициент теплопроводности зависит от природы и физического состояния вещества. В анизотропных телах коэффициент теплопроводности зависит, кроме того, от направления распространения тепла. Лучшими проводниками тепла являются металлы. Наименьшей теплопроводностью обладают газы. Для газов коэффициент теплопроводности зависит не только от состава газа, но и от температуры и при большом разрежении от давления. Коэффициент теплопроводности выбирается по справочным данным с учетом всех перечисленных условий.

Полный тепловой поток, создаваемый разностью температур, определяется формулой

$$q_{\text{тп}} = G_{\Theta} \Delta \Theta = \frac{1}{R_{\Theta}} \Delta \Theta, \quad (14-1)$$

где  $G_{\Theta}$  — тепловая проводимость среды;  $R_{\Theta}$  — тепловое (или термическое) сопротивление среды.

Тепловая проводимость среды зависит от коэффициента теплопроводности, и геометрических соотношений, и для расчета ее можно использовать аналогичные формулы электрической проводимости, заменив удельную проводимость коэффициентом теплопроводности.



Тепловая проводимость плоской стенки  $G_{\Theta} = \lambda \frac{S}{\delta}$ , где  $S$  — площадь стенки;  $\delta$  — толщина стенки.

Тепловая проводимость цилиндрической стенки  $G_{\Theta} = \lambda \frac{2\pi l}{\ln \frac{d_1}{d_2}}$ ,

где  $l$  — длина цилиндра;  $d_1, d_2$  — диаметры соответственно внешней и внутренней стенок цилиндра.

*Теплоотдача.* Полный тепловой поток в результате теплоотдачи определяется формулой Ньютона.

$$q_{\text{то}} = \xi S \Delta \Theta, \quad (14-2)$$

где  $\xi$  — коэффициент теплоотдачи, Вт/(м<sup>2</sup>·К);  $S$  — поверхность тела;  $\Delta \Theta$  — разность температур окружающей среды и тела. Коэффициент теплоотдачи при естественной и вынужденной конвекции

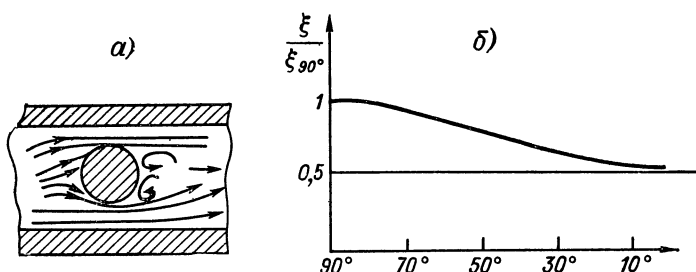


Рис. 14-1

рассчитывается на основании теорий теплового и геометрического подобий. При естественной конвекции для горизонтально расположенных цилиндров с диаметром, меньшим 1 мм, можно использовать формулу  $\xi = A_1 (\Delta \Theta / d^5)^{1/8}$ , а при диаметре больше 1 мм — формулу  $\xi = A_2 (\Delta \Theta / \Theta)^{1/4}$ , где  $A_1$  и  $A_2$  — приводимые ниже в табл. 14-2 коэффициенты, зависящие от вещества и температуры;  $\Delta \Theta$  — разность температур.

При искусственной конвекции при поперечном омывании цилиндра (рис. 14-1, а) коэффициент теплоотдачи для газов выражается формулой

$$\xi_{\text{газ}} = \frac{c\lambda}{d} \left( \frac{vd}{\nu} \right)^n = \frac{c\lambda}{\nu} \text{Re}^n, \quad (14-3)$$

где  $d$  — диаметр цилиндра;  $v$  — скорость движения газа;  $\nu$  — кинетическая вязкость, равная абсолютной вязкости, отнесенной к плотности вещества;  $\lambda$  — коэффициент теплопроводности газа;  $c$  и  $n$  являются функциями скорости газа и размеров цилиндра и определяются по предварительно рассчитанной величине, называемой критерием Рейнольдса  $\text{Re} = vd/\nu$ , из табл. 14-1.

При расчете коэффициента теплоотдачи для жидкости в формулу (14-3) входит критерий Прандтля  $\text{Pr}$ :

$$\xi_{\text{жидк}} = \frac{c\lambda}{d} \text{Re}^n \text{Pr}^{0.4}.$$

Критерий Прандтля  $Pr = \nu/a$ , т. е. зависит от кинематической вязкости  $\nu$  и температуропроводности  $a$ , физический смысл которой состоит в том, что она является мерой скорости выравнивания температур различных точек жидкости. Температуропроводность зависит от теплопроводности  $\lambda$ , плотности  $\gamma$  и удельной теплоемкости вещества  $c$  и определяется формулой  $a = \lambda/(c\gamma)$  или иначе равна отношению теплопроводности к теплоемкости на единицу объема.

Таблица 14-1

Re	$c$	$n$
5—80	0,93	0,40
80— $5 \cdot 10^3$	0,715	0,46
$> 5 \cdot 10^3$	0,226	0,60

Приведенные формулы для теплоотдачи цилиндра в поперечном потоке справедливы только для случая, когда угол  $\psi$ , составленный осью цилиндра и направлением потока и называемый углом атаки, равен  $90^\circ$ . Зависимость коэффициента теплоотдачи от угла атаки представлена на рис. 14-1, б.

В табл. 14-2 и 14-3 приведены основные параметры соответственно сухого воздуха при  $P = 10^5$  Н/м<sup>2</sup> и воды, необходимые для расчета коэффициентов теплоотдачи. Температура, при которой определяются параметры в табл. 14-2 и 14-3, считается как среднеарифметическая температура тела и среды.

Таблица 14-2

$t$ , °C	$\nu$ , $1 \cdot 10^{-6}$ м <sup>2</sup> /с	$\lambda$ , $1 \cdot 10^{-2}$ Вт/(м·К)	$A_1$	$A_2$
0	13,70	2,33	0,25	1,22
20	15,70	2,56	—	—
100	23,78	3,02	0,27	1,09
500	80,40	5,46	0,32	0,8

Таблица 14-3

$t$ , °C	$\nu$ , $1 \cdot 10^{-6}$ м <sup>2</sup> /с	$\lambda$ , Вт/(м·К)	$a$ , $1 \cdot 10^{-7}$ м <sup>2</sup> /с	$A_1$	$A_2$
20	1,0	0,6	1,42	11,3	96
60	0,479	0,66	1,61	15,1	153
80	0,366	0,69	1,64	16,3	176

Тепловое излучение свойственно всем телам, и каждое из них непрерывно излучает и поглощает энергию. Разность между излучаемой и поглощаемой телом лучистой энергией отлична от нуля, если температура тел, участвующих во взаимном обмене лучистой энергией, различна. По закону Стефана — Больцмана полное

количество энергии, излучаемой в единицу времени единицей поверхности, имеющей температуру  $\Theta$ , равно

$$E_0 = \sigma_0 \Theta^4,$$

где  $\sigma_0 = 5,7 \cdot 10^{-8}$  Вт/(м<sup>2</sup>·К<sup>4</sup>) — константа излучения абсолютно черного тела.

В технических расчетах этот закон применяется в более удобной форме:  $E_0 = C_0 (\Theta/100)^4$ , где  $C_0$  — коэффициент лучеиспускания абсолютно черного тела:  $C_0 = 5,7$  Вт/(м<sup>2</sup>·К<sup>4</sup>). Закон Стефана — Больцмана применим и к реальным серым телам, но их коэффициент лучеиспускания  $C$  рассчитывается с учетом относительной излучательной способности или степени черноты тела  $\epsilon$ , т. е.  $C = C_0 \epsilon$ . Значение  $\epsilon$  изменяется в пределах от нуля до единицы и приводится в таблицах [158].

Количество поглощаемой телом лучистой энергии также зависит от степени черноты тела и определяется формулой  $E = \epsilon E_{\text{эф}}$ , где

$E_{\text{эф}}$  — извне падающее эффективное излучение окружающих тел. При выводе формул лучистого теплообмена между телами необходимо учитывать, кроме лучеиспускательной, поглощательной и отражательной способности тел, их размеры и направление излучений. Относительно простые формулы могут быть приведены только для теплообмена между плоскими

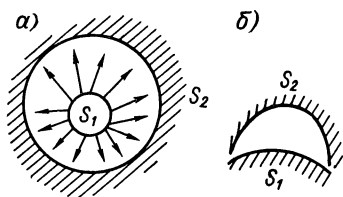


Рис. 14-2

параллельными поверхностями и между двумя поверхностями в замкнутом пространстве, когда одна из поверхностей облекает другую обязательно выпуклую поверхность (рис. 14-2).

В первом случае количество тепла на 1 м<sup>2</sup> площади в одну секунду

$$q_{12} = \frac{C_0}{\frac{1}{\epsilon_1} + \frac{1}{\epsilon_2} - 1} \left[ \left( \frac{\Theta_1}{100} \right)^4 + \left( \frac{\Theta_2}{100} \right)^4 \right] = C_n \left[ \left( \frac{\Theta_1}{100} \right)^4 - \left( \frac{\Theta_2}{100} \right)^4 \right], \text{ Вт/м}^2.$$

Во втором случае количество тепла, получаемое или отдаваемое в секунду меньшим телом с поверхностью  $S_1$ ,

$$q_{12} = \frac{C_0}{\frac{1}{\epsilon_1} + \frac{S_1}{S_2} \left( \frac{1}{\epsilon_2} - 1 \right)} \left[ \left( \frac{\Theta_1}{100} \right)^4 - \left( \frac{\Theta_2}{100} \right)^4 \right] S_1 = C_n \left[ \left( \frac{\Theta_1}{100} \right)^4 - \left( \frac{\Theta_2}{100} \right)^4 \right] S_1,$$

где  $C_n$  — приведенный коэффициент лучеиспускания.

Для уменьшения лучеиспускания тела при заданных температурах уменьшают его степень черноты и применяют экран. В частности, для двух параллельных плоскостей при использовании экрана, имеющего коэффициент лучеиспускания, равный приведенному коэффициенту лучеиспускания между плоскостями  $C_{n \rightarrow 1} = C_{n \rightarrow 2} = C_{n1-2}$ , количество передаваемого тепла уменьшается в два раза.

При применении экрана с малым значением коэффициентов лучеиспускания  $C_{пэ-1} = C_{пэ-2} = C_{п1-2}/n$  теплопередача уменьшается в  $2n$  раз.

**Уравнение теплового баланса** преобразователей при неизменном агрегатном состоянии среды и постоянной температуре тел определяется как

$$q_{эл} + q'_{тп} + q_{тп} + q_{конв} + q_{ли} = 0,$$

где  $q_{эл} = i^2 R$  — теплота Джоуля — Ленца, выделяющаяся в преобразователе;  $q'_{тп}$  — теплопроводность через преобразователь;  $q_{тп}$  — теплопроводность через окружающую среду;  $q_{конв}$  — конвекция;  $q_{ли}$  — лучеиспускание. Эти тепловые потоки показаны на рис. 14-3.

Выражая соответствующими формулами все виды тепловых потерь, уравнение теплового баланса можно представить как

$$I^2 R + G' (\Theta - \Theta_a) + G_{\Theta} (\Theta - \Theta_{cp}) + \xi S (\Theta - \Theta_{cp}) + C_n S \left[ \left( \frac{\Theta}{100} \right)^4 - \left( \frac{\Theta_{ст}}{100} \right)^4 \right] = 0, \quad (14-4)$$

где  $\Theta_a$ ,  $\Theta_{cp}$ ,  $\Theta_{ст}$  — соответственно температуры внешней среды (атмосферы); среды, окружающей преобразователь, и стенок.

Как видно из этого уравнения, температура преобразователя зависит от температуры окружающей среды, от коэффициента теплоотдачи  $\xi$ , зависящего от скорости движения окружающей среды, от тепловой проводимости среды, определяемой ее свойствами, от геометрической формы окружающих тел и расстояния их до преобразователя. Подчеркнув соответствующий эффект и сделав пренебрежимо малыми все остальные, тепловые преобразователи можно использовать для измерения температуры среды, скорости ее движения, концентрации вещества, изменяющего теплопроводность среды, и перемещения.

**Переходный процесс** нагревания или охлаждения тела описывается уравнением теплового баланса. В стадии регулярного теплового режима в уравнении (14-4) появляется член, учитывающий дополнительное тепло, идущее на повышение теплосодержания тела:

$$I^2 R - G'_{\Theta} (\Theta - \Theta_{cp}) - G_{\Theta} (\Theta - \Theta_{cp}) - \xi S (\Theta - \Theta_{cp}) - C_n S \left[ \left( \frac{\Theta}{100} \right)^4 - \left( \frac{\Theta_{ст}}{100} \right)^4 \right] - mc \frac{d\Theta}{dt} = 0. \quad (14-5)$$

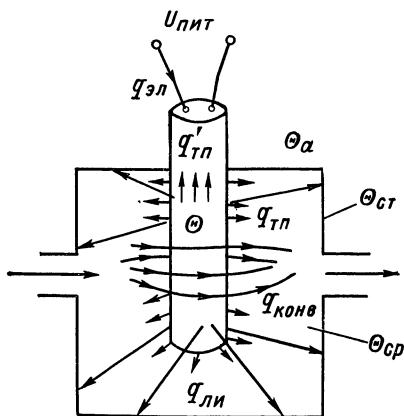


Рис. 14-3

Если пренебречь потерями на излучение, то из уравнения (14-5) видно, что тепловой преобразователь является апериодическим преобразователем с постоянной времени  $T = mc/\xi_{\Sigma}$ , где  $\xi_{\Sigma} = (G'_{\Theta} + G_{\Theta} + \xi S)$  — суммарный коэффициент теплопередачи, определяемый теплопроводностью и конвекцией. Необходимо обратить внимание на то, что постоянная времени теплового преобразователя зависит от условий охлаждения и будет различной для одного и того же преобразователя, находящегося в воздухе и в жидкости, в спокойной жидкости и в движущейся жидкости и т. д. Чем больше  $\xi_{\Sigma}$ , тем быстрее протекает переходный процесс. Однако при  $\xi_{\Sigma} \rightarrow \infty$  постоянная времени преобразователя не уменьшается бесконечно (переходный процесс при этом соответствует дорегулярному режиму), а стремится к какому-то пределу, величина которого определяется геометрическими размерами и формой тела и коэффициентом температуропроводности:  $T = 1/(ka)$ . В частности, для цилиндра радиусом  $R$  и длиной  $l$  коэффициент  $k = \frac{1}{(2,4/R)^2 + (\pi/l)^2}$ ,  $\text{м}^2$ .

В операторной форме температура преобразователя определяется уравнением

$$\Theta(p) = \frac{l^2 R + G'_{\Theta} \Theta_a + G_{\Theta} \Theta_{cp} + \xi S \Theta_{cp}}{(G'_{\Theta} + G_{\Theta} + \xi S) \left( 1 + \frac{mc}{G'_{\Theta} + G_{\Theta} + \xi S} p \right)}.$$

Переходный процесс преобразователя при внезапном скачкообразном изменении температуры на величину  $\Delta \Theta_{cp}$  описывается уравнением

$$\Theta = \Theta_0 + \frac{1}{1 + \frac{mc}{G'_{\Theta} + \xi S}} \Delta \Theta_{cp} e^{-t/T},$$

где  $\Theta_0$  — начальная температура преобразователя.

В большинстве случаев при описании переходного процесса пренебрегают статической погрешностью из-за наличия теплопроводности через преобразователь  $G'_{\Theta}$  и выражают переходный процесс уравнением

$$\Theta = \Theta_0 + \Delta \Theta_{cp} e^{-t/T}; \quad \Delta \Theta = \Delta \Theta_{cp} e^{-t/T}. \quad (14-6)$$

Переходный процесс преобразователя при внезапном изменении одного из коэффициентов теплоотдачи, например при изменении  $\xi$  вследствие изменения скорости движения окружающей среды, описывается уравнением

$$\Theta = \Theta_0 + \frac{\Delta \xi S \Theta_{cp}}{G'_{\Theta} + G_{\Theta} (\xi + \Delta \xi) S} e^{-t/T'},$$

где

$$T' = \frac{mc}{G'_{\Theta} + G_{\Theta} (\xi + \Delta \xi) S}.$$

Постоянную времени преобразователя  $T$  не всегда легко считать, и она часто определяется экспериментально так, как это было показано в гл. 7 [см. рис. 7-21, б и формулу 7-13].

Время установления показаний для тепловых преобразователей, как и для любых других аперiodических преобразователей, определяется формулой

$$t_{уст} = T \ln \frac{\Delta\theta_{ср}}{(\Delta\theta_{ср} - \Delta\theta)_{доп}},$$

где  $\Delta\theta_{ср}$  — абсолютная величина скачка температуры;  $(\Delta\theta_{ср} - \Delta\theta)_{доп}$  — допустимая абсолютная погрешность установления.

При измерении пульсирующих температур или при изменении в пульсирующих потоках синусоидальная составляющая изменения температуры преобразователя составляет:

$$\Delta\theta = \frac{\Delta\theta_{ср\max}}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} \sin(\omega t - \arctg \omega T),$$

где  $\Delta\theta_{ср\max}$  — амплитуда переменной составляющей температуры окружающей среды;  $\omega$  — частота переменной составляющей температуры.

Таким образом, вследствие тепловой инерции колебания температуры преобразователя отстают по фазе на угол  $\psi = \arctg \omega T$  и уменьшены по амплитуде в  $\sqrt{1 + \omega^2 T^2}$  раз относительно колебаний температуры среды. Амплитудная погрешность, обусловленная тепловой инерцией преобразователя, равна

$$\gamma_f = 1 - 1/\sqrt{1 + \omega^2 T^2} \approx -\omega^2 T^2/2.$$

#### 14-2. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ МАТЕРИАЛЫ

Явление термоэлектричества было открыто в 1823 г. Зеебеком и заключается в следующем. Если составить цепь из двух различных проводников (или полупроводников)  $A$  и  $B$ , соединив их между собой концами (рис. 14-4, а), причем температуру  $\theta_1$  одного места соединения сделать отличной от температуры  $\theta_0$  другого, то в цепи появится э. д. с., называемая термоэлектродвижущей силой (термо-э. д. с.) и представляющая собой разность функций температур мест соединения проводников:

$$E_{AB}(\theta_1, \theta_0) = f(\theta_1) - f(\theta_0).$$

Подобная цепь называется термоэлектрическим преобразователем или иначе термопарой; проводники, составляющие термопару, — термоэлектродами, а места их соединения — спаями.

При небольшом перепаде температур между спаями термо-э. д. с. можно считать пропорциональной разности температур:  $E_{AB} = S_{AB} \Delta\theta$ .

Опыт показывает, что у любой пары однородных проводников, подчиняющихся закону Ома, величина термо-э. д. с. зависит только от природы проводников и от температуры спаев и не зависит от распределения температур между спаями.

Явление термоэлектричества принадлежит к числу обратимых явлений, обратный эффект был открыт в 1834 г. Жаном Пельтье и назван его именем. Если через цепь, состоящую из двух различных проводников или полупроводников, пропустить электрический ток, то тепло выделяется в одном спае и поглощается в другом. Теплота Пельтье связана с силой тока линейной зависимостью в отличие от теплоты Джоуля, и в зависимости от направления тока происходит нагревание или охлаждение спая.

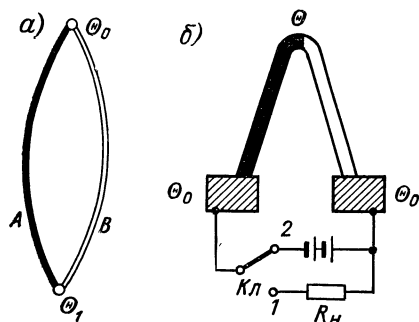


Рис. 14-4

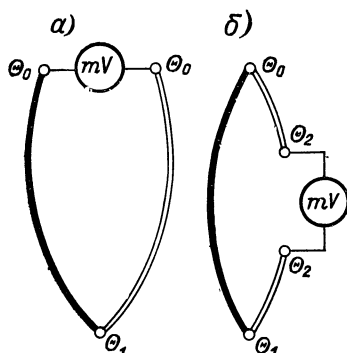


Рис. 14-5

Поглощаемая или выделяемая тепловая мощность пропорциональна силе тока, зависит от природы материалов, образующих спай, характеризуется коэффициентом Пельтье  $\pi_{AB}$  и равна  $q_{AB} = \pi_{AB}I$ .

Во второй половине XIX в. Томсоном был открыт эффект, заключающийся в установлении на концах однородного проводника, имеющего температурный градиент, некоторой разности потенциалов и в выделении дополнительной тепловой мощности при прохождении тока по проводнику, имеющему температурный градиент. Однако э. д. с. Томсона и дополнительное тепло настолько малы, что в практических расчетах ими обычно пренебрегают.

На рис. 14-4, б показана принципиальная схема термоэлектрического преобразователя, который в зависимости от положения переключателя  $Кл$  может работать в режиме генератора электрической энергии (положение 1) и в режиме переноса тепла от источника с температурой  $\Theta$  к резервуару с температурой  $\Theta_0$ .

К. п. д. термоэлектрического генератора зависит от разности температур и свойств материалов и для существующих материалов очень мал (при  $\Delta\Theta = 300^\circ$  не превышает  $\eta = 13\%$ , а при  $\Delta\Theta = 100^\circ$  значение  $\eta = 5\%$ ), поэтому термоэлектрические генераторы используются как генераторы энергии лишь в специальных условиях.

К. п. д. термоэлектрического подогревателя и холодильника также очень малы, и для охлаждения к. п. д. при температурном перепаде  $5^\circ$  составляет 9%, а при перепаде  $40^\circ$  — только 0,6%; однако, несмотря на столь низкие к. п. д., термоэлементы используются в холодильных устройствах. В измерительной технике термопары получили широкое распространение для измерения температур; кроме того, полупроводниковые термоэлементы используются как обратные тепловые преобразователи, преобразующие электрический ток в тепловой поток и температуру.

Термопара с подключенным к ней милливольтметром, применяемая для измерения температуры, показана на рис. 14-5.

Если один спай термопары, называемый рабочим, поместить в среду с температурой  $\Theta_1$ , подлежащей измерению, а температуру  $\Theta_2$  других, нерабочих, спаев поддерживать постоянной, то  $f(\Theta_0) = \text{const}$  и

$$E_{AB}(\Theta_1, \Theta_2) = f(\Theta_1) - C = f_1(\Theta_1)$$

независимо от того, каким образом произведено соединение термоэлектродов (спайкой, сваркой и т. д.). Таким образом, естественной входной величиной термопары является температура  $\Theta_1$  ее рабочего спае, а выходной величиной — термо-э. д. с., которую термопара развивает при строго постоянной температуре  $\Theta_2$  нерабочего спае.

**Материалы, применяемые для термопар.** В табл. 14-4 приведены термо-э. д. с., которые развиваются различными термоэлектродами в паре с платиной при температуре рабочего спае  $\Theta_1 = 100^\circ \text{C}$  и температуре нерабочих спаев  $\Theta_0 = 0^\circ \text{C}$ . Зависимость термо-э. д. с. от температуры в широком диапазоне температур обычно нелинейна,

Таблица 14-4

Материал	Термо-э. д. с., мВ	Материал	Термо-э. д. с., мВ
Кремний	+ 44,8	Свинец	+ 0,44
Сурьма	+ 4,7	Олово	+ 0,42
Хромель	+ 2,4	Магний	+ 0,42
Нихром	+ 2,2	Алюминий	+ 0,40
Железо	+ 1,8	Графит	+ 0,32
Сплав (90% Pt + 10% Ir)	+ 1,3	Уголь	+ 0,30
Молибден	+ 1,2	Ртуть	0,00
Кадмий	+ 0,9	Палладий	— 0,57
Вольфрам	+ 0,8	Никель	— 1,5
Манганин	+ 0,76	Алюмель	— 1,7
Медь	+ 0,76	Сплав (60% Au + 30% Pd + 10% Pt)	— 2,31
Золото	+ 0,75	Константан	— 3,4
Цинк	+ 0,75	Копель	— 4,5
Серебро	+ 0,72	Пирит	— 12,1
Иридий	+ 0,65	Молибденит	От — 69
Родий	+ 0,64		до — 104
Сплав (90% Pt + 10% Rh)	+ 0,64		



поэтому данные таблицы нельзя распространить на более высокие температуры. В качестве примера на рис. 14-6 приведена зависимость  $E = f(\Theta)$  для одной из наиболее распространенных термопар платинородий — платина.

При пользовании данными таблицы следует иметь в виду, что развиваемые термоэлектродами термо-э. д. с. в значительной степени зависят от малейших примесей, механической обработки (наклеп) и термической обработки (закалка, отжиг).

При конструировании термопар, естественно, стремятся сочетать термоэлектроды, один из которых развивает с платиной положительную, а другой — отрицательную термо-э. д. с. При этом необходимо учитывать также пригодность того или иного термо-

электрода для применения в заданных условиях измерения (влияние на термоэлектрод среды, температуры и т. д.).

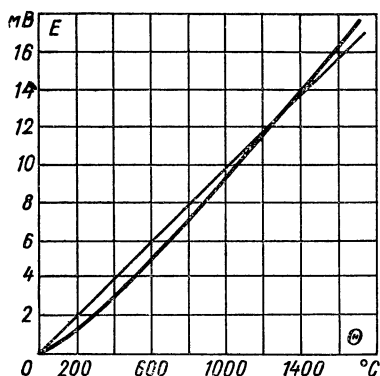


Рис. 14-6

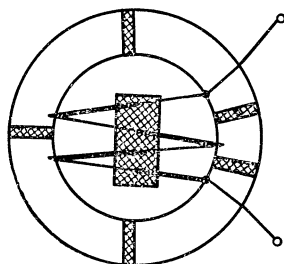


Рис. 14-7

Кроме промышленного (см. § 14-6) измерения температур, специальные термопары используются при измерениях тепловой радиации (см. § 16-3), для измерений температуры нагревателей в термоанемометрах и вакуумметрах (см. § 14-7 и 14-8), в термоэлементах термоэлектрических амперметров, вольтметров и ваттметров. Термопары этого типа работают при сравнительно небольших температурах, но для повышения чувствительности преобразователей мощности в температуру должны поглощать минимальное количество тепла. Поэтому такие термопары выполняются из тонкой проволоки диаметром  $d \approx 5 \div 10$  мкм.

Для повышения выходной э. д. с. используется несколько термопар, образующих термобатарею. На рис. 14-7 показан чувствительный элемент радиационного пирометра (см. § 23-5). Рабочие спаи термопар расположены на черном лепестке, поглощающем излучение, холодные концы — на массивном медном кольце, служащем теплоотводом и прикрытом экраном. Благодаря массивности и хорошей теплоотдаче кольца температуру свободных концов можно считать постоянной и равной комнатной.

### 14-3. УДЛИНИТЕЛЬНЫЕ ТЕРМОЭЛЕКТРОДЫ, ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ, ПОГРЕШНОСТИ ТЕРМОПАР

**Удлинительные термоэлектроды.** Свободные концы термопары должны находиться при постоянной температуре, лучше всего при  $0^{\circ}\text{C}$  (рис. 14-8). Однако не всегда возможно сделать термоэлектроды термопары настолько длинными и гибкими, чтобы свободные концы ее можно было разместить в достаточном удалении от рабочего спая (рис. 14-8). Кроме того, при использовании благородных металлов делать длинные термоэлектроды экономически невыгодно, поэтому приходится использовать провода от другого материала. Соединительные провода  $A_1$  и  $B_1$  (рис. 14-8), идущие от зажимов в головке термопары до места нахождения нерабочих спаев и выполняемые из дешевых материалов, называют удлинительными термоэлектродами. Чтобы при включении удлинительных термоэлектродов из материалов, отличных от материалов основных термоэлектродов, не изменилась термо-э. д. с. термопары, необходимо выполнить два условия. Первое — удлинительные термоэлектроды должны быть термоэлектрически идентичны с основной термопарой, т. е. иметь ту же термо-э. д. с. в диапазоне возможных температур места соединения термоэлектродов в головке термопары (примерно в диапазоне от  $0$  до  $100^{\circ}\text{C}$ ). И второе — места присоединения удлинительных термоэлектродов к основным термоэлектродам в головке термопары должны иметь одинаковую температуру.

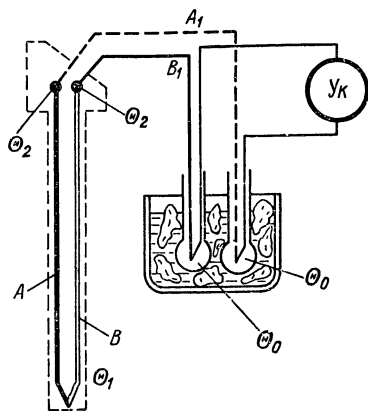


Рис. 14-8

Для термопары платинородий — платина применяются удлинительные термоэлектроды из меди и сплава ТП, образующие термопару, термоидентичную термопаре платинородий — платина в пределах до  $150^{\circ}\text{C}$ . Такие же удлинительные термоэлектроды с измененными знаками полярности применяют для термопары вольфрам — молибден. Для термопары хромель — алюмель удлинительные термоэлектроды изготавливаются из меди и константана. Для термопары хромель — копель удлинительными являются основные термоэлектроды, но выполненные в виде гибких проводов.

**Погрешность, обусловленная изменением температуры нерабочих спаев термопары.** Градуировка термопар осуществляется при температуре нерабочих спаев, равной нулю. Если при практическом использовании термоэлектрического пирометра температура нерабочих спаев будет отличаться от  $0^{\circ}\text{C}$  на величину  $\Delta\Theta_0$ , то необходимо ввести соответствующую поправку в показания термометра.

Однако следует иметь в виду, что из-за нелинейной зависимости между э. д. с. термопары и температурой рабочего спае величина поправки к показаниям указателя  $\Delta\Theta$ , градуированного непосредственно в градусах, не будет равна разности температур  $\Delta\Theta_0$  свободных концов, что очевидно из рис. 14-9.

Величина поправки  $\Delta\Theta$  связана с разностью температур свободных концов через коэффициент  $k$  ( $\Delta\Theta = \Delta\Theta_0 k$ ), называемый

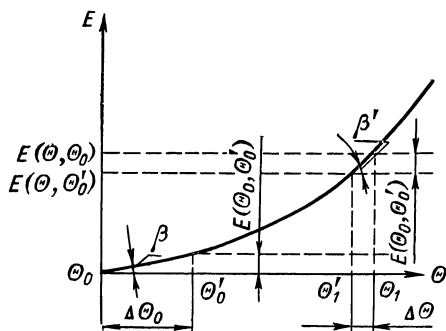


Рис. 14-9

поправочным коэффициентом на температуру нерабочих концов. Величина  $k$  различна для каждого участка кривой, поэтому градуировочную кривую разделяют на участки по  $100^\circ\text{C}$  и для каждого участка определяют значение  $k$ .

В качестве примера устройства для автоматического введения поправки на температуру нерабочих спаев на рис. 14-10 схематично показано устройство типа КТ-08.

В цепь термопары и милливольтметра включен мост, одним из плеч которого является терморезистор  $R_T$  из медной или никелевой проволоки, помещенный возле нерабочих спаев термопары (остальные плечи моста выполнены из манганиновых резисторов). При температуре  $\Theta_0$  мост находится в равновесии и напряжение на его выходной диагонали равно нулю. При повышении температуры нерабочих спаев сопротивление  $R_T$  также увеличивается, мост выходит из равновесия и возникающее напряжение на выходной диагонали моста корректирует уменьшение термо-э. д. с. термопары. Вследствие нелинейности термопар полной коррекции погрешности, обусловленной изменением температуры нерабочих спаев, при помощи описываемого устройства получить не удастся, однако величина остаточной погрешности не превышает 0,04 мВ на 10 К.

Недостатком подобных устройств является необходимость в источнике тока для питания моста и появление дополнительной погрешности, обусловленной изменением напряжения этого источника.

**Погрешность, обусловленная изменением температуры линии, термопары и указателя.** В термоэлектрических термометрах для измерения термо-э. д. с. применяют как обычные милливольтметры, так и низкоомные компенсаторы с ручным или автоматическим уравниванием на предел измерения до 100 мВ.

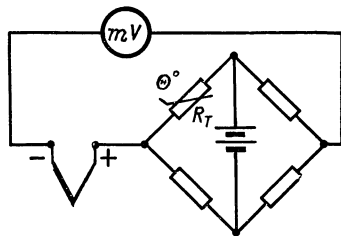


Рис. 14-10

В тех случаях, когда термо-э. д. с. измеряется компенсатором, сопротивление цепи термо-э. д. с., как известно, роли не играет. В тех же случаях, когда термо-э. д. с. измеряется милливольтметром, может возникнуть погрешность, обусловленная изменением сопротивлений всех элементов, составляющих цепь термо-э. д. с.; поэтому необходимо стремиться к постоянному значению сопротивления проводов и самой термопары.

В отечественных термоэлектрических термометрах при их градуировке учитывается сопротивление внешней относительно милливольтметра цепи, т. е. проводов и термопары ( $R_{\text{пр}} + R_{\text{тп}}$ ), равное 5 Ом. Регулировка сопротивления этой внешней цепи осуществляется при помощи добавочной катушки сопротивления из манганина непосредственно при монтаже прибора.

Паразитные термо-э. д. с. возникают вследствие наличия неоднородностей в материалах и по данным, приведенным в работе [233], могут составлять для различных материалов 10—100 мкВ. В частности, для платиновой проволоки при протяженности распределения температуры 30 мм и температурном градиенте 30 К/мм величина паразитной термо-э. д. с. составляет 10 мкВ.

#### 14-4. ТЕПЛОВЫЕ ОБРАТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

В качестве обратных преобразователей теплового потока могут быть использованы электрическое сопротивление, нагреваемое током, или полупроводниковый элемент, выделяющий или поглощающий тепло при прохождении тока за счет эффекта Пельтье.

**Тепловой обратный преобразователь сопротивления.** Количество теплоты в джоулях, выделяющейся в электрическом сопротивлении за время  $t$ , равно  $Q = I^2 R t$ .

Для определения количества выделяющейся теплоты могут быть измерены активная мощность на входе преобразователя или ток преобразователя. При измерении тока возникает погрешность от изменения сопротивления нагревателя. Поэтому в данном случае нагреватель надо выполнять из материала, электрическое сопротивление которого не зависит от температуры, т. е. из манганина или константана.

Обратный преобразователь сопротивления можно питать как постоянным, так и переменным током. Однако при питании переменным током надо учитывать, что температура тела при малой тепловой инерции последнего будут пульсировать с частотой, равной удвоенной частоте напряжения питания.

**Тепловой обратный преобразователь, основанный на эффекте Пельтье.** Наиболее сильно эффект Пельтье выражен в термоэлементе, состоящем из двух полупроводников с электронной и дырочной проводимостью. На рис. 14-11, а, схематически показана конструкция такого термоэлемента. Для того чтобы наличие перемычки не сказалось на инерционности термоэлемента, толщина металличе-

ской пластинки 1 не должна превышать 5% от длины полупроводниковых брусков с электронной 2 и дырочной 3 проводимостью. Особенностью обратного преобразователя на эффекте Пельтье является то, что в зависимости от направления тока пластинка 1 может иметь температуру как выше, так и ниже окружающей. Количество теплоты, выделяющейся при эффекте Пельтье, значительно меньше теплоты Джоуля — Ленца при той же затрачиваемой мощности, поэтому полупроводниковый преобразователь рационально использовать только при необходимости охлаждения.

Количество теплоты, поглощаемой холодным спаем преобразователя из окружающей среды в единицу времени, определяется по формуле

$$q_0 = \pi_{1,2} I - \frac{1}{2} I^2 R - G_{\Theta} (\Theta_0 - \Theta),$$

где  $\pi_{1,2} I$  — теплота, поглощаемая в спае при эффекте Пельтье;  $I^2 R$  — выделяющаяся в термоэлементе теплота Джоуля, половина

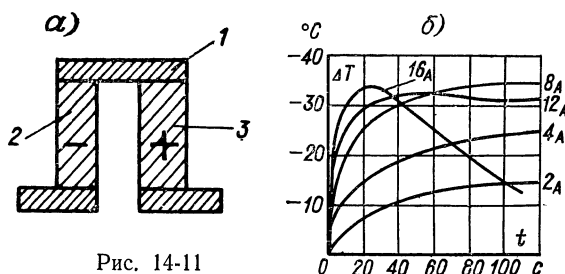


Рис. 14-11

которой поступает на холодный спай;  $G_{\Theta} (\Theta_0 - \Theta)$  — поток тепла вследствие теплопроводности, обусловленный разностью температур холодного и горячих концов термоэлемента.

Как видно из приведенного уравнения, температура холодного спаи будет уменьшаться при увеличении тока за счет эффекта Пельтье, в то же время с увеличением тока увеличивается теплота Джоуля — Ленца, и эффект нагревания при больших токах снижает эффект охлаждения, поэтому минимальная температура холодного спаи достигается при некотором оптимальном токе.

На рис. 14-11, б изображены кривые зависимости понижения температуры холодного спаи термоэлемента с длиной ветвей 20 мм от времени для разных значений пропускаемого тока от 2 до 16 А. Как видно из этих кривых, при токах больше 8 А эффект нагревания в теле полупроводника значительно снижает эффект охлаждения контакта.

Подробно с методами расчета преобразователей можно ознакомиться в специальной литературе по термоэлектрическим преобразователям [108].

#### 14-5. РАЗНОВИДНОСТИ ТЕРМОРЕЗИСТОРОВ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ МАТЕРИАЛЫ, ОСНОВЫ РАСЧЕТА

Для измерения температуры применяют металлические и полупроводниковые резисторы. Большинство химически чистых металлов обладает положительным температурным коэффициентом сопротивления (ТКС), колеблющимся (в интервале 0—100° С) от 0,35 до 0,68 проц/К.

Для измерения температур используются материалы, обладающие высокостабильной ТКС, линейной зависимостью сопротивления от температуры, хорошей воспроизводимостью свойств и инертностью к воздействию окружающей среды. К таким материалам в первую очередь относится платина. Благодаря своей дешевизне широко распространены медные терморезисторы, применяются также вольфрамовые и никелевые.

Сопротивление платиновых терморезисторов в диапазоне температур от 0 до + 650° С выражается соотношением  $R_t = R_0 (1 + A\Theta + B\Theta^2)$ , где  $R_0$  — сопротивление при 0° С;  $\Theta$  — температура в градусах Цельсия. Для платиновой проволоки, применяемой в промышленных термометрах сопротивления,  $A = 3,96847 \cdot 10^{-3} 1/K$ ;  $B = -5,847 \cdot 10^{-7} 1/K^2$ . В интервале от 0 до - 200° С зависимость сопротивления платины от температуры имеет вид  $R_t = R_0 [1 + A\Theta + B\Theta^2 + C(\Theta - 100)^3]$ , где  $C = -4,22 \cdot 10^{-12} 1/K^3$ .

При расчете сопротивления медных проводников в диапазоне от - 50 до + 180° С можно пользоваться формулой  $R_t = R_0 (1 + \alpha\Theta)$ , где  $\alpha = 4,26 \cdot 10^{-3} 1/K$ .

Если для медного терморезистора требуется определить сопротивление  $R_{t2}$  (при температуре  $\Theta_2$ ) по известному сопротивлению  $R_{t1}$  (при температуре  $\Theta_1$ ), то следует пользоваться формулой

$$R_{t2} = R_{t1} \frac{1 + \alpha\Theta_2}{1 + \alpha\Theta_1}$$

или более удобным соотношением

$$R_{t2} = R_{t1} \frac{\Theta_0 + \Theta_2}{\Theta_0 + \Theta_1},$$

где  $\Theta_0 = 1/\alpha$  — постоянная, имеющая размерность температуры и равная  $\Theta_0 = 234,7^\circ \text{С}$  (по физическому смыслу  $\Theta_0$  — это такое значение температуры, при котором сопротивление меди должно было бы стать равным нулю, если бы ее сопротивление уменьшалось все время по линейному закону, чего нет на самом деле).

В значительной степени сопротивление металлов зависит от их химической чистоты и термообработки. ТКС сплавов обычно меньше, чем у чистых металлов, и для некоторых сплавов может быть даже отрицательным в определенном температурном диапазоне.

Выбор металла для терморезистора определяется в основном химической инертностью металла к измеряемой среде в интересующем интервале температур. С этой точки зрения медный преобра-

зователь можно применять только до температур порядка 200° С в атмосфере, свободной от влажности и корродирующих газов. При более высоких температурах медь окисляется. Нижний предел температуры для медных термометров сопротивления равен — 50° С, хотя при введении индивидуальной градуировки возможно их применение вплоть до — 260° С [219].

Промышленные платиновые термометры используются в диапазоне температур от —200 до +650° С, однако есть данные, свидетельствующие о возможности применения платиновых термометров для измерения температур от —264 до +1000° С [126].

Основным преимуществом никеля является его относительно высокое удельное сопротивление, но зависимость его сопротивления от температуры линейна только для температур не выше 100° С. При условии хорошей изоляции от воздействия среды никелевые терморезисторы можно применять до 250—300° С. Для более высоких температур его ТКС неоднозначен. Медные и никелевые терморезисторы выпускают из литого микропровода в стеклянной изоляции. Микропроволочные терморезисторы герметизированы, высокостабильны, малоинерционны и при малых габаритах могут иметь сопротивления до десятков килоом.

Высокий ТКС имеют вольфрам и тантал, но при температуре свыше 400° С они окисляются и применяться не могут. Для низкотемпературных измерений хорошо зарекомендовали себя некоторые фосфористые бронзы [136]. Кроме того, для измерений низких температур находят применение индиевые, германиевые и угольные терморезисторы.

Некоторые характеристики металлов, используемых в терморезисторах, приведены в табл. 14-5.

Таблица 14-5

Материал	ТКС в диапазоне 0—100 °С	Удельное сопротивление при 20 °С, Ом·мм <sup>2</sup> /м	Температура плавления, °С	Термо-э. д. с. в паре с медью (0—500 °С), мкВ/К
Платина	0,0039	0,105	1773	7,5
Медь	0,00427	0,017	1083	0
Никель	0,0069	0,08	1455	22,5
Вольфрам	0,0048	0,055	3410	0,5

Погрешности, возникающие при измерении температуры термометрами сопротивления, вызываются нестабильностью во времени начального сопротивления термометра и его ТКС, изменением сопротивления линии, соединяющей термометр с измерительным прибором, перегревом термометра измерительным током. В частности, в работе [126] для определения допустимого измерительного тока через термометр в диапазоне измеряемых температур до 750° С приводится соотношение  $I = 2000 d^{3/2} \Delta\Theta^{1/2}$ , где  $I$  — ток,

мА;  $d$  — диаметр проволоки термометра, мм;  $\Delta\Theta$  — допустимое приращение показаний термометра за счет его нагревания током.

Термометры сопротивления относятся к одним из наиболее точных преобразователей температуры. Так, например, платиновые терморезисторы позволяют измерять температуру с погрешностью порядка  $0,001^\circ\text{C}$  [126].

Полупроводниковые терморезисторы отличаются от металлических меньшими габаритами и большими значениями ТКС.

ТКС полупроводниковых терморезисторов (ПТР) отрицателен и уменьшается обратно пропорционально квадрату абсолютной температуры:  $\alpha = B/\Theta^2$ . При  $20^\circ\text{C}$  величина ТКС составляет 2—8 проц/К.

Температурная зависимость сопротивления ПТР (рис. 14-12, кривая 2) достаточно хорошо описывается формулой  $R_T = Ae^{B/\Theta}$ , где  $\Theta$  — абсолютная температура;  $A$  — коэффициент, имеющий размерность сопротивления;  $B$  — коэффициент, имеющий размерность температуры. На рис. 14-12 для сравнения приведена температурная зависимость для медного терморезистора (кривая 1). Для каждого конкретного ПТР коэффициенты  $A$  и  $B$ , как правило, постоянны, за исключением некоторых типов ПТР (например, СТ 3-14), для последних  $B$  может принимать два разных значения в зависимости от диапазона измеряемых температур.

Если для применяемого ПТР не известны коэффициенты  $A$  и  $B$ , но известны сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  при  $\Theta_1$  и  $\Theta_2$ , то величину сопротивления и коэффициент  $B$  для любой другой температуры можно определить из соотношений

$$R_T = R_1 e^{B \left( \frac{1}{\Theta} - \frac{1}{\Theta_1} \right)}; \quad B = \frac{\Theta_2 \Theta_1}{\Theta_2 - \Theta_1} \ln \frac{R_1}{R_2}.$$

Конструктивно терморезисторы могут быть изготовлены самой разнообразной формы. На рис. 14-13 показано устройство нескольких типов терморезисторов. Терморезисторы типа ММТ-1 и КМТ-1 представляют собой полупроводниковый стержень, покрытый эмалевой краской с контактными колпачками и выводами. Этот тип терморезисторов может быть использован лишь в сухих помещениях.

Терморезисторы типов ММТ-4 и КМТ-4 заключены в металлические капсулы и герметизированы, благодаря чему они могут быть использованы в условиях любой влажности и даже в жидкостях, не являющихся агрессивными относительно корпуса терморезистора.

Особый интерес представляют миниатюрные полупроводниковые терморезисторы, позволяющие измерять температуру малых

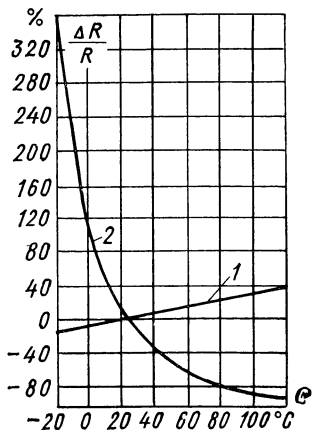


Рис. 14-12



объектов с минимальными искажениями режима работы, а также температуру, изменяющуюся во времени. Терморезисторы СТ1-19 и СТ3-19 имеют каплевидную форму. Чувствительный элемент в них герметизирован стеклом и снабжен выводами из проволоки, имеющей низкую теплопроводность. В терморезисторе СТ3-25 чув-

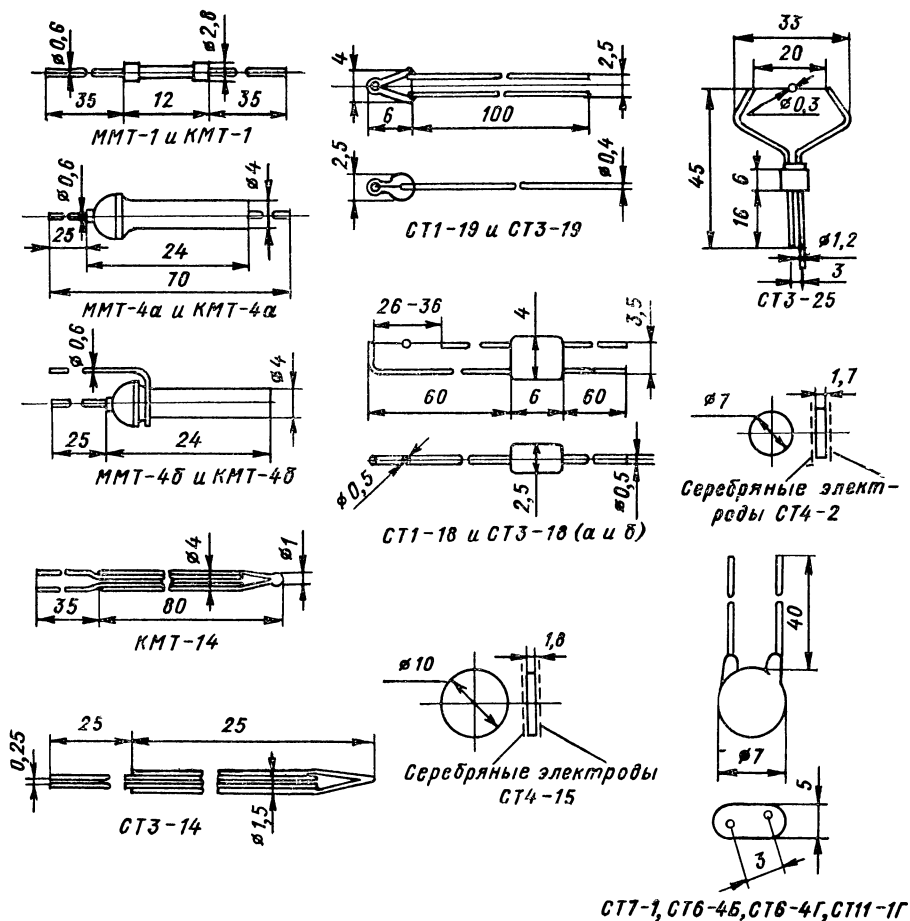


Рис. 14-13

ствительный элемент также помещен в стеклянную оболочку, диаметр которой доведен до 0,5—0,3 мм. Терморезистор с помощью выводов прикреплен к траверсам.

В табл. 14-6 представлены основные характеристики некоторых ПТР [185]. В графе «номинальные сопротивления» приведены крайние значения рядов номинальных сопротивлений, нормируемых для большинства ПТР при 20° С. Исключение составляют ПТР типов

Таблица 14-6

Тип ПТР	Номиналь- ное сопротив- ление, КОм	Постоян- ная $B$ , $K \times 10^2$	Диапазон рабочих температур, °С	Кoeffи- циент рас- сеяния, мВт/К	Постоян- ная вре- мени (не более), с
КМТ-1	22—1000	36—72	От -60 до +180	5	85
ММТ-1	1—220	20,6—43	От -60 до +125	5	85
СТ3-1	0,68—2,2	28,7—34	От -60 до +125	5	85
КМТ-4	22—1000	36—72	От -60 до +125	6	115
ММТ-4	1—220	20,6—43	От -60 до +125	6	115
ММТ-6	10—100	$\geq 20,6$	От -60 до +125	1,7	35
СТ3-6	6,8—8,2	20,5—24	От -90 до +125	1,6	35
КМТ-10	100—3300	$\geq 36$	0—125	—	—
КМТ-10а	100—3300	$\geq 36$	0—125	1	75
КМТ-11	100—3300	$\geq 36$	0—125	0,8	10
СТ4-2	2,1—3,0	34,7—36,3 36,3—41,2	От -60 до +125	36	—
СТ4-15	1,5—1,8	23,5—26,5 29,3—32,6	От -60 до +180	36	—
КМТ-17 (а, б)	0,33—22	36—60	От -60 до +155	2	30
КМТ-17в	0,33—22	36—60	От -60 до +100	2	30
СТ1-17	0,33—22	36—60	От -60 до +100	2	30
СТ3-17	0,033—0,33	25,8—38,6	От -60 до +100	3	30
СТ4-17	1,5—2,2	32,6—36	От -80 до +100	2	30
КМТ-14	0,51—7500	41—70	От -10 до +300	0,8	60
СТ3-14	1,5—2,2	26—33 27,5—36	От -60 до +125	1,1	4
СТ1-18	1,5—2200	40,5—90	От -60 до +300	0,2	1
СТ3-18	0,68—3,3	22,5—32,5	От -90 до +125	0,18	1
СТ1-19	3,3—2200	42,3—72	От -60 до +300	0,6	3
СТ3-19	2,2—15	29,38,5	От -90 до +125	0,5	3
СТ3-25	3,3—4,5	26—32	От -100 до +125	0,08	0,4

КМТ-14, СТ1-18, СТ1-19, номинальные сопротивления которых нормируются для температуры 150° С. В графе «постоянная  $B$ » для некоторых типов ПТР приводятся два диапазона возможных значений  $B$ , первая строчка при этом относится к низким температурам, а вторая — к высоким. Перелом характеристики для ПТР типа СТ3-6 происходит при — 28° С, для СТ4-2 и СТ4-15 — при 0° С и для СТ3-14 — при 5° С.

Точность измерения температуры с помощью ПТР может быть весьма высокой. Так, например, в работе [60] рекомендуется периодичность поверки ПТР типа СТ3-19 один раз в год при допустимой погрешности 0,01 К и один раз в три месяца при допустимой погрешности 0,001 К.

В настоящее время разработаны также ПТР для измерений низких и высоких температур. В частности, ПТР типа СТ7-1 может измерять температуру в диапазоне от — 110 до — 196° С. Высоко-температурный ПТР типа СТ12-1 предназначен для применения при температурах 600—1000° С [191].

Недостатками полупроводниковых терморезисторов, существенно снижающими их эксплуатационные качества, являются нелинейность зависимости сопротивления от температуры (см. рис. 14-12) и значительный разброс от образца к образцу как номинального значения сопротивления, так и постоянной  $B$ . Согласно ГОСТ 10688—63 допуск на величину номинального сопротивления может составлять  $\pm 20\%$ . Допуск на величину постоянной  $B$  не нормируется. Практически он достигает  $\pm 17\%$  от номинального.

Нелинейность характеристики и технологический разброс параметров терморезисторов затрудняет получение линейных шкал термометров, построение многоканальных приборов, обеспечение взаимозаменяемости терморезисторов, необходимой при массовом производстве термометров с терморезисторами. Чтобы улучшить вид шкалы и обеспечить взаимозаменяемость терморезисторов, приходится применять специальные унифицирующие и линеаризующие цепи, как пассивные, так и активные.

**Корректирующие цепи**, показанные на рис. 14-14, представляют собой пассивные четырехполюсники и неравноценны по своим линеаризующим и унифицирующим свойствам.

Число резисторов в четырехполюснике определяет, в скольких точках унифицированные характеристики можно совместить между собой. Наилучшие результаты получаются при использовании цепей с тремя термoneзависимыми резисторами. Применение пассивных четырехполюсников с числом резисторов более трех, как показано в работе [167], нецелесообразно, ибо такие четырехполюсники путем линейных преобразований могут быть сведены к цепям с тремя терморезисторами. Таким образом, зависимость скорректированного ПТР лишь в трех точках совмещается с линейной. Обычно эти точки выбирают на краях и в середине диапазона.

Методика расчета пассивных корректирующих цепей изложена в работах [167, 239].

Линеаризация и унификация температурных характеристик во всех случаях достигаются ценой значительной потери чувствительности, что ограничивает применение этих цепей. Потеря чувствительности тем больше, чем меньшую погрешность линейности желательно иметь, чем больше температурный диапазон и чем больше технологический разброс параметров терморезисторов, подлежащих унификации.

При включении ПТР в цепь неуравновешенного моста (рис. 14-14, *ж*) для коррекции нелинейности характеристики ПТР может быть использована нелинейность зависимости тока в измерительной диагонали моста от сопротивления одного из плеч.

Методика расчета мостовых цепей с терморезисторами, учитывающая необходимость получения линейной шкалы и обеспечения взаимозаменяемости терморезисторов, дана в работе [96]. Ряд практических схем и расчетов приводится в работе [99].

**Позисторы** изготавливаются также из полупроводниковых материалов, но имеют положительный температурный коэффициент

сопротивления. Для температурных зависимостей сопротивления позисторов характерно увеличение сопротивления при повышении температуры в определенном интервале температур. Ниже и выше этого интервала сопротивление с ростом температуры уменьшается. Положительные ТКС позисторов могут достигать величины порядка 30—50 проц/К [185], графики изменения их сопротивления в зависимости от температуры приведены на рис. 14-15.

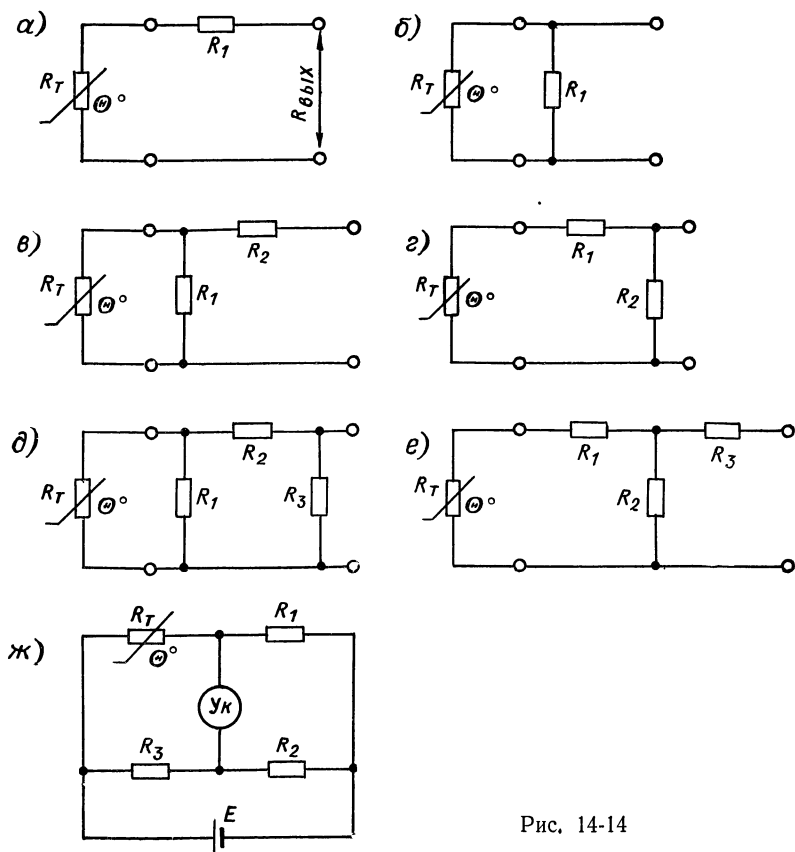


Рис. 14-14

Возможно также создание других видов полупроводниковых датчиков температуры. В частности, для измерения температуры можно применять датчики из органических полупроводников и датчики на основе открытых или закрытых  $p-n$ -переходов [114]. Например, при заданном токе напряжение на открытом  $p-n$ -переходе или на стабилитроне линейно изменяется с температурой, причем ТКС для открытого  $p-n$ -перехода отрицателен и составляет 2—3 мВ/К, а для стабилитрона положителен и достигает 8 мВ/К.

**Измерительные цепи.** Отличия измерительных цепей для терморезисторов от обычных цепей омметров заключаются в более узком диапазоне изменения измеряемого сопротивления и в необходимости учета сопротивлений проводов, соединяющих термометр сопротивления с измерительной цепью. Если используется простейшая

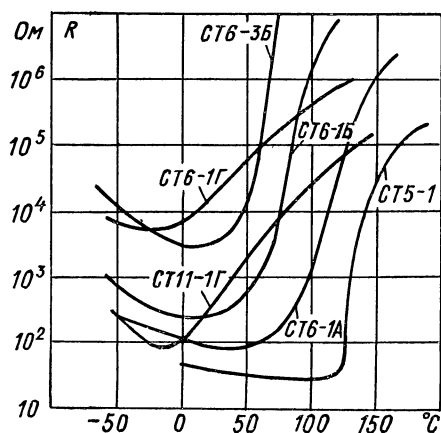


Рис. 14-15

двухпроводная соединительная линия, то может возникнуть погрешность от температурного изменения сопротивления этой линии. При применении высокоомных термометров (например, полупроводниковых) эта погрешность может быть пренебрежимо мала, однако в большинстве практических случаев, когда используются стандартные термометры сопротивления, ее приходится принимать во внимание.

Если, например, сопротивление медной линии равно 5 Ом и используется термо-

метр с  $R_0 = 53$  Ом, то изменение температуры линии на  $10^\circ\text{C}$  приведет к изменению показаний прибора примерно на  $1^\circ\text{C}$ . Для уменьшения погрешности от изменения сопротивления соединительной линии часто применяют трехпроводную линию. При этом

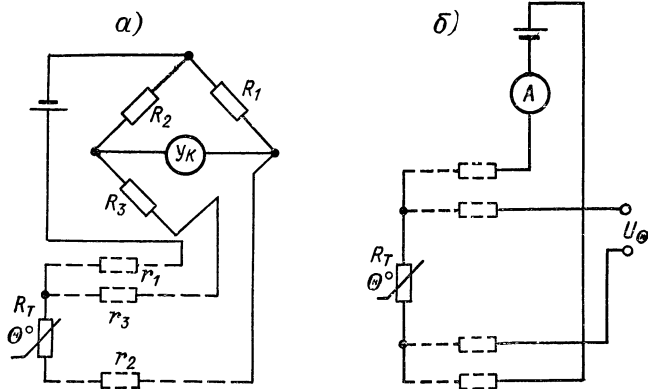


Рис. 14-16

термометр подключают к мостовой цепи так, чтобы два провода линии вошли в разные плечи моста, а третий оказался подключенным последовательно с источником питания или указателем. На рис. 14-16, а показана схема моста, содержащего термометр сопротивления, присоединенный трехпроводной линией.

Исключить влияние сопротивлений соединительной линии можно, используя четырехпроводное включение терморезистора, как это показано на рис. 14-16, б, и вольтметр с большим входным сопротивлением для измерения падения напряжения  $U_{\Theta} = IR_T$  на терморезисторе. Ток через терморезистор должен быть задан, поэтому при такой схеме включения терморезистор питают от стабилизатора тока.

Возможно также построение мостовых цепей с четырехпроводным подключением термометра. Разнообразные мосты постоянного и переменного тока, применяемые для измерения сопротивления терморезисторов, описаны в работе [279].

#### 14-6. ПРОМЫШЛЕННЫЕ ТЕРМОПАРЫ И ТЕРМОРЕЗИСТОРЫ

Термопары промышленного типа выпускаются в СССР в соответствии с ГОСТ 6616—61, и их основные параметры приведены в табл. 14-7.

Таблица 14-7

Обозначение термопары	Обозначение градуировки	Материалы термоэлектродов	Пределы измерения при длительном применении, °C		Верхний предел измерения при кратковременном применении, °C
			от	до	
ТПП	ПП-1	Платинородий (10% родия) — платина	—20	1300	1600
ТПР	ПР-30/6	Платинородий (30% родия) — платинородий (6% родия)	300	1600	1800
ТХА	ХА	Хромель — алюмель	—50	1000	1300
ТХК	ХК	Хромель — копель	—50	600	800

Для измерения температур ниже — 50° С могут найти применение специальные термопары, например медь — константан (до — 270° С), медь — копель (до — 200° С) и т. д. Для измерения температур выше 1300—1800° С изготавливаются термопары на основе тугоплавких металлов: иридий — ренийиридий (до 2100° С), вольфрам — рений (до 2500° С), на основе карбидов переходных металлов — титана, циркония, ниобия, талия, гафния (теоретически до 3000—3500° С), на основе углеродистых и графитовых волокон [225].

Градуировочные характеристики термопар основных типов (ГОСТ 3044—61) приведены в табл. 14-8. В этой таблице указана температура рабочего спая  $\Theta$  в градусах Цельсия и приведены величины термо-э. д. с. соответствующих термопар в милливольттах при температуре свободных концов 0° С.

Таблица 14-8

Обозначение градуировки	Температура рабочего спая $\Theta$ , °C									
	—50	—20	0	20	40	60	80	100	150	200
ХК	—3,11	—1,27	0	1,31	2,66	4,05	5,48	6,95	10,69	14,66
ХА	—1,86	—0,77	0	0,80	1,61	2,43	3,26	4,10	6,13	8,13
ПП-1	—	—	0	0,112	0,234	0,364	0,500	0,643	1,026	1,436

Обозначение градуировки	Температура рабочего спая $\Theta$ , °C									
	300	400	500	600	800	1000	1200	1400	1600	1800
ХК	22,91	31,49	40,16	49,02	—	—	—	—	—	—
ХА	12,21	16,40	20,65	24,91	33,32	41,26	48,87	—	—	—
ПП-1	2,314	3,249	4,218	5,220	7,325	9,564	11,923	14,338	16,717	—
ПР-30/6	—	—	—	—	—	4,913	6,902	9,109	11,471	13,927

В соответствии с ГОСТ 3044—61 допускаются отклонения реальных термо-э. д. с. от значений, приведенных в табл. 14-8, на величины, указанные в табл. 14-9.

Таблица 14-9

Обозначение градуировки	Диапазон температур, °C	Наибольшее допустимое отклонение термо- э. д. с., мВ
ПП-1	От —20 до +300	0,01
	От +300 до +1600	$0,01 + 2,5 \cdot 10^{-5} (\Theta - 300)$
ПР-30/6	От +300 до +1800	$0,01 + 3,3 \cdot 10^{-5} (\Theta - 300)$
ХА	От —50 до +300	0,16
	От +300 до +1300	$0,16 + 2,0 \cdot 10^{-4} (\Theta - 300)$
ХК	От —50 до +300	0,20
	От +300 до +800	$0,20 + 6,0 \cdot 10^{-4} (\Theta - 300)$

Конструкция термопары промышленного типа показана на рис. 14-17. Это термопара с термоэлектродами из неблагородных металлов, расположенными в составной защитной трубе с подвижным фланцем для ее крепления. Рабочий спай 1 термопары изолирован от трубы фарфоровым наконечником 2. Термоэлектроды изолированы бусами 4. Защитная труба состоит из рабочего 3 и нерабочего 6 участков. Передвижной фланец 5 крепится к трубе винтом. Головка термопары имеет литой корпус 7 с крышкой 11, закрепленной винтами 10. В головке укреплены фарфоровые колодки 8

(винтами 15) с «плавающими» (незакрепленными) зажимами 12, которые позволяют термоэлектродам удлиняться под воздействием температуры без возникновения механических напряжений, ведущих к быстрому разрушению термоэлектродов. Термоэлектроды крепятся к этим зажимам винтами 13, а соединительные провода — винтами 14. Эти провода проходят через штуцер 9 с асбестовым уплотнением.

Основным вопросом при конструировании термопар промышленного типа является выбор материала защитной трубы (арматуры) и изоляции. Защитная арматура термопары должна оградить ее от воздействия горячих, химически агрессивных газов, быстро разрушающих термопару. Поэтому арматура должна быть газонепроницаемой, хорошо проводящей тепло, механически стойкой и жароупорной. Кроме того, при нагревании она не должна выделять газов или паров, вредных для термоэлектродов.

При температурах, не превышающих  $600^{\circ}\text{C}$ , обычно применяют стальные трубы без шва, при более высоких температурах (до  $1100^{\circ}\text{C}$ ) — защитные трубы из легированных сталей. Для уменьшения стоимости защитных труб их часто

выполняют составными (сварными) из двух частей: рабочего участка трубы из нержавеющей стали и нерабочего из обычной стали.

Для термопар из благородных металлов часто применяют неметаллические трубы (кварцевые, фарфоровые и т. д.), однако такие трубы механически непрочны и дороги. Фарфоровые трубы надлежащего состава можно использовать при температурах до  $1300$ — $1400^{\circ}\text{C}$ .

Применяя защитные трубы из карбида кремния и графита, необходимо учитывать, что при нагревании они выделяют восстанавливающие газы; поэтому помещаемые в них термопары (особенно термопары на платиновой основе) должны быть защищены дополнительно газонепроницаемым чехлом.

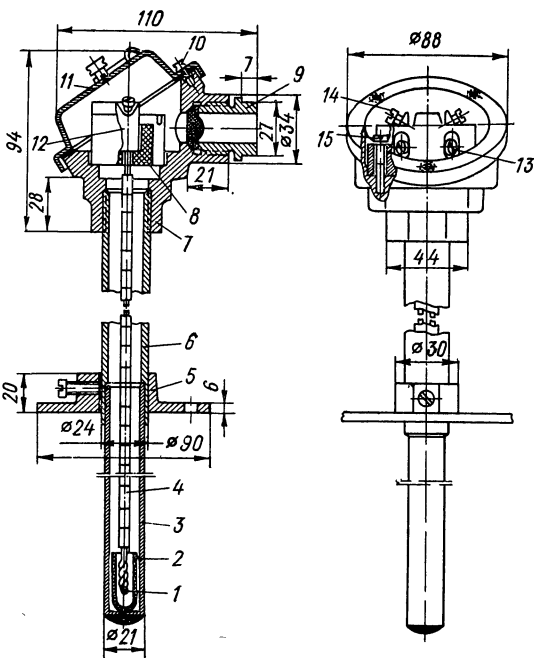


Рис. 14-17



В качестве изоляции термоэлектродов друг от друга применяют асбест до 300° С, кварцевые трубки или бусы до 1000° С, фарфоровые трубки или бусы до 1300—1400° С. Для лабораторных термодпар, используемых при измерении низких температур, применяют также теплостойкую резину до 150° С, шелк до 100—120° С, эмаль до 150—200° С.

**Промышленные проволочные терморезисторы (термометры сопротивления)** выпускаются в СССР в соответствии с ГОСТ 6651—59 двух типов — платиновые (ТСП) и медные (ТСМ). Характеристики их точности приведены в табл. 14-10.

Таблица 14-10

Тип	Диапазон температур, °С	Класс точности	Формула для подсчета погрешности (в кельвинах)
ТСП	От —200 до 0 От 0 до +650	I	$\pm (0,15 + 3,0 \cdot 10^{-3}   \Theta  )$ $\pm (0,15 + 4,5 \cdot 10^{-3} \Theta)$
	От —200 до 0 От 0 до +650	II	$\pm (0,30 + 4,5 \cdot 10^{-3}   \Theta  )$ $\pm (0,30 + 6 \cdot 10^{-3} \Theta)$
ТСМ	От —50 до +180	II	$\pm (0,30 + 3,5 \cdot 10^{-3}   \Theta  )$
		III	$\pm (0,30 + 6,0 \cdot 10^{-3}   \Theta  )$

Конструктивно промышленные термометры сопротивления выполняются в виде чувствительных элементов, помещаемых в защитные корпуса. Чувствительный элемент для термометров ТСП представляет собой бифилярную платиновую спираль, укрепленную на слюдяном каркасе или в капиллярных керамических трубках, заполненных дополнительно керамическим порошком. Выводы для такого элемента обычно выполняются из серебряной проволоки или ленты. Для термометров ТСМ чувствительный элемент изготавливается в виде бифилярной или однопроводной катушки, намотанной бескаркасно или на пластмассовом каркасе.

Чувствительные элементы термометров, как правило, помещаются в тонкостенные металлические гильзы и герметизируются. Защитные корпуса термометров сопротивления обычно выполняются такими же, как и для термодпар (см. рис. 14-17), — в виде защитной трубы с резьбовым штуцером и головкой, к зажимам которой терморезистор может быть присоединен двумя, тремя или четырьмя выводами для того, чтобы можно было осуществить его включение в цепь двух-, трех- или четырехпроводной линии. Платиновые термометры могут в одном корпусе содержать два терморезистора, выходные величины которых используются в различных целях. Для специальных применений выпускаются также малогабаритные термометры сопротивления.

По величине сопротивления при 0° С ( $R_0$ ) промышленные платиновые термометры изготавливаются трех типов: с  $R_0 = 10$  Ом

(обозначение градуировки — гр. 20), с  $R_0 = 46$  Ом (гр. 21) и с  $R_0 = 100$  Ом (гр. 22). Первые предназначены для измерения температур от 0 до  $+ 650$  °С, термометры же градуировок гр. 21 и гр. 22 применяются для измерения температур от  $- 200$  до  $+ 500$  °С (ГОСТ 6651—59). Медные термометры выпускаются с  $R_0 = 53$  Ом (гр. 23) и с  $R_0 = 100$  Ом (гр. 24) и применяются для измерения температур от  $- 50$  до  $+ 180$  °С. Градуировочные характеристики термометров приведены в табл. 14-11. В этой таблице указаны значения температуры  $\Theta$  в градусах Цельсия и сопротивления термометров различных градуировок в омах. Для термометров градуировки гр. 20 сопротивления при всех температурах в 10 раз меньше, чем для термометров градуировки гр. 22.

Таблица 14-11

Обозначение градуировки	Температура $\Theta$ , °С									
	-200	-150	-100	-50	-20	0	20	40	60	80
гр. 21	7,95	17,85	27,44	36,80	42,34	46,00	49,64	53,26	58,86	60,43
гр. 22	17,28	38,80	59,65	80,00	92,04	100,00	107,91	115,78	123,60	131,37
гр. 23	—	—	—	41,71	48,48	53,00	57,52	62,03	66,55	71,06
гр. 24	—	—	—	78,70	91,48	100,00	100,00	117,04	125,56	134,08

Обозначение градуировки	Температура $\Theta$ , °С									
	100	120	150	180	200	300	400	500	600	650
гр. 21	63,99	67,52	72,78	77,99	81,43	98,34	114,72	130,55	145,85	153,30
гр. 22	139,10	146,78	153,21	169,54	177,03	213,79	249,38	283,80	317,06	333,25
гр. 23	75,68	80,09	86,87	93,64	—	—	—	—	—	—
гр. 24	142,60	151,12	163,90	176,68	—	—	—	—	—	—

В соответствии с ГОСТ 6651—59 увеличение температуры чувствительного элемента термометра, помещенного в тающий лед, за счет нагревания измерительным током не должно превышать 0,2 °С для платиновых термометров и 0,4 °С для медных термометров при мощности, рассеиваемой в термометре, равной 10 мВт.

Инерционность термопар и термометров характеризуется их постоянной времени  $T$ , определяемой как время, необходимое для того, чтобы изменение выходной величины преобразователя, перенесенного из среды с температурой 30—35 °С в сосуд с интенсивно перемешиваемой водой с температурой 15—20 °С, достигло 63% от установившегося значения перепада. Различают термопары и термометры сопротивления малоинерционные ( $T_{тп} \leq 40$  с для термопары и  $T_{тс} \leq 9$  с для термометра), средней инерционности ( $T_{тп} \leq 60$  с,  $T_{тс} \leq 80$  с), большой инерционности ( $T_{тп} \leq 3,5$  мин,  $T_{тс} \leq 4$  мин) и ненормированной инерционности.

## 14-7. ТЕПЛОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ ПОТОКА

**Принцип действия.** Если нагреваемый тепловой преобразователь помещен в поток жидкости или газа, то можно считать, что эффект сноса тепла превосходит все другие охлаждающие факторы, и, следовательно, уравнение теплового баланса преобразователя (14-1) может быть представлено в виде  $I^2 R = \xi S (\Theta - \Theta_{\text{ср}})$ .

Коэффициент теплоотдачи, как было показано выше [см. формулу (14-1)], является функцией скорости. Таким образом, температура преобразователя при постоянной подводимой к нему мощности  $I^2 R$  и постоянной температуре окружающей среды  $\Theta_{\text{ср}}$  также является функцией скорости. На этом принципе строятся весьма чувствительные и достаточно быстродействующие преобразователи

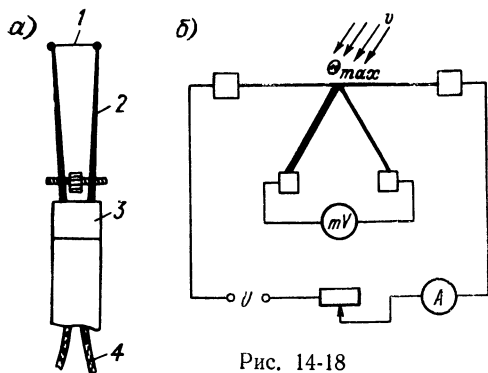


Рис. 14-18

для измерения скорости движения жидких и газообразных сред. Приборы для измерения скорости газовых потоков называются термоанемометрами, и их датчики выполняются таким образом, чтобы их можно было легко поместить в любую точку газового потока.

Устройство датчиков термоанемометров с терморезистором и термопарой показано на рис. 14-18.

Нить 1 нагревается до 200—800 °С протекающим по ней током и одновременно охлаждается обдувающим ее газовым потоком. При постоянном токе подогрева температура нити является функцией скорости. В преобразователе на рис. 14-18, а нить выполнена из платиновой проволоки, сопротивление которой меняется в зависимости от температуры, и припаяна к двум манганиновым стерженькам 2; сквозь ручку 3 пропущены выводы 4 для включения преобразователя в измерительную цепь. В преобразователе на рис. 14-18, б температура нити измеряется термопарой, сама нить может быть выполнена из любого высокотемпературного сплава. Для уменьшения тепловых потерь из-за теплопроводности самого терморезистора и лучеиспускания отношение длины проволоки к ее диаметру берется не менее  $l/d \approx 500 \div 800$ .

Диаметр проволоки выбирается 10—20 мкм, и длина ее — несколько миллиметров. Диаметр проволоки желательно выбирать возможно меньшим для уменьшения постоянной времени преобразователя и увеличения его сопротивления, однако минимальная величина диаметра ограничивается технологическими соображениями и прочностью проволоки. Увеличение температуры проволоки приводит к повышению чувствительности прибора, но ограни-

чено возможной нестабильностью свойств проволоки при высокой температуре. Если проволока или термопара выполнены из неблагородных металлов, например из вольфрама, меди и константана, то при температуре выше  $600^{\circ}\text{C}$  (а для меди выше  $200^{\circ}\text{C}$ ) есть опасность окисления проволоки. Платиновую проволоку нагревают до температуры  $700\text{--}800^{\circ}\text{C}$ . Сопротивление нити платинового термоанемометра ( $d = 10\text{ мкм}$ ,  $l = 5\text{ мм}$ ), нагретой до  $700^{\circ}\text{C}$ , составляет  $R = 22\text{ Ом}$ .

**Измерительные цепи термоанемометров.** Как видно из уравнения теплового баланса, преобразователи термоанемометров могут работать в режиме заданной температуры и в режиме заданного тока. В первом случае изменяется ток через нить термоанемометра таким образом, чтобы при изменении скорости температура

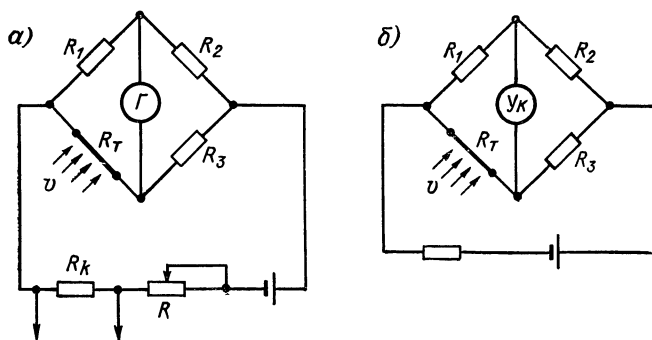


Рис. 14-19

оставалась все время постоянной и мост находился в равновесии для всех значений скорости  $v$ . Равновесие моста контролируется по показаниям гальванометра  $G$ . Функцией скорости является ручную при помощи реостата  $R$  или автоматически изменяющийся ток или, как показано на рис. 14-19, а, падение напряжения на сопротивлении  $R_k$ . Во втором случае (рис. 14-19, б) поддерживается постоянным ток через нить термоанемометра. Изменяется температура нити и ее сопротивление, и выходной ток неравновесного моста является функцией скорости. Из-за малой тепловой инерционности нити термоанемометра измерительные цепи должны питаться постоянным током или переменным током очень высокой частоты ( $f > 100\text{ кГц}$ ).

Как видно из табл. 14-1, показатель степени при скорости  $n \approx 0,5$ . Таким образом, зависимости тока, температуры и сопротивления от скорости являются нелинейными. В схеме рис. 14-19, а для линеаризации шкалы резистор  $R_k$  выполняют термозависимым. Так как значение  $R_k$  вследствие нагревания проволоки током увеличивается при возрастании  $I$ , то зависимость  $IR_k = f(v)$  оказывается более линейной, чем зависимость  $I = f(v)$ , но при этом

увеличивается инерционность и погрешности прибора, зависящие теперь и от условий охлаждения проволоки  $R_k$ .

**Основы расчета термоанемометров.** Материал и допустимая температура нити термоанемометра определяются средой, в которой производится измерение скорости потока. Диаметр и длина нити определяются допустимой инерционностью термоанемометра [см. формулу (14-1)] и технологическими соображениями. При расчете термоанемометров при выбранной заранее измерительной цепи нужно найти зависимости  $\Theta = f(v)$  или  $R_T = f(v)$  при  $I = \text{const}$  или  $I = f(v)$  при  $\Theta = \text{const}$ . Эти зависимости определяются из уравнения теплового баланса. Расчет термоанемометров производится весьма приближенно, и основной задачей расчета является выбор рабочего тока, нагревающего нить термоанемометра. Рабочий

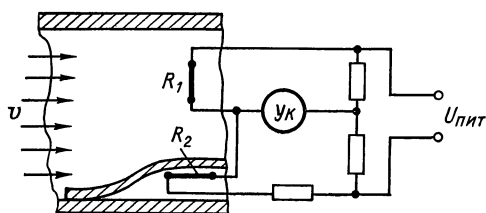


Рис. 14-20

ток должен быть выбран так, чтобы температура нити во всем диапазоне скоростей и даже при выключении потока была не больше допустимой, при превышении которой нить начинает разрушаться. Наиболее осторожно к выбору величины рабочего тока нужно подходить при

работе термоанемометра в режиме заданного тока, так как в этом режиме температура нити повышается с уменьшением скорости потока и может оказаться недопустимо большой при отсутствии потока. Такая ситуация, хотя и не всегда предусмотренная условиями работы, вполне реальна, и поэтому рабочий ток термоанемометра выбирается именно для нее.

**Погрешности термоанемометра,** вызванные потерями тепла на теплопроводность и лучеиспускание, в большинстве случаев можно учесть градуировкой. Основными причинами погрешностей являются изменение температуры потока  $\Theta_{cp}$  и изменение положения нити, т. е. угла между нитью и вектором скорости (см. § 14-1, рис. 14-1). Одна из возможных принципиальных схем коррекции температурной погрешности приведена на рис. 14-20. Терморезистор  $R_2$  находится в той же среде, что и терморезистор  $R_1$ , но не обдувается потоком.

При измерении скорости пульсирующих потоков нужно учитывать частотную погрешность, определяемую соотношением постоянной времени термоанемометра и частотой пульсирующего потока. В частности, постоянная времени платинового термоанемометра при  $d = 20$  мкм и скорости воздуха  $v = 20$  м/с составляет примерно  $10^{-3}$  с. Для измерения быстропеременных потоков используются термоанемометры с уравновешиванием (см. § 19-1).

#### 14-8. ТЕПЛОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ АНАЛИЗА СОСТАВА И ИЗМЕРЕНИЯ ПЛОТНОСТИ ГАЗОВ

**Принцип действия.** Коэффициент теплопроводности газа  $\lambda$  зависит от его состава и для сильно разреженных газов существенно зависит от степени разрежения, т. е. от вакуума. Если нагреваемый электрическим током преобразователь поместить в камеру с испытуемым газом и создать такие условия, чтобы конвективные потери, потери на лучеиспускание и тепловой поток через держатели преобразователя были пренебрежимо малы, то тепловое равновесие определяется потоком теплопроводности. Уравнение теплового баланса (14-1) в этом случае имеет вид  $I^2 R = G_{\Theta} \Delta \Theta = \lambda k_{\text{геом}} (\Theta - \Theta_{\text{ср}})$ , и температура преобразователя при постоянном токе  $I$ , неизменных геометрических размерах преобразователя, учитываемых коэффициентом  $k_{\text{геом}}$ , и постоянной температуре газа  $\Theta_{\text{ср}}$  определяется составом газа и его плотностью  $\Theta = f(\lambda)$ . На этом принципе и строятся газоанализаторы и вакуумметры.

Теплопроводность газовых смесей, состоящих из газов, не вступающих в реакцию друг с другом, в первом приближении есть среднее арифметическое теплопроводностей компонентов смеси.

Для смеси из двух газов

$$\lambda_{12} = (\lambda_1 a + \lambda_2 b) / 100,$$

где  $a$  и  $b$  — процентное содержание компонентов смеси, или

$$\lambda_{12} = [\lambda_1 a + \lambda_2 (100 - a)] / 100.$$

Из этого выражения видно, что если  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  существенно различны, то по теплопроводности смеси можно судить о содержании компонентов.

Относительная теплопроводность воздуха приведена в табл. 14-2. В этой же таблице указаны относительная теплопроводность некоторых чистых газов и температурные коэффициенты теплопроводности. Зависимость теплопроводности от температуры с достаточной для практических целей точностью подчиняется уравнению  $\lambda_{\Theta} = \lambda_0 (1 + A \Delta \Theta)$ , где  $\lambda_{\Theta}$  — теплопроводность при температуре  $\Theta$ ;  $\lambda_0$  — теплопроводность при температуре  $\Theta_0$ ;  $A$  — температурный коэффициент теплопроводности;  $\Delta \Theta = \Theta - \Theta_0$ .

Как видно из таблицы, теплопроводность некоторых газов существенно отличается от теплопроводности воздуха, и, используя это различие, строят газоанализаторы для определения концентрации водорода, углекислого газа, метана, аргона и сернистого ангидрида в воздухе.

При плотности газа, соответствующей области атмосферного давления, теплопроводность газа практически не зависит от плотности, так как в передаче тепла от нагретой поверхности к холодной участвует много молекул, что приводит к постоянству среднего по объему значения теплопроводности среды.

Таблица 14-12

Газ	Относительная теплопроводность при 0 °С	Температурный коэффициент теплопроводности $A$ для температур от 0 до 100 °С	Газ	Относительная теплопроводность при 0 °С	Температурный коэффициент теплопроводности $A$ для температур от 0 до 100 °С
Воздух	1,000	0,00253	Закись азота	0,646	—
Аргон	0,685	0,00311	Водяные пары	0,973	0,00455
Неон	1,991	0,00256	при 100 °С	—	при 100 °С
Кислород	1,015	0,00303	Аммиак	0,897	—
Азот	0,998	0,00264	Метан	1,318	0,00655
Водород	7,130	0,00261	Этан	0,807	0,00583
Хлор	0,322	—	Бензин	0,370	0,00980
Окись углерода	0,964	0,00262	Этиловый эфир	0,543	0,00700
Двуокись углерода	0,614	0,00495	Хлороформ	0,273	0,00530
Двуокись серы	0,344	—	Этилен	0,735	0,00763
Сернистый углерод	0,285	—			
Сернистый водород	0,538	—			

Однако при уменьшении плотности (концентрации), т. е. количества газа или воздуха в замкнутой камере, возрастает длина свободного пробега молекул. Так, например, средняя длина пробега молекул водорода при 0 °С и нормальном атмосферном давлении ( $100 \text{ кН/м}^2$ ) равна  $1,86 \cdot 10^{-4}$  мм, а при той же температуре, но при разрежении до  $10^{-6}$  нормального атмосферного давления составляет 141 мм.

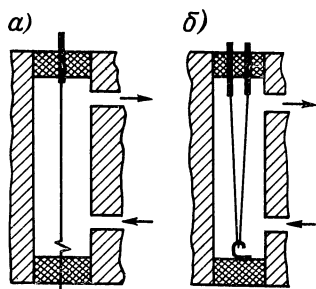


Рис. 14-21

Для азота соответствующие значения равны  $9,6 \cdot 10^{-3}$  мм и 73 мм. Когда средняя длина свободного пробега молекул становится величиной того же порядка, что и расстояние между терморезистором и стенками камеры, теплопроводность газа определяется числом оставшихся молекул, т. е. плотностью (концентрацией) молекул в камере, и практически не зависит от средней скорости их движения, т. е. от температуры.

Устройство теплового преобразователя газоанализатора показано на рис. 14-21. В камеру поступает через канал исследуемая газовая смесь. Положение проволоки фиксируется по оси канала. Если проволока во время эксплуатации сместится относительно того положения, которое она имела при градуировке, то изменятся и условия теплового равновесия, и значение температуры проволоки, соответствующее тепловому равновесию, будет другим. С этой точки зрения целесообразно выполнять проволоку прямой, как это и

показано на рис. 14-21, а, б, а не в виде спирали и располагать канал вертикально.

Длина камеры составляет 50—100 мм, внутренний диаметр камеры 4—10 мм, диаметр платиновой проволоки 20—50 мкм. При таком соотношении размеров можно пренебречь потерями, вызванными утечкой тепла через токоподводы к проволоке. Конвективные потери зависят от скорости протекания газа через камеру и уменьшаются с уменьшением скорости. Для уменьшения этой скорости камеру присоединяют параллельно основному каналу отбора газа и на пути газа в камеру ставят дроссельные заслонки. Кроме проточных камер, используются диффузионные и полудиффузионные камеры. Однако уменьшение скорости протекания газа имеет свои границы, так как при этом увеличивается инерция преобразователя, т. е. время, необходимое для установления теплового равновесия проволоки, а следовательно, и время между моментом подачи газа и моментом, в который можно сделать отсчет измеряемой величины по указателю. Стремясь уменьшить зависимость показаний от скорости газа, обычно мирятся с инерцией порядка 5—8 мин.

Давление в месте отбора газа в преобразователь может и не быть постоянным, вследствие чего скорость газа в камере может изменяться. Весьма желательно, чтобы некоторое изменение скорости протекания газа через камеру не вызывало погрешности в показаниях прибора. Погрешность от непостоянства скорости газа отсутствует у преобразователей, в которые газ попадает только в процессе диффузии. Однако инерция подобных преобразователей весьма значительна и может достигать 15 мин и больше.

Если пренебречь тепловыми потерями и учитывать только поток тепла, передаваемый теплопроводностью через цилиндрическую газовую стенку (см. § 14-1), уравнение теплового баланса можно записать в виде

$$I^2 R = \lambda \frac{2\pi l_{\text{пр}}}{\ln \frac{d_{\text{к}}}{d_{\text{пр}}}} (\Theta_{\text{пр}} - \Theta_{\text{к}}),$$

где  $\Theta_{\text{пр}}$ ,  $l_{\text{пр}}$  и  $d_{\text{пр}}$  — температура, длина и диаметр проволоки;  $\Theta_{\text{к}}$  и  $d_{\text{к}}$  — температура стенок камеры и ее диаметр;  $\lambda$  — коэффициент теплопроводности газовой смеси при температуре  $\Theta_{\text{газа}} = (\Theta_{\text{пр}} + \Theta_{\text{к}})/2$ .

В этом уравнении произвольным с точки зрения расчета преобразователя является выбор тока  $I$  и рабочей температуры  $\Theta_{\text{пр}}$  проволоки. Задаваясь одной из этих величин, можно определить вторую величину.

В газоанализаторах для измерения концентрации  $\text{CO}_2$ , например, обычно задаются рабочей температурой проволоки, выбирая ее не выше 100—120 °C, так как с повышением температуры проволоки, а следовательно и среды, теплопроводность  $\text{CO}_2$  приближается к теплопроводности воздуха (температурный коэффициент



теплопроводности  $\text{CO}_2$  почти в два раза больше температурного коэффициента теплопроводности воздуха — см. табл. 14-12) и чувствительность прибора резко падает.

Величина сопротивления  $R$  составляет 5—30 Ом, и допустимые токи газоанализаторов не превышают 100 мА.

При изменении концентрации  $\text{CO}_2$  газовой смеси изменяется ее теплопроводность и при заданном токе  $I$  изменяется температура проволоки  $\Theta_{\text{пр}}$  и ее сопротивление. Измерительная цепь газоанализатора показана на рис. 14-22. Нерабочие камеры заполняются газовой смесью того же состава, что и исследуемая, но некоторой средней концентрации. Для уменьшения температурной погрешности блок, в котором размещены все четыре камеры, термостатируется.

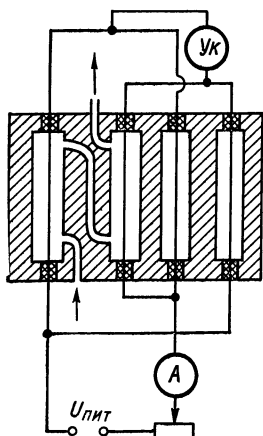


Рис. 14-22

Градуировка газоанализаторов производится экспериментально либо по

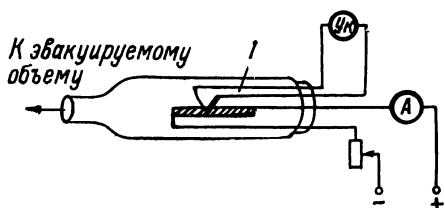


Рис. 14-23

образцовым газоанализаторам, либо по образцовым специально приготовляемым в газгольдере смесям.

**Принципиальная схема вакуумметра** представлена на рис. 14-23. Амперметр и реостат предназначены для установки и поддержания постоянного значения нагревающего тока, которое было принято при градуировке прибора. Для измерения температуры применена термопара  $I$ , рабочий спай которой приварен к середине нагреваемой током ленты. Термо-э. д. с. измеряется милливольтметром. Вакуумметры этого типа позволяют производить измерения с погрешностью  $\pm 20\%$  от измеряемого вакуума.

#### 14-9. ПРИМЕНЕНИЕ ТЕРМОРЕЗИСТОРОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МЕХАНИЧЕСКИХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

Зависимость температуры терморезистора от механического перемещения можно осуществить двумя способами.

Первый способ заключается в нагревании терморезистора при помощи специального нагревателя, положение которого относительно терморезистора зависит от измеряемого перемещения. Разумеется, что нагрев терморезистора собственным током в этом случае должен быть минимальным.

Второй способ заключается в изменении степени охлаждения нагреваемого током терморезистора при помощи экрана, положение которого относительно терморезистора зависит от измеряемого перемещения.

Как в первом, так и во втором случае при изменении положения подвижного элемента (нагреватель, экран) выходной величиной преобразователя будет изменение сопротивления.

На рис. 14-24, а показан принцип устройства преобразователя с подогреваемым терморезистором. Терморезистор  $R_T$  выполнен в виде спирали и подогревается при помощи нагревателя  $I$ , питаемого током  $I$  от вспомогательного источника напряжения  $U$ . В зависимости от перемещения  $X$  и положения нагревателя внутри спирали

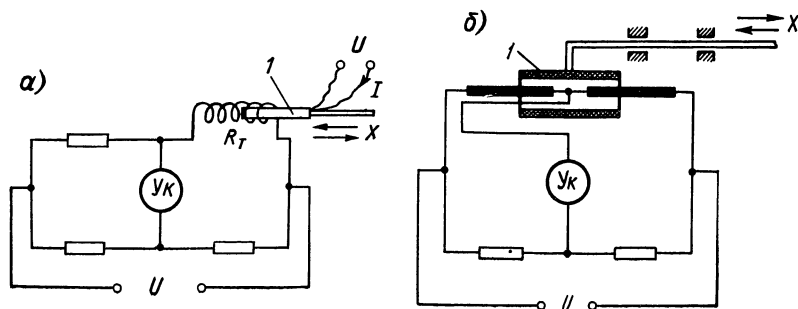


Рис. 14-24

будет нагреваться большая или меньшая ее часть, что приведет к изменению сопротивления. Терморезистор включен в качестве одного из плеч моста и при нагреве выводит его из состояния равновесия. Указатель можно градуировать в значениях измеряемого линейного перемещения.

На рис. 14-24, б показан принцип устройства дифференциальных преобразователей, в которых изменяется степень охлаждения нагреваемых током терморезисторов. Условия охлаждения терморезисторов зависят от положения теплоизоляционного экрана  $I$ , связанного с измеряемой величиной  $X$ . Экран ухудшает условия охлаждения закрытых им частей терморезисторов, и их температура возрастает. При перемещении экрана из среднего положения одно из сопротивлений увеличивается, а другое — уменьшается.

Достоинствами преобразователей с подогреваемыми терморезисторами являются отсутствие трения между подвижной и неподвижной частями, отсутствие сил обратного воздействия на нагреватель, возможность питания нагревателя и терморезисторов, являющихся активными сопротивлениями, как постоянным, так и переменным током.

Преобразователи с терморезисторами способны рассеивать значительную мощность и поэтому могут применяться в сочетании

с указателями, имеющими сравнительно невысокую чувствительность.

Основные недостатки подобных преобразователей — их инерционность и сильная зависимость чувствительности от параметров окружающей среды: температуры, давления и влажности.

### *Глава пятнадцатая*

## **ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ**

### **15-1. ОБЩИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ**

В общем случае электрохимический преобразователь представляет собой электролитическую ячейку, заполненную раствором с помещенными в нем двумя или несколькими электродами, служащими для включения преобразователя в измерительную цепь.

Как элемент электрической цепи электролитическая ячейка может характеризоваться развиваемой ею э. д. с., падением напряжения от проходящего тока, сопротивлением, емкостью и индуктивностью.

Выделяя зависимость между одним из этих электрических параметров и измеряемой неэлектрической величиной и подавляя действие других факторов, можно создать электрохимические преобразователи для измерения состава и концентрации жидких и газообразных сред, давлений, перемещений, скоростей, ускорений и ряда других неэлектрических величин.

Электрические параметры ячейки зависят от природы и состава раствора и электродов, химических превращений в ячейке, температуры, скорости перемещения раствора и других величин. Связи между электрическими параметрами электрохимических преобразователей и указанными выше неэлектрическими величинами определяются законами электрохимии. Некоторые положения ее приводятся ниже.

Растворы солей, кислот и оснований в воде и в ряде других растворителей обладают электропроводностью и называются проводниками второго рода. К проводникам второго рода относятся также многие твердые и расплавленные соли.

При растворении происходит диссоциация — расщепление молекул на положительные ионы (катионы) и отрицательные ионы (анионы). Вещества, расщепляющиеся при растворении на ионы и образующие поэтому электропроводящие растворы, называются электролитами.

Каждый ион в соответствии с его валентностью несет положительный или отрицательный заряд, равный или кратный заряду электрона. Под воздействием электрического поля катионы дви-

жуются к отрицательному электроду (катоду), а анионы — к положительному электроду (аноду) и переносят электрические заряды.

**Зависимость электропроводности растворов от концентрации.** Электропроводность чистой, тщательно дистиллированной воды близка к нулю и возрастает по мере повышения концентрации растворенных в ней веществ.

Растворы характеризуются весовой концентрацией  $p$ , измеряемой в граммах на литр, миллиграммах на литр или в миллиграммах на миллилитр, эквивалентной или молярной концентрацией  $c$ , измеряемой соответственно в грамм-эквивалентах (г-экв) или грамм-молекулах (г-моль) на литр, и химической активностью  $a$ .

Раствор с эквивалентной концентрацией 1 г-экв растворенного вещества на 1 л раствора называется нормальным раствором данного вещества.

Активность  $a$  равна произведению эквивалентной концентрации  $c$  на коэффициент активности  $f$ , равный единице для растворов бесконечного разбавления и уменьшающийся по мере повышения концентрации, так как химическая активность растворенного вещества падает с ростом концентрации из-за уменьшения степени диссоциации и подвижности ионов.

Удельная электропроводность раствора пропорциональна его эквивалентной химической активности:

$$\gamma = \lambda f c = \lambda a. \quad (15-1)$$

Коэффициент  $\lambda$  называется эквивалентной электропроводностью. От весовой концентрации  $p$  или эквивалентной концентрации  $c$  удельная электропроводность зависит нелинейно. Как видно из рис. 15-1, полагать эту зависимость линейной или однозначной можно только в определенных пределах.

Зависимость проводимости электролитов от их концентрации позволяет использовать электролитическую ячейку в качестве измерительного преобразователя, естественной входной величиной которого является значение химической активности  $a$  раствора, не имеющее в общем случае однозначной связи с концентрацией раствора. Выходной величиной преобразователя является электрическая проводимость между электродами.

Обстоятельство, заключающееся в том, что при электрических методах измерения химических величин (как будет показано далее,

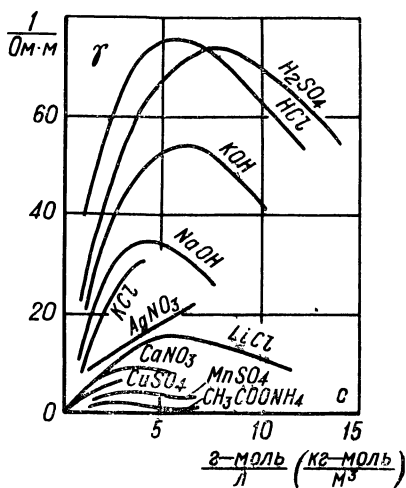


Рис. 15-1

это относится не только к электропроводности) воспринимается не просто молярная концентрация вещества  $c$ , а его химическая активность  $a = fc$ , представляет собой большое преимущество этих методов, так как режим реальных химических технологических процессов наиболее точно характеризуется именно значением химической активности  $a$ .

### Зависимость электропроводности растворов от температуры.

Подвижность ионов сильно зависит от температуры раствора, и поэтому с увеличением температуры электропроводность возрастает. Температурную зависимость электропроводности растворов при небольших концентрациях (до 0,05 нормального, что обозначается 0,05 н) можно определить из выражения

$$\gamma_t = \gamma_0 [1 + (t - t_0) \beta], \quad (15-2)$$

где  $\beta$  — температурный коэффициент электропроводности.

При комнатной температуре примерные значения  $\beta$  равны: 0,016 1/К для кислот; 0,019 1/К для оснований и 0,024 1/К для солей. С повышением температуры более 40—50° С, как это показано для водных растворов некоторых солей на рис. 15-2, значение  $\beta$  уменьшается.

**Электродные и граничные потенциалы.** Между двумя электродами, опущенными в раствор электролита, вследствие

химических процессов возникает разность потенциалов, т. е. электролитическая ячейка является источником гальванической э. д. с. На этом явлении основано действие всех гальванических элементов.

Возникновение гальванической э. д. с. между металлом электрода и раствором при малой его концентрации объясняется тем, что металл частично растворяется, т. е. в раствор переходят положительно заряженные ионы металла, и раствор заряжается положительно, а на электроде остаются избыточные электроны и он заряжается отрицательно относительно раствора. При больших концентрациях раствора, наоборот, положительные ионы могут выделяться на электроде, заряжая его положительно относительно раствора. Потенциал электрода относительно раствора, в который

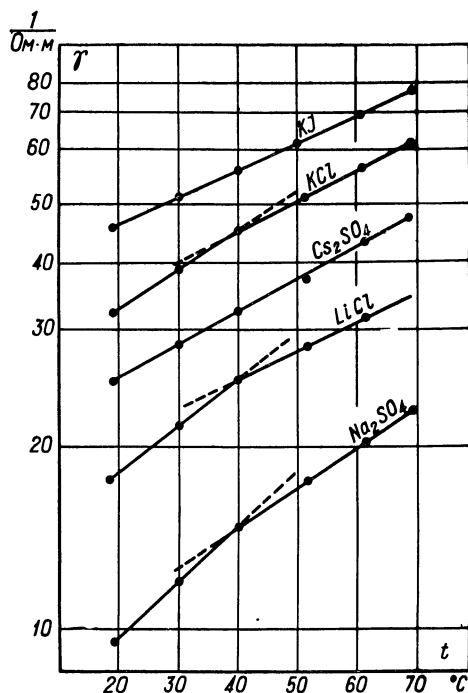


Рис. 15-2

он опущен, называется в электрохимии **электродным потенциалом**.

Непосредственно определить величину этого потенциала нельзя, так как для этого нужно опустить в раствор другой электрод, который внесет в цепь свой электродный потенциал. Таким образом, практически могут быть измерены не абсолютные величины электродных потенциалов различных электродов, а лишь разности потенциалов различных пар электродов. В электрохимии за начало отсчета принят потенциал «водородного электрода» относительно раствора с нормальной концентрацией (точнее с нормальной активностью  $a = 1$  г-эquiv/л) водородных ионов. Однако изготовить электрод из газообразного водорода не представляется возможным. Поэтому практически (подробнее см. § 15-3) газообразный водород адсорбируют на поверхности платины, и такой электрод ведет себя как металлический водородный электрод, потенциал которого принимается условно за нуль, т. е. за начало отсчета потенциалов всех других электродов.

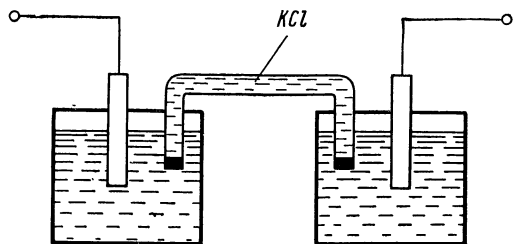


Рис. 15-3

Значения электродных потенциалов различных веществ, отсчи-

танные относительно водородного электрода, не превосходят  $\pm (2 \div 3)$  В. Так, электродный потенциал калия равен  $E_0 = -2,92$  В, цинка  $E_0 = -0,76$  В, меди  $E_0 = +0,34$  В и т. д. Поэтому гальванический элемент, составленный, например, из медного и цинкового электродов, развивает э. д. с.  $E_0 = +0,34 - (-0,76) = 1,1$  В.

Приведенные значения потенциалов  $E_0$  называются в электрохимии нормальными потенциалами электрода, так как они измерены при нормальной температуре ( $18^\circ\text{C}$ ) и нормальной (1 г-моль/л) концентрации (активности) электролита.

При других температурах и концентрациях зависимость между электродным потенциалом в вольтах и концентрацией раствора определяется уравнением Нернста

$$E = E_0 + \frac{RT}{nF} \ln fc, \quad (15-3)$$

где  $E_0$  — нормальный потенциал электрода;  $R = 8,317$  Дж/К — универсальная газовая постоянная;  $T$  — абсолютная температура, К;  $n$  — валентность ионов;  $F = 96\,522$  Кл/г-эquiv — постоянная Фарадея;  $c$  — концентрация ионов в грамм-эквивалентах на литр;  $f$  — коэффициент активности раствора.

Переходя от натуральных логарифмов к десятичным и заменяя  $R$  и  $F$  их численными значениями, получаем выражение для элект-

тродного потенциала при температуре 18° С в виде

$$E = E_0 + \frac{0,058}{n} \lg f c. \quad (15-4)$$

В общем случае электролитическая ячейка может быть составлена из разных электродов, помещенных в разные растворы, как это показано на рис. 15-3. Каждая половина такого составного гальванического элемента называется п о л у э л е м е н т о м. Э. д. с. между двумя полуэлементами, содержащими растворы разных эквивалентных концентраций, равна

$$\begin{aligned} E_{12} &= E_{01} + \frac{RT}{nF} \ln f_1 c_1 - E_{02} - \frac{RT}{nF} \ln f_2 c_2 = \\ &= E_{01} - E_{02} + \frac{RT}{nF} \ln \frac{f_1 c_1}{f_2 c_2}. \end{aligned} \quad (15-5)$$

Таким образом, разность потенциалов, развиваемая двумя полуэлементами, определяется не только материалом электродов, но и отношением эквивалентных концентраций  $c_1/c_2$  растворов или, точнее, их активностей  $f_1 c_1/f_2 c_2$ .

Если же используемые электроды одинаковы и погружены в растворы тех же ионов, отличающиеся только концентрацией, то э. д. с. такой концентрационной цепи

$$E = \frac{RT}{nF} \ln \frac{f_1 c_1}{f_2 c_2}. \quad (15-6)$$

Кроме потенциалов на электродах, возникает также разность потенциалов на границе двух растворов. Такие потенциалы называются г р а н и ч н ы м и. Граничный потенциал может возникнуть в результате разной подвижности ионов в растворах, и, следовательно, разной скорости диффузии. Такой потенциал называется диффузионным. В зависимости от вида и концентрации соприкасающихся растворов он составляет от нескольких единиц до десятков милливольт.

Для уменьшения диффузионной э. д. с. на границе двух растворов между ними включают промежуточный концентрированный раствор с возможно близкими подвижностями катионов и анионов, например KCl или KNO<sub>3</sub> (электролитический ключ). На рис. 15-3 показано соединение двух полуэлементов в гальваническую цепь при помощи электролитического ключа. Концы электролитического ключа закрываются полупроницаемыми пробками из ваты или асбеста.

Граничная э. д. с., или скачок потенциала (мембранный потенциал), возникает также на границе двух растворов, разделенных полупроницаемой перегородкой (мембраной), которая пропускает одни ионы и задерживает другие (например, из-за слишком больших их размеров по сравнению с диаметром пор). Мембранные потенциалы представляют большой интерес для биологических исследований, так как они возникают в животных и растительных тканях.

**Электролиз, поляризация и потенциалы выделения.** Прохождение электрического тока через электролиты сопровождается электролизом — химическими превращениями и выделением веществ из раствора.

Для электрохимического превращения 1 г-экв любого вещества необходимо одно и то же количество электричества, равное произведению числа Авогадро на заряд электрона и называемое постоянной Фарадея  $F = Ne = 96\,522$  Кл/г-экв.

Таким образом, прохождение через электролит любого сколь угодно малого количества электричества всегда сопровождается выделением на одном электроде и растворением на другом соответствующего, совершенно определенного количества вещества. В результате этого концентрация ионов вблизи электродов оказывается не такой, как в остальном растворе. Вследствие диффузии неравные концентрации стремятся к выравниванию. Однако скорость диффузии ограничена, и поэтому разность концентраций тем больше, чем больше плотность тока на электроде.

Явление поляризации заключается в изменении электродных потенциалов вследствие изменения приэлектродной концентрации при протекании через электролитическую ячейку электрического тока от внешнего источника. Рассмотрим сущность этого явления на примере пропускания тока через электролитическую ячейку, состоящую из медных электродов, опущенных в раствор  $\text{CuSO}_4$ .

Каждый из медных электродов, опущенный в 0,5 н раствор ионов меди, получает относительно раствора потенциал  $E_0 = +0,31$  В. Поэтому в исходном состоянии такая ячейка развивает э. д. с., равную нулю. По мере увеличения плотности тока процесс диффузии не успевает выравнивать концентрацию ионов вблизи электродов, и потенциал анода становится все более положительным (кривая *a* на рис. 15-4), а потенциал катода — все более отрицательным (кривая *к* на рис. 15-4). В результате этого внешнее напряжение, приложенное к электролитической ячейке, должно уравнивать, кроме падения напряжения на сопротивлении столба электролита, еще и сумму потенциалов поляризации электродов, обозначенную на рис. 15-4  $\Delta U$ .

Зависимость суммарного напряжения поляризации  $\Delta U$  от изменения плотности тока на электродах различна для разных сочетаний растворов и электродов и показана на рис. 15-5. Общий характер кривых на этом рисунке заключается в том, что величина напряжения поляризации  $\Delta U$  быстро возрастает при очень малых плотностях тока, а затем остается почти постоянной, слабо изменяясь с дальнейшим ростом плотности тока. Поэтому в первом приближении при достаточно большой плотности тока величину  $\Delta U$  можно считать не зависящей от плотности тока, а определяемой только сочетанием электрода и электролита.

Вследствие конечной скорости диффузии при данной концентрации электролита к катоду в единицу времени может подходить



только конечное число носителей заряда — ионов вещества. Поэтому, если пытаться беспрестанно увеличивать электрический ток через ячейку, то при каком-то токе будут использованы все ионы, приносимые к катоду диффузией, и дальнейший рост тока прекратится.

Так, при электролизе 0,5 н раствора  $\text{CuSO}_4$  кривые изменения потенциалов поляризации, начальный участок которых изображен на рис. 15-4, будут выглядеть так, как показано на рис. 15-6. При достижении током значения  $I_{\text{Cu}}$ , определяемого скоростью диффузии ионов меди к катоду (т. е. концентрацией электролита и его температурой), дальнейший рост тока прекратится, а катодный потенциал

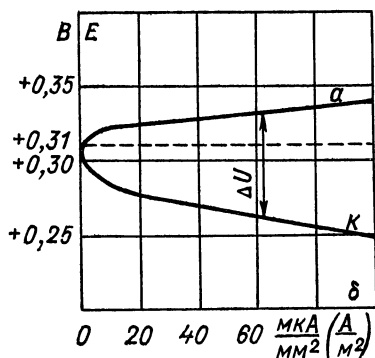


Рис. 15-4

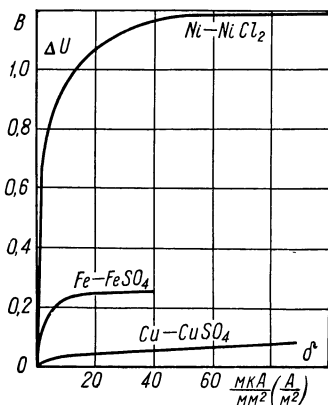


Рис. 15-5

начнет резко понижаться. При достижении катодным потенциалом значения  $-0,82$  В ток вновь начнет возрастать примерно по тому же закону, как и на начальном участке. Это объясняется тем, что при потенциале катода относительно раствора, равном  $-0,82$  В, помимо электролиза  $\text{CuSO}_4$ , начинается электролиз воды и на катоде выделяется газообразный водород  $\text{H}_2$ .

Таким образом, этот новый прирост тока обусловлен тем, что в переносе зарядов на катод при  $E_{\text{к}} < -0,82$  В начали участвовать ионы водорода. Потенциал, при котором в процесс электролиза вступает основная масса ионов данного вида, называется п о т е н - ц и а л о м в ы д е л е н и я данного иона.

Если в растворе содержится много разных катионов, то ступенчатая кривая катодного потенциала поляризации будет содержать по ступеньке на каждый вид катионов. Потенциалы выделения различны для всех ионов. На этом явлении основан так называемый поляризационный, или п о л я р о г р а ф и ч е с к и й, метод качественного химического анализа растворов, подробно рассмотренный ниже (см. § 15-4).

При данной температуре величина ступеней тока, отмеченных на рис. 15-6 как  $I_{\text{Cu}}$  и  $I_{\text{H}}$ , пропорциональна концентрации отдель-

ных ионов. На этом основано использование полярографического метода не только для качественного, но и для количественного анализа растворов.

Изменяя соотношение площадей анода и катода, можно создать большую плотность тока как на катоде, так и на аноде. В последнем случае можно вести полярографический анализ не катионов, а анионов, так как ступенчатой будет кривая анодной поляризации.

**Проводимость электролитов на переменном токе.** Явление поляризации затрудняет измерение сопротивления электролитов, так как падение напряжения на электролитической ячейке складывается из падения напряжения на столбе электролита и потенциалов поляризации электродов.

Дело несколько упрощается тем, что напряжение поляризации для любых электродов практически не превосходит 1,5—2 В. Поэтому если электролитическая ячейка имеет такое сопротивление, что к ней можно приложить достаточно большое напряжение, например 30—40 В, то напряжение поляризации будет составлять величину порядка 5%, и этой погрешностью в ряде случаев можно пренебречь. Отсюда преобразователи сопротивления должны конструироваться так, чтобы падение напряжения на столбе электролита было возможно больше напряжения поляризации.

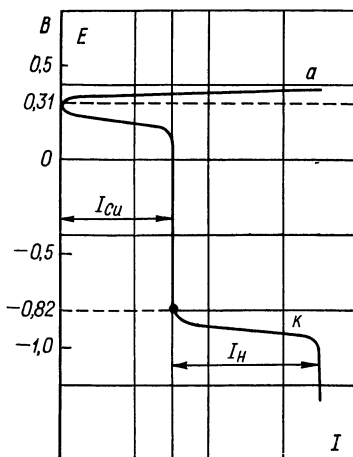


Рис. 15-6

Очень часто в качестве средств для «исключения электролиза», «исключения химических процессов на электродах и явления поляризации» предлагают использовать питание электролитической ячейки переменным током. Однако утверждение о том, что питание переменным током «исключает» электролиз и поляризацию, глубоко ошибочно.

Как было показано, напряжение поляризации обусловлено выделением ионов и изменением концентрации ионов в приэлектродном пространстве. При прохождении через ячейку переменного синусоидального тока изменение концентрации ионов в приэлектродном слое относительно средней концентрации будет происходить также по синусоидальному закону.

Однако в течение всего положительного полупериода электрод (являющийся в это время анодом) будет непрерывно отдавать в раствор катионы и их концентрация у электрода будет повышаться. Максимум концентрации, а следовательно, и максимум напряжения поляризации будут достигнуты только в конце полупериода, т. е. тогда, когда ток упадет до нуля.

В течение отрицательного полупериода электрод, являясь катодом, наоборот, будет непрерывно забирать катионы из раствора, их концентрация и напряжение поляризации будут непрерывно понижаться и достигнут минимума только в конце полупериода, когда ток вновь будет проходить через нуль.

Таким образом, отличие явления поляризации на переменном токе заключается в том, что напряжение поляризации в этом случае является также переменным и достигает максимумов тогда, когда ток через ячейку меняет знак, т. е. отстает по фазе от тока на  $90^\circ$ .

Падение напряжения на столбе электролита по фазе совпадает с током. Исходя из этого, топографическую векторную диаграмму падений напряжений в электролитической ячейке можно изобразить так, как показано на рис. 15-7, а, где  $U_R$  — вектор падения напряжения на столбе электролита, а  $U_{C_1}$  и  $U_{C_2}$  — напряжения,

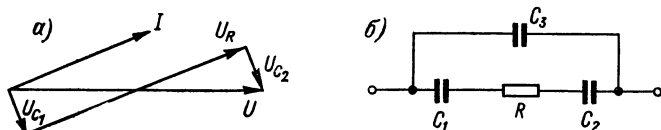


Рис. 15-7

уравновешивающие э. д. с. поляризации электродов. Согласно этой диаграмме электролитическая ячейка (при данном значении тока  $I$ ) может быть заменена эквивалентной схемой замещения, показанной на рис. 15-7, б и состоящей из сопротивления  $R$  столба электролита и емкостей  $C_1$  и  $C_2$ . При использовании этой схемы замещения необходимо всегда иметь в виду, что емкостям  $C_1$  и  $C_2$  не может быть приписано какого-либо постоянного значения.

Действительно, реально существующим параметром ячейки является напряжение  $\Delta U$  поляризации электродов, которое не пропорционально величине протекающего тока  $I$ , а скорее (см. рис. 15-5) не зависит от него. В широком диапазоне изменения токов оно остается постоянным по величине и равным 0,1—1,5 В в зависимости от сочетания материалов электродов и электролита. Емкость схемы замещения определяется из соотношения

$$\Delta U = IX_C = \frac{I}{\omega C} \approx \text{const} = 0,1 \div 1,5 \text{ В}$$

и равна

$$C = \frac{I}{(0,1 \div 1,5) \omega}.$$

Таким образом, каждому значению тока и частоты соответствует свое значение емкости  $C$  схемы замещения электролитической ячейки.

Практическая величина этих емкостей вследствие малого падения напряжения  $\Delta U$  при значительных токах достигает большой величины (до 0,2—0,4 мкФ на 1 мм<sup>2</sup> поверхности электродов).

Кроме емкостей  $C_1$  и  $C_2$ , отражающих в схеме замещения э. д. с. поляризации электродов, иногда необходимо учитывать и емкость  $C_3$ , обусловленную размерами электролитической ячейки как конденсатора и диэлектрической постоянной раствора.

Преимущество измерения сопротивления электролитической ячейки на переменном токе заключается в том, что благодаря 90-градусному углу сдвига между падением напряжения на столбе электролита и напряжением поляризации эти напряжения суммируются не арифметически (как при измерении на постоянном токе), а геометрически. При измерении на переменном токе при  $\Delta U \ll U$  погрешность равна

$$\gamma = \frac{1}{2} \left( \frac{\Delta U}{U} \right)^2 \quad (15-7)$$

и может быть в значительной степени устранена применением фазочувствительных указателей (см. § 8-7), в то время как при измерении на постоянном токе она составляет  $\gamma = \Delta U/U$ .

#### Электрокинетические явления.

Как было показано выше, на границе твердого тела и электролита происходит скачок потенциала. Заряженный слой жидкости имеет диффузное строение, при котором плотность зарядов быстро убывает с их удалением от поверхности твердого тела.

Скачок потенциала в диффузионном слое жидкости называется электрокинетическим потенциалом. В случае если твердое тело является диэлектриком, образование электрокинетического потенциала обусловлено неодинаковой адсорбцией ионов обоих знаков.

Если на концах капилляра (рис. 15-8) или пористой перегородки поместить электроды и создать электрическое поле, то возникнет движение жидкости в капилляре. Это явление называется электроосмосом. Скорость течения жидкости в результате электроосмоса определяется выражением

$$Q = Sv = \frac{S \zeta e E}{4 \pi \mu}, \quad (15-8)$$

где  $E$  — напряженность электрического поля в капилляре, В/м;  $S$  — сечение капилляра (или сумма сечений пор), м<sup>2</sup>;  $v$  — скорость движения жидкости, м/с;  $e$  — диэлектрическая постоянная жидкости, Ф/м;  $\mu$  — динамическая вязкость жидкости, Па·с;  $\zeta$  — электрокинетический потенциал, В;  $Q$  — расход жидкости, м<sup>3</sup>/с.

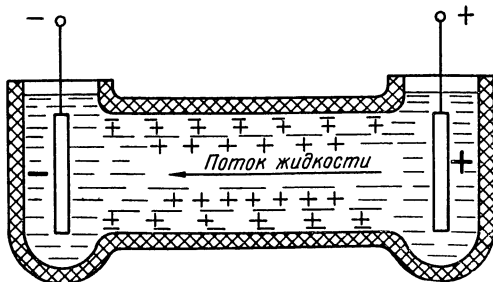


Рис. 15-8

Если твердая фаза образована частицами, взвешенными в жидкости, то эти частицы, получив тот или иной заряд, движутся от одного электрода к другому в неподвижной жидкости. Такое движение частиц называется электрофорезом или каталофорезом.

Явление электроосмоса обратимо. При принудительном протекании жидкости через капилляр или пористую перегородку между электродами возникает разность потенциалов — так называемый потенциал течения

$$U = \frac{\zeta_e P}{\mu \gamma}, \quad (15-9)$$

где  $U$  — разность потенциалов, В;  $P$  — гидростатическое давление (перепад давления), Н/м<sup>2</sup>;  $\gamma$  — удельная проводимость жидкости, 1/(Ом·м).

## 15-2. ЭЛЕКТРОЛИТИЧЕСКИЕ РЕЗИСТИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Принцип действия электролитических резистивных преобразователей основан на зависимости сопротивления электролитической ячейки от состава и концентрации электролита, а также от геометрических размеров ячейки.

Сопротивление столба жидкости электролитического преобразователя

$$R = \frac{\rho l}{S} = \frac{1}{\gamma} K, \quad (15-10)$$

где  $\gamma = 1/\rho$  — удельная проводимость электролита;  $K$  — постоянная преобразователя, зависящая от соотношения его геометрических размеров, определяемая обычно экспериментально.

**Электролитические резистивные преобразователи для измерения механических величин.** При постоянной концентрации электролита изменение сопротивления преобразователя может быть вызвано изменением расстояния между электродами или изменением сечения электролита. На этом основано действие электролитических преобразователей для измерения перемещений и деформаций. Для уменьшения температурной погрешности электролитические преобразователи перемещения обычно выполняются дифференциальными.

На рис. 15-9 показаны электролитические преобразователи перемещения и схема их включения в мостовую измерительную цепь. Два плеча моста (рис. 15-9, а) образованы сопротивлениями дифференциального электролитического преобразователя, имеющего один подвижный электрод (средний) и два неподвижных. На рис. 15-9, б, показан электролитический преобразователь линейных перемещений, а на рис. 15-9, в — преобразователь угловых перемещений [4].

Основным достоинством электролитических преобразователей перемещения является то, что для перемещения электрода требу-

ется незначительное усилие. Это усилие пропорционально скорости перемещения и становится заметным лишь при высокочастотных колебаниях подвижного электрода.

На рис. 15-10 показан электролитический преобразователь угла отклонения от вертикального направления. Преобразователь имеет четыре изолированных друг от друга цилиндрических электрода, установленных по окружности в крышке преобразователя. Герметичический корпус преобразователя, образуемый крышкой из изоляционного материала и сферическим основанием из проводящего материала, непонтостью заполняется электролитом: часть объема занята воздушным пузырьком. При горизонтальном расположении преобразователя (рис. 15-10, а) воздушный пузырек располагается в центре и покрывает около половины площади каждого из четырех электродов. При этом проводимости между основанием корпуса и каждым из электродов одинаковы. При наклоне преобразователя (рис. 15-10, б) воздушный пузырек смещается от центра, равенство проводимостей нарушается и на выходе измерительной цепи, в которую включен преобразователь, появляется сигнал, пропорциональный углу наклона  $\alpha$ .

Схема включения преобразователя в измерительную цепь показана на рис. 15-11. Выходные напряжения  $U_1$  и  $U_2$  на вторичных обмотках трансформаторов  $Tr1$  и  $Tr2$

пропорциональны углам отклонения оси преобразователя от вертикали в двух взаимно перпендикулярных плоскостях. Порог чувствительности преобразователя составляет 1—2 угловые минуты.

На рис. 15-12 приведена схема устройства электролитического тензорезистора, который состоит из каучуковой трубки 1 с внутренним диаметром 1 мм, заполненной электролитом 2, и двух цилиндри-

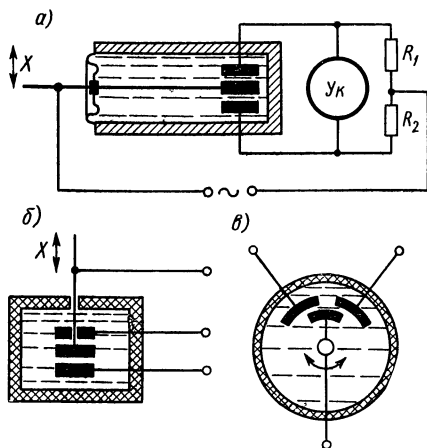


Рис. 15-9

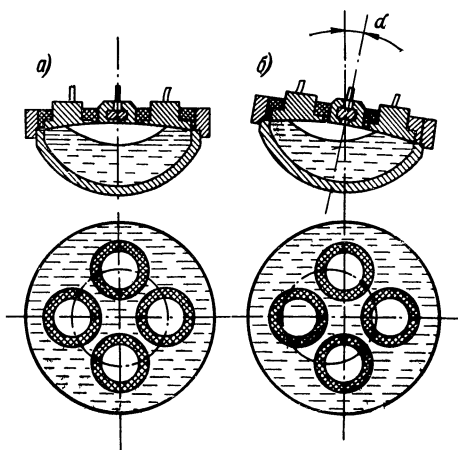


Рис. 15-10

ческих электродов 3, плотно вставленных в концы трубки таким образом, чтобы ее внутренний объем полностью был заполнен электролитом. При помощи зажимов 4 преобразователь крепится к объекту, деформация которого измеряется. Кроме того, преобразователь мож-

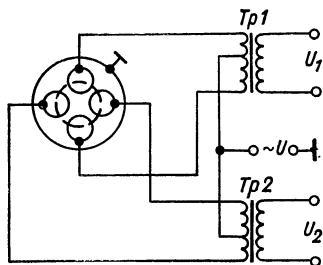


Рис. 15-11

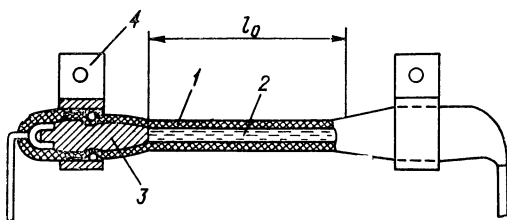


Рис. 15-12

но непосредственно наклеивать на исследуемую поверхность. В зависимости от состава электролита, длины и сечения канала трубки можно изготовить преобразователи с начальным сопротивлением от сотен омов до нескольких сотен килоомов. Такие преобразователи

позволяют измерять очень большие относительные деформации (до  $\Delta l/l_0 = 0,6$ ), их коэффициент тензочувствительности  $k = \frac{\Delta R/R_0}{\Delta l/l_0} = 2$ . Частотная характери-

стика преобразователей практически равномерна до частот 500—700 Гц. В качестве электролита применяется 1,2 н водный раствор  $\text{CuSO}_4$  [226].

Достоинством электролитических тензорезисторов является возможность использования больших напряжений питания (до 500 В). Резиновый электролитический тензопреобразователь обладает высокими изоляционными свойствами, поэтому его можно применять при измерении деформаций деталей, находящихся в воде и других жидких средах, не разрушающих каучук.

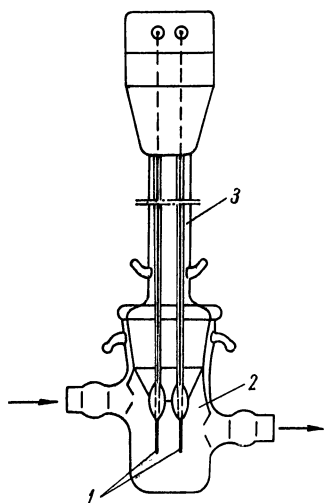


Рис. 15-13

**Электролитические преобразователи для измерения концентрации электро-**

**литов** разделяются на контактные, электроды которых непосредственно помещаются в контролируемый раствор, и бесконтактные. На рис. 15-13 показан контактный преобразователь для измерения концентрации по электропроводности жидкости в лабораторных условиях. Корпус преобразователя изготовлен из химически стойкого стекла с вплавленными платиновыми пластинчатыми электродами 1. Сменные измерительные сосуды 2, которые пришли-

фованной конической поверхностью надеваются на основание преобразователя 3, обеспечивают возможность измерений в проточной жидкости, при погружении в исследуемый раствор и путем отбора проб. Минимальное необходимое для измерений количество жидкости 6—7 мл. Постоянные  $K$  преобразователей [см. соотношение (15-10)] находятся в пределах 30—70 1/м и определяются с погрешностью  $\pm 1\%$ .

Измерение проводимости электролитов при помощи контактных преобразователей производится чаще всего при питании от цепи переменного тока частотой 50 или 1000 Гц.

Для уменьшения погрешностей от поляризации и загрязнения электродов применяются четырехэлектродные преобразователи с двумя токовыми и двумя потенциальными электродами.

Градировку приборов для измерения концентрации растворов можно осуществлять при помощи образцовых растворов с известной концентрацией или при помощи магазинов сопротивлений. Поскольку при питании переменным током электролитический преобразователь представляет собой комплексное сопротивление, то при использовании прибора, градуированного с помощью магазинов сопротивления, появится погрешность измерения [см. уравнение (15-7)].

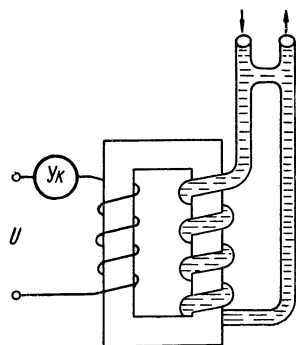


Рис. 15-14

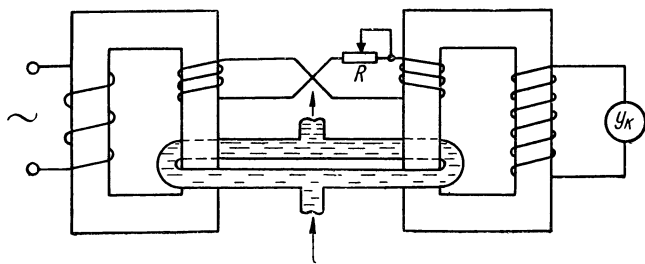


Рис. 15-15

Применение мостов переменного тока с разделным уравниванием активной и реактивной составляющих комплексного сопротивления преобразователя позволяет повысить точность измерения.

**Бесконтактные электролитические преобразователи** не имеют контакта металлических электродов с электролитом, что исключает поляризацию и другие нежелательные взаимодействия электрода и раствора. Они разделяются на низкочастотные и высокочастотные.

На рис. 15-14 показана схема устройства низкочастотного трансформаторного преобразователя с короткозамкнутым жидкостным витком, а на рис. 15-15 — схема преобразователя с жидкостным



витком, который связывает питающий и дифференциальный трансформаторы. При начальной проводимости раствора указатель  $Ук$  (рис. 15-15) регулировкой реостата  $R$  устанавливается на нуль. При повышении проводимости показания указателя  $Ук$  соответствуют измеряемой концентрации раствора. Такие преобразователи позволяют измерять концентрации растворов при температуре до  $100^{\circ}C$ , удельная электропроводность которых равна  $10^{-4} — 100$   $1/(Ом \cdot м)$ .

Высокочастотные бесконтактные преобразователи разделяются на емкостные (рис. 15-16, а, б), которые применяются для измерения концентраций растворов с малой электропроводностью  $10^{-6} — 1$   $1/(Ом \cdot м)$ , и индуктивные (рис. 15-16, в) — для растворов с электропроводностью  $10^{-2} — 100$   $1/(Ом \cdot м)$ . Обкладки конденсатора или обмотка индуктивности располагаются снаружи тонкостенной изоляционной трубки с контролируемым раствором.

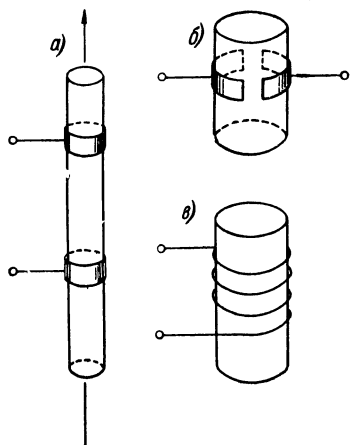


Рис. 15-16

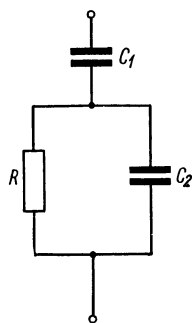


Рис. 15-17

У погружных преобразователей обкладки или обмотка располагаются внутри закрытой трубки, которая помещается в раствор.

На рис. 15-17 дана эквивалентная электрическая схема емкостного бесконтактного преобразователя, где  $R$  — активное сопротивление электролита;  $C_1$  — емкость, обусловленная диэлектрическими свойствами стенок преобразователя;  $C_2$  — емкость, обусловленная диэлектрическими свойствами электролита.

На рис. 15-18 показаны кривые зависимости активной составляющей  $g$  комплексной проводимости преобразователя на высокой частоте от удельной проводимости электролита  $\gamma$ . Зависимость  $g = F(\gamma)$  при постоянной частоте наиболее часто используется для определения  $\gamma$  и, следовательно, концентрации растворов.

Преобразователь обычно включается в резонансный контур, питаемый от генератора с частотой в несколько десятков мегагерц. Измерение концентрации при этом сводится к измерению добротности контура [86]. Высокочастотные преобразователи используются также в частотных датчиках на основе  $LC$ -,  $RC$ - и  $RL$ -генераторов

[141]. Приборы с высокочастотными бесконтактными преобразователями градуируются по образцовым электролитам с известной концентрацией.

**Коррекция температурной погрешности электролитических преобразователей.** Вследствие значительного температурного коэффициента проводимости электролитов

одним из основных критериев практической пригодности промышленных приборов (см. § 15-1) для измерения концентрации является удачное решение вопроса коррекции зависимости проводимости раствора электролита от температуры. Этот вопрос решается в основном двумя способами: термостатированием раствора и измерительного преобразователя или автоматической коррекцией температурной погрешности с использованием

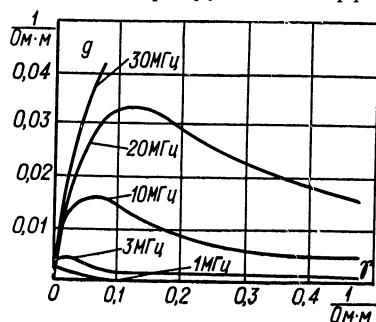


Рис. 15-18

медных, никелевых, полупроводниковых и электролитических терморезисторов, помещаемых в контролируемый раствор вместе с измерительным преобразователем с тем, чтобы их температура равнялась температуре раствора.

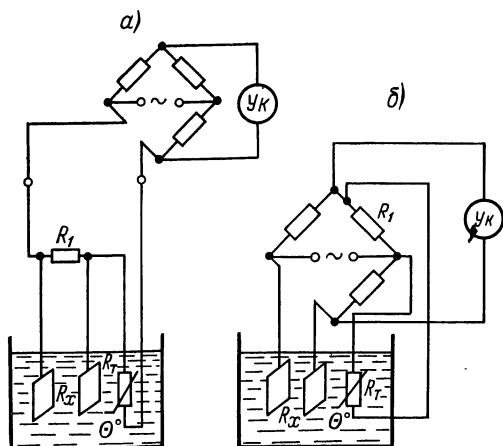


Рис. 15-19

Первый способ применяется только в лабораторных условиях и в некоторых типах соленомеров, используемых для измерения концентрации солей в питающей воде и конденсированном паре паровых котлов, а также в некоторых типах газоанализаторов, основанных на измерении электропроводности электролитов (см. § 23-2).

На рис. 15-19 показаны схемы температурной коррекции с применением медного (рис. 15-19, а) и полупроводникового (рис. 15-19, б) терморезисторов. Медный терморезистор обычно соединяется последовательно с измерительным преобразователем  $R_x$ .

При использовании полупроводниковых и электролитических терморезисторов, которые имеют отрицательный ТКС (по знаку такой же, как у электролитов), часто применяются мостовые изме-

рительные цепи, в смежные плечи которых включается измерительный преобразователь  $R_x$  и терморезистор  $R_t$  (рис. 15-19, б). Для выравнивания ТКС терморезистора и раствора параллельно элементу цепи с большим ТКС включается резистор из марганца  $R_1$ .

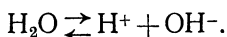
Указанные способы температурной коррекции дают удовлетворительные результаты при не очень широких диапазонах изменения температуры и концентрации контролируемых растворов.

### 15-3. ГАЛЬВАНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Наиболее распространенными разновидностями гальванических измерительных преобразователей являются преобразователи рН-метров, применяемые для измерения активности водородных ионов, по которой можно определить состав и свойства растворов, и гальванические источники э. д. с., в частности нормальные элементы, используемые в качестве мер э. д. с.

**Принцип действия гальванических преобразователей рН-метров** основан на зависимости э. д. с. гальванической цепи от концентрации ионов в электролите и окислительно-восстановительных процессов, происходящих на электродах.

Молекулы воды частично диссоциируют на ионы водорода  $H^+$  и ионы гидроксила  $OH^-$ , чем обусловлена вполне определенная, хотя и очень малая электропроводность воды. Диссоциация воды происходит по схеме



При этом остается постоянной так называемая константа диссоциации, равная

$$K = \frac{a_{H^+} a_{OH^-}}{a_{H_2O}},$$

где  $a_{H^+}$ ,  $a_{OH^-}$  и  $a_{H_2O}$  — соответственно активности ионов  $H^+$ ,  $OH^-$  и воды.

В разбавленных растворах величину активности воды  $a_{H_2O}$  можно считать постоянной, и тогда произведение  $K a_{H_2O}$  становится новой постоянной, которую называют и о н н ы м п р о и з в е д е н и е м воды:

$$K_{H_2O} = a_{H^+} a_{OH^-}.$$

Установлено, что при 22° С ионное произведение воды  $K_{H_2O} = 10^{-14}$ . В чистой воде или в нейтральном растворе активности  $H^+$  и  $OH^-$  равны.

$$a_{H^+} = a_{OH^-} = \sqrt{K_{H_2O}} = 10^{-7} \text{ г-ион/л.}$$

Величина ионного произведения воды  $K_{H_2O} = a_{H^+} a_{OH^-}$  при данной температуре остается постоянной величиной не только для воды, но и для любого водного раствора, включая растворы кислот с избытком ионов  $H^+$  или оснований с избытком ионов  $OH^-$ . При этом

$a_{H^+} \neq a_{OH^-}$ , т. е. активности ионов  $H^+$  и  $OH^-$  оказываются уже неравными.

Если в воде растворить кислоту, то ионов  $H^+$  станет больше, а ионов  $OH^-$  — меньше (за счет воссоединения части образовавшихся ионов  $H^+$  с ионами  $OH^-$ ), но произведение  $a_{H^+}a_{OH^-}$  останется равным ионному произведению воды. У кислых растворов  $a_{H^+} > a_{OH^-}$ , а у щелочных растворов  $a_{OH^-} > a_{H^+}$ .

Таким образом, для характеристики раствора достаточно знать активность водородных ионов, которую для удобства записи и вычислений численно характеризуют отрицательным логарифмом активности ионов водорода — водородным показателем pH:

$$pH = -\lg a_{H^+} = -\lg f_{H^+}c_{H^+}. \quad (15-11)$$

Приборы для измерения этого показателя получили название pH-метров.

В табл. 15-1 дан примерный диапазон изменения активности ионов  $H^+$  и  $OH^-$ , а также значения pH для различных водных растворов электролитов при температуре 22° С.

Таблица 15-1

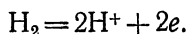
Раствор	Активность		pH
	$H^+$	$OH^-$	
Большие концентрации кислот	$10^0-10^{-2}$	$10^{-14}-10^{-12}$	0—2
Малые концентрации кислот	$10^{-3}-10^{-6}$	$10^{-11}-10^{-8}$	3—6
Нейтральные растворы	$10^{-7}$	$10^{-7}$	7
Малые концентрации оснований	$10^{-8}-10^{-11}$	$10^{-6}-10^{-3}$	8—11
Большие концентрации оснований	$10^{-12}-10^{-14}$	$10^{-2}-10^0$	12—14

Таким образом, диапазон изменения pH водных растворов любых веществ составляет 0—14 ед. В растворах других растворителей (неводных) диапазоны изменения pH другие. Например, в аммиаке 0—32,7 ед., в муравьиной кислоте 0—6,1 ед. и т. д.

Наиболее точным и универсальным методом измерения pH является электрометрический метод, т. е. определение электродных потенциалов различных электродов, помещаемых в исследуемый раствор, содержащий водородные ионы. Следовательно, гальванические преобразователи, являющиеся датчиками pH-метров, в качестве естественной входной величины имеют значение концентрации водородных ионов, выражаемое в единицах pH, а в качестве выходной величины — гальваническое напряжение, равное разности электродных потенциалов.

Так как практически измерить потенциал одного электрода невозможно, то гальванический преобразователь всегда состоит из двух полуэлементов: измерительного электрода, помещаемого в исследуемый раствор, и вспомогательного полуэлемента, электродный потенциал которого должен оставаться постоянным.

Устройство водородного электрода показано на рис. 15-20. Пластина из черной платины с выводом частично погружается в раствор, содержащий ионы водорода  $H^+$ . Через раствор непрерывно пропускается чистый водород, поступающий при атмосферном давлении. При этом на электроде происходит реакция



Платина электрода в реакции не участвует и является лишь проводником электронов и носителем водорода, который хорошо адсорбируется на поверхности черной платины.

На рис. 15-21 показан гальванический преобразователь, состоящий из двух водородных полуэлементов. Один из водородных электродов (измерительный) помещается в исследуемый раствор 1, который при помощи электролитического ключа 2 соединяется с нор-

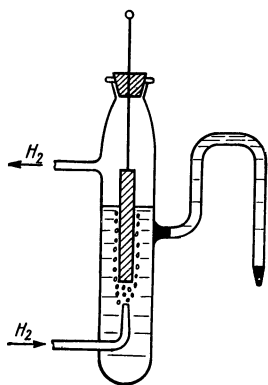


Рис. 15-20

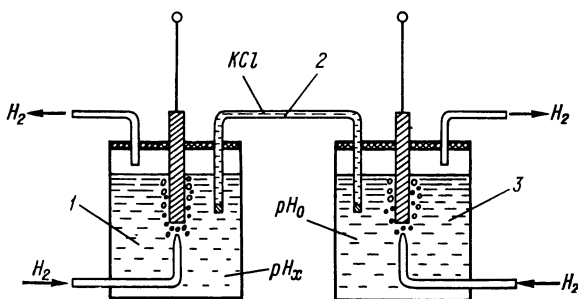


Рис. 15-21

мальным водородным полуэлементом 3, содержащим электролит с активностью водородных ионов  $a_{(H^+)_2} = 1$  г-ион/л. Э. д. с. между электродами полученной концентрационной цепи равна в соответствии с формулой (15-6)

$$E_v = \frac{RT}{F} \ln \frac{a_{(H^+)_1}}{a_{(H^+)_2}}, \quad (15-12)$$

где  $a_{(H^+)_1}$  — активность водородных ионов в исследуемом растворе;  $a_{(H^+)_2}$  — активность водородных ионов в нормальном водородном полуэлементе.

Переходя к десятичным логарифмам и учитывая, что  $\lg a_{(H^+)_1} = -pH$ , получаем:

$$E_v = \frac{2,303RT}{F} pH. \quad (15-13)$$

Таким образом, э. д. с. между водородными электродами при постоянной температуре линейно зависит только от величины pH исследуемого раствора. Для температуры  $18^\circ C$  получаем:

$$E_v = -0,058 pH. \quad (15-14)$$

При использовании водородного электрода в рабочем (измерительном) полуэлементе им можно измерять рН во всем диапазоне измерения (от 0 до 14). Однако вследствие неудобства применения (необходимость непрерывно насыщать электрод водородом) водородный электрод не получил широкого распространения и используется только как образцовый электрод для лабораторных исследований.

**Вспомогательные полуэлементы.** В гальванических преобразователях используются каломельный, хлорсеребряный, бромсеребряный и другие вспомогательные полуэлементы.

*Каломельный полуэлемент* показан на рис. 15-22. Потенциал  $E_0$  нормального каломельного полуэлемента относительно потенциала нормального водородного полуэлемента при температурах 15, 18, 20, 25 и 30° С соответственно составляет 0,2852; 0,2845, 0,2840, 0,2828 и 0,2816 В.

Гальванический преобразователь, состоящий из водородного электрода, помещенного в исследуемый раствор, и нормального каломельного полуэлемента, будет при 18° С развивать э. д. с.

$$-E_k = 0,2845 + 0,058 \text{ рН. (15-15)}$$

На рис. 15-23 эта зависимость  $E_k = f(\text{рН})$  изображена графически. Недостатком каломельных полуэлементов является возможность попадания ртути в контролируемый раствор и ограниченный сверху до + 70° С диапазон рабочих температур.

*Хлорсеребряный полуэлемент* представляет собой платиновую проволоку, покрытую слоем хлористого серебра и погруженную в раствор HCl. Нормальный потенциал хлорсеребряного полуэлемента равен 0,222 В при 25° С. Достоинствами хлорсеребряных полуэлементов являются простота и компактность конструкции, хорошая воспроизводимость потенциала электрода, возможность применения при температурах до 150—250° С, а также в условиях тряски и вибраций [100].

**Измерительные электроды гальванических преобразователей.** В качестве измерительных электродов, кроме водородного, применяются хингидронный электрод, сурьмяный электрод и получивший наибольшее распространение стеклянный электрод.

*Хингидронный электрод* образуется путем помещения в контролируемый раствор платинового электрода и добавления в раствор небольшого количества хингидрона  $\text{C}_6\text{H}_4\text{O}_2 \cdot \text{C}_6\text{H}_4(\text{OH})_2$ . Такой электрод является аналогом водородного электрода, получающего водород из равновесной окислительно-восстановительной системы

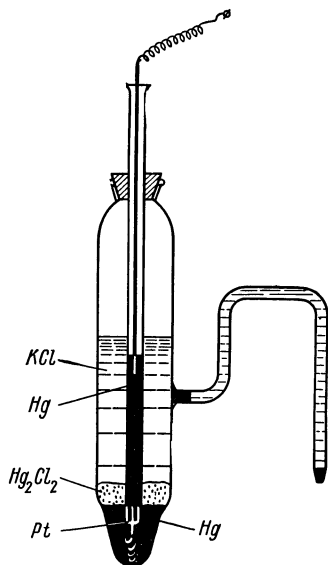


Рис. 15-22

хинон—гидрохинон, благодаря чему отпадает необходимость непрерывно подавать в контролируемый раствор газообразный водород. Э. д. с. хингидронно-каломельного преобразователя при 18 °С равна  $E = 0,457—0,058$  рН. Хингидронный электрод дает хорошие результаты в кислых и слабых щелочных растворах ( $pH < 9$ ).

На потенциал хингидронного электрода влияют присутствующие в растворах окислители и восстановители ( $CrO_3$ ,  $MnO_4$  и др.), белки и концентрированные растворы нейтральных солей. Они могут вызывать погрешность порядка  $\Delta pH = 0,1$ .

Вместо электрода из платины в хингидронном полуэлементе может быть использован угольный электрод. Угольнохингидронный электрод дает весьма устойчивый потенциал, лишь незначительно отличающийся от потенциала платинохингидронного электрода.

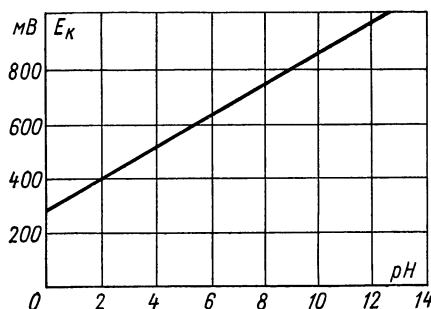


Рис. 15-23

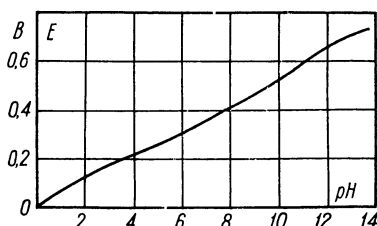


Рис. 15-24

*Сурьмяный электрод* представляет собой литой сурьмяный стержень, опускаемый непосредственно в испытуемый раствор. Для того чтобы можно было применять этот электрод в растворах, окисляющих, разъедающих или покрывающих электрод продуктами разложения электролита, его необходимо подвергать непрерывной механической очистке.

Сурьмяный электрод используют при не очень высоких требованиях к точности измерения для анализа растворов с  $pH = 2 \div 12$ . Экспериментально найденная зависимость э. д. с. сурьмяного электрода в паре со вспомогательным нормальным каломельным электродом от величины рН дана на рис. 15-24.

*Стеклянный электрод* представляет собой шаровую тонкостенную колбочку (мембрану), выдуваемую на конце трубки из специальных сортов стекла. Толщина стенки колбочки равна 0,05—0,1 мм. Колбочка заполняется контрольным раствором (нормальным или децинормальным) какой-либо соли или кислоты и погружается в исследуемый раствор, концентрацию которого надо измерить.

Опыт показывает, что на границе стекло — раствор появляется определенный потенциал, зависящий от активности водородных ионов раствора, в который погружен стеклянный электрод. Иначе говоря, стеклянный электрод ведет себя, как водородный электрод. При этом безразлично, какая поверхность колбочки будет использо-

вана — внутренняя или внешняя; обе поверхности нужно рассматривать как водородные электроды, один из которых в практических измерениях должен иметь постоянный потенциал. Промежуточный слой стекла между обеими поверхностями является, по существу, проводником, соединяющим оба электрода.

Гальванический преобразователь со стеклянным электродом обычно состоит из стеклянного электрода и двух вспомогательных полуэлементов, которые используются для снятия потенциала с внутренней и внешней поверхностей стеклянного электрода. Во вспомогательном полуэлементе для снятия потенциала с внутренней поверхности чаще всего используется хлорсеребряный микроэлектрод, который встраивается внутрь стеклянного электрода.

Схема устройства гальванического преобразователя со стеклянным электродом показана на рис. 15-25. Стеклянный электрод 1 и каломельный полуэлемент 3 помещаются в исследуемый раствор. Внутри стеклянного электрода, заполненного образцовым раствором с известным значением pH, например 0,1 н раствором HCl, вставлен вспомогательный хлорсеребряный электрод 2.

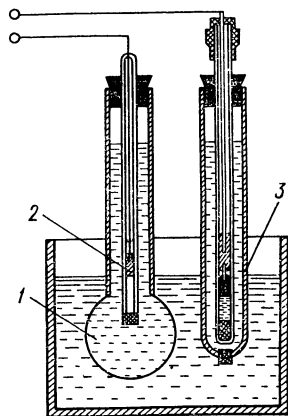


Рис. 15-25

Э. д. с. на выводах преобразователя является алгебраической суммой потенциалов хлорсеребряного полуэлемента, внутренней и наружной поверхности стеклянного электрода и потенциала каломельного полуэлемента.

При изменении pH исследуемого раствора изменяется только потенциал наружной поверхности электрода, который зависит от активности водородных ионов в растворе. Все же остальные составляющие э. д. с. остаются неизменными (при постоянной температуре) поэтому, измеряя э. д. с. на выводах преобразователя со стеклянным электродом, можно определить pH исследуемого раствора.

Стеклянный электрод может применяться для измерения pH большинства растворов и поэтому получил наиболее широкое применение. Принцип действия стеклянного электрода основан на процессе ионного обмена. При помещении стеклянного электрода в раствор щелочные ионы стекла (Na или Li) переходят в раствор, а их места занимают более подвижные ионы водорода из раствора. В результате этого поверхностный слой стекла оказывается насыщенным водородными ионами, и стеклянный электрод приобретает свойства водородного электрода.

Характерной особенностью гальванических преобразователей со стеклянными электродами является их большое внутреннее сопротивление, так как в него входит сопротивление стеклянной мембраны. В зависимости от химического состава и толщины стеклянного



электрода его сопротивление составляет 0,5—1000 МОм. Кроме того, сопротивление стеклянного электрода сильно зависит от температуры (рис. 15-26). [144]. При уменьшении температуры сопротивление стеклянных электродов резко возрастает, что препятствует их использованию при температурах ниже 0 °С.

Другой особенностью стеклянного электрода является наличие потенциала асимметрии, который проявляется в том, что при помещении внутрь и снаружи электрода одинаковых растворов на выводах гальванического преобразователя со стеклянным электродом возникает э. д. с., которая может достигать 10—20 мВ. Потенциал асимметрии тем больше, чем толще стенка электрода и чем выше его сопротивление. После изготовления стеклянный электрод необходимо вымачивать в 0,1 н растворе HCl в течение нескольких суток, что снижает и стабилизирует его потенциал

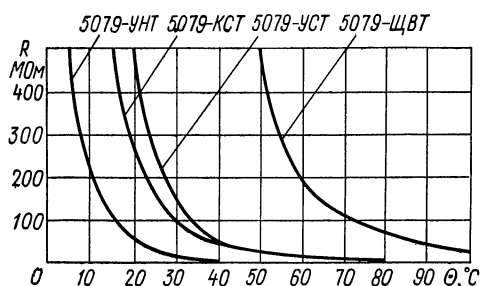


Рис. 15-26

асимметрии. Кроме того, вымачивание способствует уменьшению инерционности стеклянного электрода. Постоянные времени стеклянных электродов лежат в пределах 1—10 с. Время установления потенциала увеличивается с понижением температуры, с уменьшением скорости протекания раствора и при загрязнении электродов.

Точность воспроизведения стеклянным электродом водородной функции и стабильность этой функции во времени сильно зависят от сорта стекла. Хорошими электродными свойствами обладают литиевые силикатные стекла. Повышение процентного содержания  $\text{SiO}_2$  расширяет температурный диапазон применения стеклянных электродов. В настоящее время разработаны стеклянные электроды, которые можно использовать при повышенных температурах — до 150 °С.

Конструкции стеклянных электродов весьма разнообразны. Для измерения рН кожи, бумаги применяются стеклянные электроды с плоской мембраной, для измерений в вязких средах и для медицинских целей — копьевидные и игольчатые электроды. Существуют малогабаритные гальванические преобразователи, в которых стеклянный и вспомогательные электроды совмещены в одном корпусе [100].

Повышения механической прочности стеклянного электрода можно достигнуть, если покрыть одну из поверхностей мембраны электрода металлом. Существует конструкция проточного стеклянного электрода, выполняемого в виде трубки, внутри которой протекает исследуемый раствор, а ее внешняя поверхность покрыта сначала слоем серебра, а затем слоем меди. Слой металла не нарушает

водородной функции электрода, увеличивает механическую прочность мембраны, а также используется для снятия потенциала с наружной поверхности электрода.

**Погрешности гальванических преобразователей.** Основное влияние на точность измерения рН оказывают температурные погрешности. При изменении температуры изменяется э. д. с. преобразователя, а также сопротивление (особенно сильно, как указывалось выше, у преобразователей со стеклянным электродом). Температурная погрешность гальванических преобразователей может существенно искажать результаты измерения. Для ее уменьшения используются электрические цепи температурной коррекции.

Кроме того, у гальванических преобразователей могут быть погрешности от наличия диффузионных потенциалов, возникающих на границе жидкостных контактов растворов, входящих в электрическую цепь преобразователя. Для уменьшения диффузионных потенциалов исследуемый раствор соединяют со вспомогательным полуэлементом через электролитический ключ, заполненный насыщенным раствором KCl (см. рис. 15-21), на границах с которым диффузионные потенциалы не превышают 1—2 мВ.

**Градуировка рН-метров, буферные растворы.** Градуировку рН-метров производят по образцовым буферным растворам, обладающим высокой стабильностью значений рН.

Значения рН буферных растворов установлены в диапазоне температур 0—95 °С с погрешностью  $\pm 0,01$  рН и лежат в основе стандартизации шкал рН. В СССР введены ГОСТ 10170—62 на шкалу рН и ГОСТ 10171—62 на образцовые буферные растворы. В табл. 15-2 приведены значения рН этих растворов [180].

Таблица 15-2

Образцовый раствор	Значения рН при температуре, °С						
	0	15	25	45	65	85	95
0,5 <i>m</i> раствор <sup>1</sup> тетраоксалата калия	1,67	1,67	1,68	1,70	1,74	1,79	1,81
Насыщенный при 25 °С раствор кислого виннокислого калия	—	—	3,56	3,55	3,58	3,62	3,65
0,05 <i>m</i> раствор кислого фталевокислого калия	4,01	4,00	4,01	4,04	4,11	4,18	4,22
0,025 <i>m</i> однозамещенный фосфат калия + 0,025 <i>m</i> двухзамещенный фосфат натрия	6,98	6,90	6,86	6,83	6,84	6,87	6,89
0,01 <i>m</i> раствор тетраборнокислого натрия	9,46	9,27	9,18	9,04	8,94	8,86	8,83

<sup>1</sup> Символ *m* — обозначение моляльности (в молях растворенного вещества на 1 кг растворителя).

**Требования к измерительной цепи и методы коррекции температурной погрешности.** Измерение э. д. с. гальванических преобразователей должно производиться таким образом, чтобы через преобразователь не проходил ток, вызывающий погрешности от поляризации электродов и падения напряжения на внутреннем сопротивлении преобразователя, которое при использовании стеклянных электродов составляет  $10^7$ — $10^9$  Ом. Поэтому основное требование к измерительной цепи — это очень большое входное сопротивление, которое достигается за счет использования электрометрических усилителей или усилителей типа МДМ (см. § 8-7). При использовании динамического конденсатора в качестве модулятора можно получить входное сопротивление до  $10^{15}$ — $10^{16}$  Ом. Для измерения

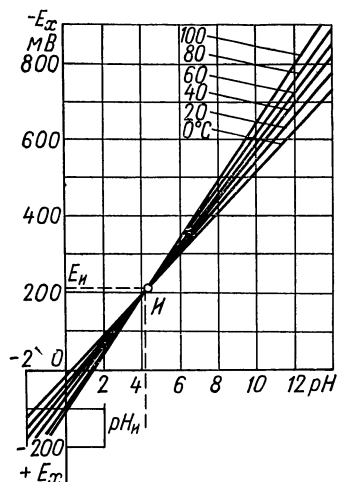


Рис. 15-27

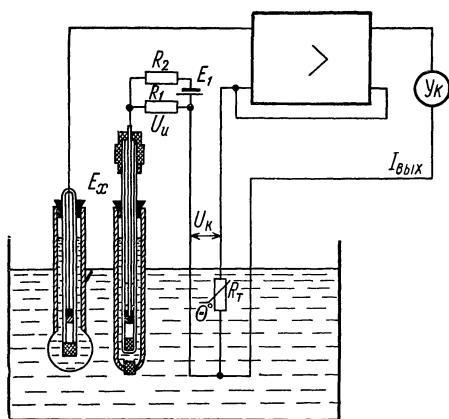


Рис. 15-28

э. д. с. гальванических преобразователей наибольшее распространение получили компенсационные измерительные цепи с автоматической коррекцией температурной погрешности преобразователя.

Зависимость э. д. с. гальванических преобразователей от значения pH и температуры раствора  $t_p$  можно представить семейством прямых, пересекающихся в одной, так называемой изопотенциальной точке И (рис. 15-27). Это означает, что при определенном значении  $pH_{и}$  раствора, соответствующем координате изопотенциальной точки, э. д. с. преобразователя не зависит от температуры. Координаты изопотенциальной точки ( $pH_{и}$  и  $E_{и}$ ) зависят от характера используемых электродов и обычно определяются экспериментально. Представленные на рис. 15-27 зависимости с координатами изопотенциальной точки  $E_{и} = 203$  мВ,  $pH_{и} = 4,13$  ед., относящиеся к преобразователям типа Н. 02. 51(52) [144], можно описать уравнением

$$E_x = -203 - (54,1 + 0,198\Theta_p)(pH - 4,13), \text{ мВ} \quad (15-16)$$

В уравнении (15-16) не учитываются гистерезис и флуктуации электродных потенциалов, а также нелинейность, которая имеет место при изменении температуры в широком диапазоне.

Из рис. 15-27 и уравнения (15-16) видно, что значение температурной погрешности зависит как от температуры, так и от значения рН раствора. На рис. 15-28 показана схема коррекции температурной погрешности гальванического преобразователя при его включении на вход высокоомного усилителя с глубокой отрицательной обратной связью.

Постоянная составляющая э. д. с. преобразователя, соответствующая координате изопотенциальной точки, компенсируется падением напряжения  $U_{и}$ , создаваемого током от вспомогательного источника  $E_1$  на резисторе  $R_1$ .

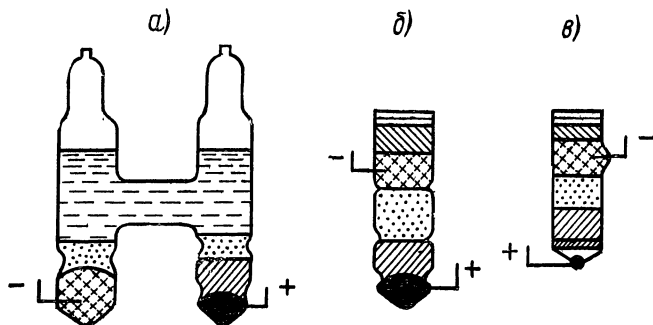


Рис. 15-29

В качестве сопротивления обратной связи используется терморезистор  $R_T$ , помещенный в контролируемый раствор совместно с гальваническим преобразователем. Э. д. с. гальванического преобразователя ( $E_x - U_{и}$ ) почти полностью уравнивается падением напряжения  $U_k = I_{вых} R_T$ . Если сопротивление терморезистора изменяется с температурой по такому же закону, что и крутизна характеристики гальванического преобразователя, то ток  $I_{вых}$  будет определяться только значением рН раствора независимо от его температуры.

**Нормальные элементы** — меры э. д. с. При неизменной концентрации электролита и постоянной температуре э. д. с. гальванической цепи может быть весьма стабильной, что используется для создания нормальных элементов, применяемых в качестве рабочих и образцовых мер э. д. с., а также для осуществления первичного эталона вольта.

Нормальный элемент (н. э.) представляет собой обратимый гальванический элемент, образованный соединением двух полуэлементов, выполненных по особой спецификации из химически чистых веществ. В зависимости от концентрации электролита н. э. разделяются на насыщенные и ненасыщенные.

На рис. 15-29, а показано устройство насыщенного н. э., выполненого в герметическом стеклянном сосуде Н-образной формы.

Положительным электродом является ртуть, а отрицательным — амальгама кадмия (10% Cd и 90% Hg). Выводы от электродов выполняются из платиновой проволоки. В качестве электролита используется насыщенный раствор сульфата кадмия с избытком кристаллов  $\text{CdSO}_4 \cdot \frac{8}{3} \text{H}_2\text{O}$ . Изготавливаются также малогабаритные насыщенные н. э. цилиндрической формы без жидкого электролита (рис. 15-29, б, в). Ненасыщенные н. э. выполняются только Н-образной формы. Электролитом является раствор сульфата кадмия, насыщенный при 4 °С, т. е. ненасыщенный в рабочем диапазоне температур. Насыщенные н. э. выпускаются трех классов точности: 0,001; 0,002 (рис. 15-29, а) и 0,005 (рис. 15-29, а и б). Ненасыщенные — только класса 0,02. Значение класса точности равно допустимому изменению э. д. с. в процентах за год.

Основные параметры н. э. приведены в табл. 15-3.

Таблица 15-3

Класс точности	Действительное значение э. д. с. при 20 °С, В	Допускаемое изменение э. д. с., мкВ		Температура применения, °С
		за год	за 3 суток	
0,001	1,01859—1,01863	10	5	20 ± 0,5
0,002	1,01856—1,01866	20	10	20 ± 2
0,005	1,01850—1,01870	50	30	10—40
0,02	1,0186 —1,0194	200	70	5—55

Насыщенные н. э. характеризуются высокой воспроизводимостью и стабильностью э. д. с. во времени, но относительно большим температурным коэффициентом э. д. с. (около 50 мкВ/К). Для коррекции температурной погрешности насыщенные н. э. термостатируются или вводятся поправки на изменение э. д. с. от температуры. Действительное значение э. д. с. насыщенных н. э. при температуре  $\Theta$  определяется по формуле

$$E_t = E_{20} - 0,0000406 (\Theta - 20) - 0,00000095 (\Theta - 20)^2 + 0,00000001 (\Theta - 20)^3, \text{ В},$$

где  $E_{20}$  — действительное значение э. д. с. при температуре 20 °С, указанное в аттестате н. э.

Для быстрого расчета э. д. с. нормального элемента класса 0,005 можно пользоваться приближенной формулой З. И. Зеликовского [83]

$$E_t = [E_{20} - (\Theta + 20) (\Theta - 20)], \text{ мкВ}.$$

Для определения температуры н. э. в его пластмассовом или металлическом корпусе имеется отверстие для термометра. Ненасыщенные н. э. характеризуются малым температурным коэффициентом э. д. с. (около 2—3 мкВ/К), широким диапазоном температуры

применения, но относительно большой нестабильностью э. д. с. во времени. Внутреннее сопротивление  $R_i$  вновь изготовленных насыщенных н. э. не превышает 1000 Ом, а ненасыщенных — 600 Ом. Со временем  $R_i$  возрастает иногда в десятки раз, что, однако, не оказывает влияния на значение э. д. с. нормального элемента.

Насыщенные н. э. нельзя даже кратковременно, в течение 1 мин, нагружать током более 1 мкА, а ненасыщенные — более 10 мкА.

#### 15-4. ПОЛЯРОГРАФИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Поляррографические преобразователи применяются для качественного и количественного химического анализа. Принцип действия их основан на использовании явления поляризации на одном из электродов электролитической ячейки при электролизе исследуемого вещества и подробно рассмотрен в § 15-1.

Поляррографический преобразователь (рис. 15-30) представляет собой электролитическую ячейку, заполненную раствором анализируемого вещества, с двумя электродами, к которым подводится напряжение от внешнего источника питания.

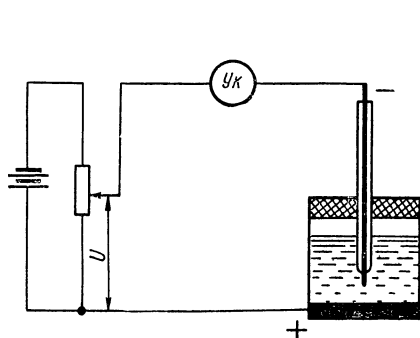


Рис. 15-30

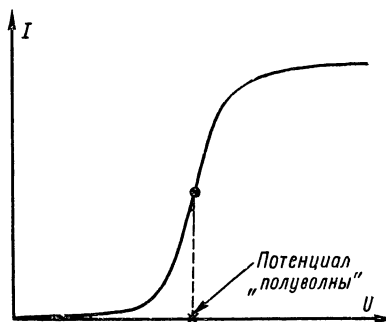


Рис. 15-31

Ток, проходящий через ячейку, определяется выражением

$$I = \frac{U - (e_a - e_k)}{R},$$

где  $R$  — сопротивление ячейки;  $e_a$  — потенциал анода;  $e_k$  — потенциал катода.

Для того чтобы поляризация происходила только на одном электроде, площадь поляризующегося электрода выбирается в несколько сотен раз меньше площади другого электрода. Полагая потенциал неполяризующегося электрода, например  $e_a$ , достаточно малым, а падение напряжения  $IR$  ( $R = 1000$  Ом;  $I = 10^{-6}$  А) много меньшим по величине приложенного напряжения  $U$ , можно определить потенциал  $e_k$  для разных токов как  $e_k \approx U$ . Получаемая таким образом вольт-амперная характеристика (полярrogramма) преобразователя (см. рис. 15-6) представлена на рис. 15-31.

На рис. 15-32, а показаны полярограммы восстановления одних и тех же ионов, полученные при различной концентрации их в растворе. Как видно из кривых, потенциал выделения ионов при прочих равных условиях зависит от их концентрации. Поэтому для качественного анализа используют не потенциал начала резкого возрастания тока (так называемой волны тока на графике), а потенциал, соответствующий середине этой волны, — потенциал «полуволны», который не зависит от концентрации ионов и параметров преобразователя. Если продифференцировать полярографические кривые  $I = f(U)$ , то максимумы кривых  $dI/dU = f'(U)$  (рис. 15-32, б) будут при одном и том же потенциале, также соответствующем потенциалу полуволны исследуемых ионов, а высоты максимумов будут пропорциональны концентрациям.

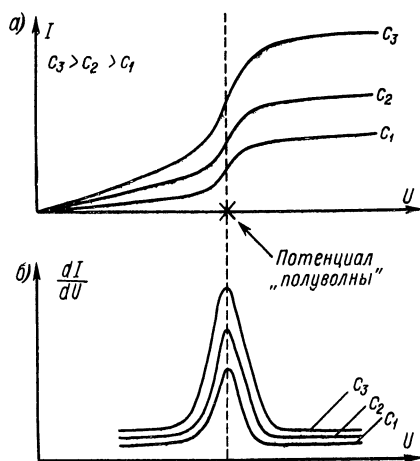


Рис. 15-32

Если в исследуемом растворе содержатся ионы нескольких видов (например,  $Pb^{++}$ ,  $Cd^{++}$ ,  $Zn^{++}$ ), то каждый вид ионов дает свой прирост тока — свою «волну», в результате чего получается многоступенчатая полярограмма, показанная на рис. 15-33.

При подаче на преобразователь возрастающего напряжения вначале через него идет только остаточный ток  $I_0$ , обусловленный разрядом небольшого числа ионов всех видов. При достижении напряжением величины потенциала разряда ионов  $Pb^{++}$  ( $-0,45$  В) ток через преобразователь резко возрастет и достигнет значения  $I_{n1}$ , определяемого концентрацией ионов  $Pb^{++}$  в растворе. При дальнейшем росте напряжения ток остается равным  $I_{n1}$  до тех пор, пока не будет достигнут потенциал разряда ионов  $Cd^{++}$  ( $-0,6$  В), и затем ток снова резко возрастет до значения  $I_{n2}$ . При этом разность токов  $I_{n2} - I_{n1}$  соответствует концентрации в растворе ионов  $Cd^{++}$ . При достижении напряжением величины потенциала разряда ионов  $Zn^{++}$  ( $-1,0$  В) произойдет следующий скачок тока и т. д.

Потенциалы полуволн различных элементов образуют так называемый полярографический спектр, и их значения приведены

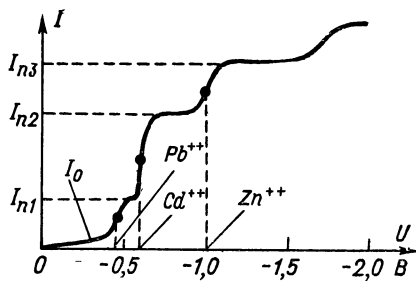


Рис. 15-33

Потенциалы полуволн различных элементов образуют так называемый полярографический спектр, и их значения приведены

в специальных таблицах. Сравнивая потенциалы полуволн, полученные при исследовании неизвестного раствора, с табличными данными, можно установить химический состав исследуемого раствора. Все значения потенциалов полуволн в таблицах обычно даются относительно потенциала нормального каломельного полуэлемента. В качестве примера такого спектра на рис. 15-34 показаны начальные участки полярографических кривых растворов, содержащих различные ионы. По горизонтальной оси отложено напряжение, измеренное с помощью вспомогательного нормального каломельного полуэлемента. Как видно из этих кривых, большинство катионов восстанавливается при потенциале поляризующего катода от 0 до  $-3$  В по отношению к потенциалу нормального каломельного электрода [116].

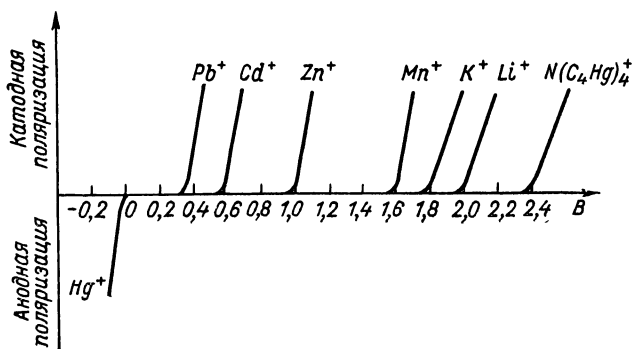


Рис. 15-34

**Добавки фонов.** Для того чтобы падение напряжения  $IR$  в электролите не вносило погрешности в определение потенциалов, испытуемый раствор должен иметь большую проводимость. Для увеличения проводимости в раствор добавляют индифферентные электролиты (фоны), не вступающие в реакцию с испытуемым раствором и имеющие высокий потенциал депольаризации. Хорошими фонами являются хлориды, хлораты и сульфаты лития, кальция или соли четвертичных аммониевых оснований, как, например, тетраметиламмоний  $N(CH_3)_4OH$  с концентрацией 0,1 н.

**Поларографический преобразователь с ртутным капаящим электродом.** Для воспроизводимости рассмотренных полярографических кривых необходимо, чтобы поляризующийся электрод обладал однородной и непрерывно обновляющейся поверхностью и обеспечивалась стационарность процесса диффузии ионов к электроду. Лучше всего этим требованиям удовлетворяет преобразователь с непрерывно обновляющимся капаящим ртутным электродом (рис. 15-35), который впервые в 1921 г. был применен для полярографического анализа автором этого метода Я. Гейровским [46].



Преобразователь представляет собой электролитическую ячейку, состоящую из сосуда, наполненного раствором анализируемых веществ, и двух ртутных электродов. Анодом является ртуть, заполняющая дно сосуда, катодом — капля ртути, образующаяся на конце капиллярной трубки, наполняемой ртутью из резервуара. Под влиянием собственной тяжести капля ртути падает на дно сосуда, после чего образуется следующая капля, и т. д. Таким образом, катодом является непрерывно возобновляющаяся капля ртути. Период от начала образования капли до ее отрыва от капилляра регулируется уровнем ртути в резервуаре и обычно составляет 1—6 с.

На ртутном электроде в результате повторяющегося механизма образования и отрыва капель создается все время одинаковая поверхность с обновляющимся приэлектродным слоем электролита.

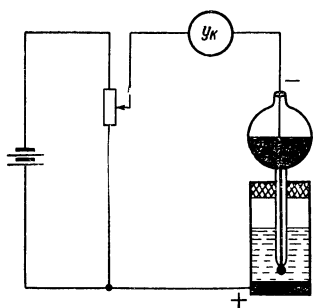


Рис. 15-35

Малая поверхность капли обуславливает поляризацию электрода при сравнительно небольших токах, что вызывает разложение лишь незначительного количества растворенного вещества и не приводит к изменению концентрации раствора.

Для создания ртутного капающего электрода используются капиллярные трубки с диаметром капилляра 0,1 мм и длиной 150—200 мм.

Ртутный капающий электрод обладает некоторыми недостатками, ограничивающими область его применения.

К ним относятся: ядовитость ртути, невозможность исследования расплавленных солей, небольшое допустимое напряжение анодной поляризации ртутного электрода (до  $+0,4$  В), которое ограничено электрохимической реакцией растворения ртути (окисление ртути), что не дает возможности производить анализ веществ, окисляющихся труднее ртути, т. е. при положительных потенциалах больше  $+0,4$  В.

**Полярографические преобразователи с твердыми электродами.** В тех случаях, когда невозможно применять преобразователи с ртутным электродом, используются полярографические преобразователи с твердыми электродами, чаще всего с электродами из платины, золота, серебра, никеля или с электродами, покрытыми слоем амальгамы ртути.

Для получения тонкого диффузионного слоя у электрода и обновления электродного слоя электролита используются вращающиеся по окружности или вибрирующие твердые электроды. При вращающихся электродах увеличивается чувствительность полярографических преобразователей, так как усиливается диффузия вещества к электроду.

## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ТЕПЛОВОГО И СВЕТОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ (ОПТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ)

### 16-1. ПРИНЦИПЫ ДЕЙСТВИЯ И ОСНОВЫ ТЕОРИИ

Оптический преобразователь измеряемой величины  $X_1$  или  $X_2$  в выходную электрическую величину  $I$  (рис. 16-1) содержит источник излучения потока  $\Phi_1$ , некоторый оптический канал и приемник излучения, воспринимающий поток  $\Phi_2$  и преобразующий его в выходной электрический сигнал  $I$ .

Воздействие входной величины  $X$  на поток излучения  $\Phi_2$  может осуществляться двумя путями. В первом случае измеряемая вели-

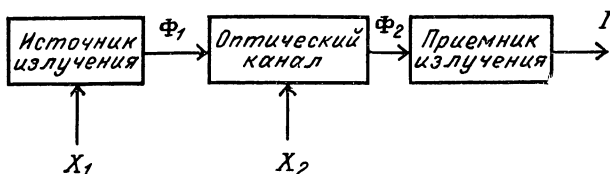


Рис. 16-1

чина  $X_1$  (рис. 16-1) воздействует непосредственно на источник излучения и изменяет тот или иной параметр излучаемого потока  $\Phi_1$ . Во втором случае измеряемая величина  $X_2$  модулирует соответствующий параметр потока  $\Phi_2$  в процессе его распространения по оптическому каналу. Поэтому для уяснения общих принципов действия оптических преобразователей ниже будут рассмотрены законы оптического излучения, законы распространения оптического излучения и взаимодействия его с веществом и основные характеристики источников и приемников излучения, а также примеры наиболее распространенных оптических преобразователей.

Оптическое излучение представляет собой электромагнитное излучение в диапазоне длин волн  $\lambda$  от 0,003 до 300 мкм, что соответствует частотам от  $10^{12}$  до  $10^{17}$  Гц. Оптический диапазон подразделяют на инфракрасную область ( $\lambda > 0,8$  мкм), способную давать тепловое ощущение, видимую область ( $0,4 \leq \lambda \leq 0,8$  мкм), способную давать зрительное, цветовое ощущение, и невидимую — ультрафиолетовую ( $\lambda < 0,4$  мкм).

Электромагнитное излучение, в том числе и оптическое, распространяется в веществе со скоростью  $v_x = c/n$ , где  $c$  — скорость распространения электромагнитных волн в вакууме ( $c = 2,998 \cdot 10^8$  м/с), являющаяся фундаментальной физической константой,  $n$  — оптическая плотность среды (показатель преломления). Показатель преломления воздуха  $n = 1,0003$ , поэтому скорость света в атмо-

сфере незначительно отличается от скорости света в вакууме. Постоянство скорости света в вакууме (и с некоторым приближением в атмосфере) используется для измерения расстояний. При измерениях больших расстояний измеряется время, необходимое для прохождения светом расстояния до объекта измерения и обратно (световые локаторы и светодальномеры). При измерениях малых расстояний удобнее сравнивать их с длиной световой волны посредством фазовых или интерференционных методов.

Прохождение оптического излучения через вещество характеризуется поглощением и рассеянием. Интенсивность пучка параллельных лучей при прохождении слоя среды толщиной  $x$  убывает вследствие поглощения по закону  $\Phi_x = \Phi_0 e^{-k_\lambda x}$ . Коэффициент поглощения  $k_\lambda$  зависит от длины волны (селективность или избирательность поглощения). У «прозрачных» веществ в видимой области спектра  $k_\lambda$  составляет от  $10^{-3} \text{ м}^{-1}$  (воздух) до  $1 \text{ м}^{-1}$  (стекло).

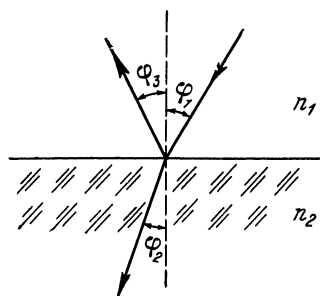


Рис. 16-2

Поглощение оптического излучения, проходящего через раствор, зависит от его концентрации  $c$  (поглощением растворителя пренебрегаем):  $\Phi_x = \Phi_0 e^{-\chi_\lambda c x}$ , где  $\chi_\lambda$  — коэффициент, определяемый свойствами молекул растворенного вещества и длиной волны света. При прохождении оптического излучения через мутное вещество (туман, дым, жидкость, содержащая взвешенные частицы, коллоидный раствор) часть света рассеивается в стороны. Поэтому для мутных

веществ ослабление светового потока описывается выражением  $\Phi_x = \Phi_0 e^{-(k_\lambda + k'_\lambda x)}$ , где  $k'_\lambda$  — коэффициент экстинкции, величина которого зависит от длины волны света и размеров рассеивающих частиц. Изменение интенсивности поглощения в зависимости от толщины слоя, а также селективность поглощения лежат в основе действия целого ряда оптических преобразователей, предназначенных для определения толщины, уровня, концентрации, структуры и химического состава веществ.

На границе раздела двух прозрачных сред, имеющих разные коэффициенты преломления, световое излучение претерпевает преломление (рефракцию) и отражение (рис. 16-2). Между углами падения  $\varphi_1$ , преломления  $\varphi_2$  и отражения  $\varphi_3$  существует простая связь:  $\varphi_1 = \varphi_3$ ;  $\sin \varphi_1 / \sin \varphi_2 = n_2 / n_1$ , где  $n_1$  и  $n_2$  — коэффициенты преломления сред до и после границы раздела. Коэффициент преломления прозрачной среды убывает с ростом длины волны, следовательно, при одном и том же угле падения световые лучи больших длин волн преломляются под большими углами. Это свойство используется в спектральных приборах для разложения и анализа сложного света. Измеряя углы падения и преломления, можно измерять коэф-

фициенты преломления веществ (рефрактометрия). Коэффициент отражения непрозрачных тел сильно зависит от рода материала и состояния поверхности. Это свойство используется при измерениях шероховатости, точки росы по помутнению зеркала и т. д.

Электромагнитные волны, в том числе и световые, являются поперечными, и важной характеристикой оптического излучения является плоскость поляризации, т. е. плоскость, в которой лежит вектор напряженности электрического поля и направление распространения электромагнитной волны. Для многих веществ показатель преломления и скорость распространения имеют различные значения в зависимости от ориентации плоскости поляризации (оптическая анизотропия). Оптически активные вещества (сахар, высокомолекулярные соединения) способны поворачивать плоскость поляризации проходящего через них света прямо пропорционально концентрации и толщине слоя.

Оптическая анизотропия и активность могут вызываться механическими напряжениями, электрическим полем, магнитным полем. Поэтому поляризационно-оптические преобразователи широко используются для точных измерений характеристик кристаллов и концентрации оптически активных веществ [153], для измерения механических напряжений методом фотоупругости [160], а также для построения безынерционных модуляторов света, управляемых электрическим или магнитным полем [160].

Оптическое излучение возникает при возбуждении атомов и молекул вещества путем нагревания (тепловое или температурное излучение) либо путем прямого преобразования (атомами или молекулами) других видов энергии («холодное», или люминесцентное, излучение).

Интенсивность потока оптического излучения характеризуется мощностью  $P$  в ваттах, переносимой излучением всех длин волн, присутствующих в потоке. Характеристикой излучающих тел является энергетическая светимость  $R$ , т. е. поток, излучаемый единицей поверхности, в Вт/м<sup>2</sup>. Указанные величины, отнесенные к единичному интервалу длин волн (вблизи длины волны  $\lambda$ ), называются соответственно спектральной плотностью потока  $P_\lambda$  в Вт/м<sup>2</sup> или светимости  $R_\lambda$  в Вт/м<sup>3</sup>.

Силой излучения  $J$  в Вт/ср называется поток, отнесенный к единице телесного угла, в пределах которого распространяется излучение. Сила излучения единицы площади светящейся поверхности называется ее яркостью  $B$  и измеряется в Вт/(м<sup>2</sup>·ср). При тепловом излучении спектральная светимость любого тела определяется из закона Кирхгофа  $R_\lambda = a_\lambda R_\lambda^*$ , где  $a_\lambda$  — коэффициент поглощения тела на данной длине волны, зависящий главным образом от свойств тела, а  $R_\lambda^*$  — спектральная светимость некоторого гипотетического тела, обладающего способностью поглощать полностью падающее на него излучение любой длины волны (т. е.  $a_\lambda \equiv 1$ ) и называемого поэтому абсолютно черным телом (АЧТ). По формуле Планка све-

тимостью АЧТ  $R_\lambda^*$  определяется однозначно его абсолютной температурой:

$$R_\lambda^* = C_1 \lambda^{-5} \frac{1}{\frac{C_2}{\lambda T} - 1},$$

где  $C_1 = 2\pi hc^2$ ;  $C_2 = hc/k$ ,  $h$  — постоянная Планка;  $k$  — постоянная Больцмана. На рис. 16-3 приведены кривые спектральной светимости АЧТ, параметром которых является абсолютная температура АЧТ. При данной температуре  $T$  максимальное значение спектральной светимости АЧТ, составляющее  $R_{\lambda_{\max}}^* = 1,301 \cdot 10^{-5} T^5$ , приходится на длину волны  $\lambda_{\max} = 2886/T$  мкм, а его интегральная

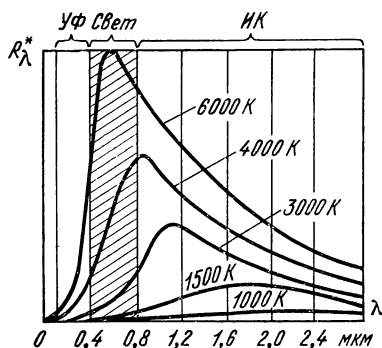


Рис. 16-3

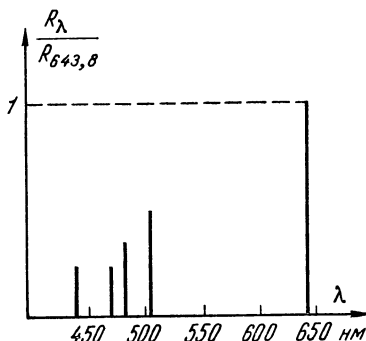


Рис. 16-4

светимость, т. е. площадь, ограниченная соответствующей кривой на рис. 16-3, равна  $R^* = 5,67 \cdot 10^{-8} T^4$  (закон Стефана—Больцмана). Эти фундаментальные законы позволяют использовать оптические методы для бесконтактного измерения температуры АЧТ, а при известном  $a_\lambda$  и для измерения температуры любого реального тела (см. § 23-5).

Наиболее простым по спектральному составу является излучение веществ в газообразном или парообразном состоянии. Так как атомы и молекулы газа характеризуются строго индивидуальным и дискретным набором возможных значений внутренней энергии  $E_i$ , то газы и пары обнаруживают значительное поглощение (а следовательно, и излучение) только на резонансных частотах  $\nu_{oi} = E_i/h$  или при длинах волн  $\lambda_{oi} = hc/E_i$ . Поэтому тонкие слои газов и паров характеризуются линейчатыми спектрами поглощения и излучения. В качестве примера на рис. 16-4 показан видимый спектр излучения паров кадмия.

Резонансные частоты (длины волн) излучения некоторых элементов обнаруживают весьма высокую стабильность и воспроизводимость (до  $10^{-8}$ ), что позволяет использовать их в качестве образцовых мер длины (красная линия кадмия, оранжевая линия криптона). Исследование спектров излучения и поглощения веществ

в газо- или парообразном состоянии позволяет производить качественный (по расположению линий в спектре) и количественный (по интенсивности линий) анализы.

## 16-2. ИСТОЧНИКИ ТЕПЛОВОГО И СВЕТОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Источники оптического излучения подразделяются на тепловые и люминесцентные. К тепловым относятся лампы накаливания и газоразрядные лампы сверхвысокого давления. К люминесцентным — электролюминофоры, газоразрядные, лампы, оптические квантовые генераторы и светодиоды [127, 208, 212]. Основными характеристиками источников являются интенсивность и спектральный состав излучения. Для удобства сравнения спектров различных источников их излучательную способность на данной длине волны выражают в долях или процентах от максимальной спектральной излучательной способности.

Для оценки интенсивности видимого излучения (света) чаще применяют не энергетические, а фотометрические характеристики, основанные на сравнении световых потоков по зрительному ощущению. Основной фотометрической величиной является сила света источника. Единицей силы света является кандела. Световой поток измеряется в люменах. Люмен — это световой поток, испускаемый точечным изотропным источником силой света в одну канделу (1 кд) в телесном угле один стерadian (1 ср). Яркость источников света измеряется в кд/м<sup>2</sup>.

Важной характеристикой источников света является их светотдача. Она характеризуется отношением видимого глазом светового потока ко всему лучистому потоку источника и выражается в лм/Вт. Если известна функция распределения мощности излучения по длинам волн  $P_\lambda$ , то видимый световой поток в люменах равен

$$\Phi = 683 \int_0^\infty P_\lambda k_\lambda d\lambda, \quad (16-1)$$

где  $k_\lambda$  — функция относительной видности, характеризующая относительную спектральную чувствительность глаза. Численные значения  $k_\lambda$  приведены в табл. 16-1.

Таблица 16-1

$\lambda$ , мкм	0,400	0,450	0,500	0,555	0,590	0,650	0,700
$k_\lambda$	0,000	0,038	0,323	1,000	0,957	0,107	0,004

Световому потоку в 1 лм соответствует разная мощность в зависимости от спектрального состава света. В области максимальной чувствительности глаза ( $\lambda = 0,555$  мкм) световому потоку в 1 лм соответствует мощность 1/683 Вт.

**Лампы накаливания**, применяемые в оптических приборах, показаны на рис. 16-5. К этим лампам предъявляются повышенные требования в отношении качества стекла баллонов, формы и главным образом расположения тела накала, которое должно быть малым по величине и равномерным по яркости. Например, лампы типа ОП12-100 имеют тело накала, выполненное в виде конической спирали, витки которой расположены таким образом, что в проекции они накладываются друг на друга, образуя почти равномерный по яркости диск. Электрические лампы накаливания излучают сплошной спектр. Спектральное распределение энергии излучения и интегральная светимость ламп накаливания сильно зависят от температуры нити и, следовательно, от режима питания. Параметры ламп

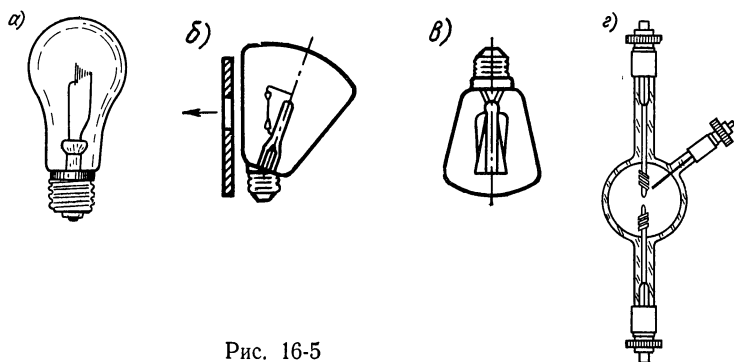


Рис. 16-5

накаливания типа ОП (рис. 16-5, а) а также фотометрических (светоизмерительных) ламп типа СИС (рис. 16-5, б) и СИП (рис. 16-5, в) приведены в работе [222].

**Газоразрядные источники света** дают свечение в результате прохождения электрического тока через газ или пар. Различают газоразрядные источники дугового, тлеющего и импульсного разряда. По величине давления в колбе различают лампы низкого, высокого и сверхвысокого давления.

*Ртутно-кварцевые лампы* сверхвысокого давления (рис. 16-5, г) имеют баллон шаровой формы из кварцевого стекла, внутри которого при работе давление достигает 30—50 атм. В этих условиях дуговой разряд в парах ртути концентрируется между концами электродов, причем яркость разрядного промежутка достигает очень больших величин, недоступных для ламп накаливания. Излучение ртутно-кварцевых ламп имеет линейчатый спектр (максимальную интенсивность имеет ультрафиолетовая линия с длиной волны 365 мм), наложенный на непрерывный фон, излучаемый раскаленными электродами лампы. Основные световые и электрические параметры ртутно-кварцевых ламп приведены в работе [208].

*Импульсные лампы* [150] являются источниками световых вспышек. Для этих ламп характерно то, что их электроды соединены с за-

ряженным конденсатором. При поджиге разрядного промежутка высоковольтным импульсом происходит разряд конденсатора через лампу, сопровождаемый интенсивной вспышкой.

*Газоразрядные спектральные лампы* являются источниками с линейчатым спектром излучения и находят применение в спектрометрии, рефрактометрии и т. д. Они состоят из кварцевой разрядной трубки, заполненной аргоном и парами металлов: ртути, кадмия, цинка, натрия, цезия. Разрядные трубки заключаются в стеклянный баллон. Наиболее интенсивные линии, излучаемые лампами этой группы, соответствуют длинам волн для лампы ДНаС18 (пары натрия) 589 нм, для лампы ДКдС20 (пары кадмия) 467,8; 480; 508,6; 643,8 нм.

**Оптические квантовые генераторы (лазеры)** позволяют получить чрезвычайно интенсивные остро направленные пучки монохроматического света. В настоящее время наибольшее распространение имеют три типа лазеров: газовые, твердотельные (в частности, рубиновые) и полупроводниковые [92, 94]. Наиболее монохроматическим и остронаправленным является излучение газовых лазеров. Разработаны и выпускаются малогабаритные газовые лазеры типов ЛГ-18, ЛГ-55, ЛГ-56 с активным веществом в виде гелиево-неоновой смеси. Они имеют следующие характеристики: длина волны излучения 632,8 нм, мощность излучения от 0,5 мВт (ЛГ-18) до 2 мВт (ЛГ-56), сечение пучка — круг диаметром 1—2 мм, угол расходимости пучка не более 10'. Рубиновые лазеры излучают свет с  $\lambda = 694\,30 \pm 0,02$  нм и могут работать как в непрерывном, так и в импульсном режиме. Мощность излучения в импульсе ( $\tau = 0,5 \cdot 10^{-3}$  с) может составлять  $10^4$  Вт. Угол расходимости луча  $20\text{—}30'$ .

Основными преимуществами оптических генераторов на полупроводниковых материалах (арсенид галлия, кремний с примесью индия, фосфид галлия, арсенид индия и др.) являются высокий к. п. д. (80—90%) и простота возбуждения и модуляции оптического излучения (путем воздействия на ток возбуждения). Длина волны излучения зависит от типа активного вещества. Ширина линии излучения может составлять несколько нанометров, угол расходимости пучка  $6\text{—}10^\circ$ .

**Светодиоды** являются весьма удобными миниатюрными источниками света, для которых используются те же полупроводниковые материалы, что и для полупроводниковых лазеров. В отличие от лазеров светодиоды не имеют резонаторов, поэтому их излучение не когерентно. Ширина линии излучения светодиодов составляет 10,0—20,0 нм. Достоинства полупроводниковых светодиодов заключаются в высоком к. п. д., возможности модуляции излучения по произвольному закону (путем управления возбуждающим током) и долговечности. Характеристики серийно выпускаемых светодиодов типа АЛ102 и КЛ101 приведены в табл. 16-2.

Температурные диапазоны работы светодиодов составляют: на основе арсенида галлия — от  $-60$  до  $+80^\circ\text{C}$ , фосфида галлия —



от  $-60$  до  $+70$  °С, карбида кремния — от  $-10$  до  $+70$  °С. При повышении температуры длина волны, на которую приходится максимум излучения, увеличивается примерно на  $0,3$  нм на  $1$  К [212].

Таблица 16-2

Тип	Цвет излучения	Яркость, кд/м <sup>2</sup>	Номинальный ток мА	Номинальное напряжение, В
АЛ102А	Красный	5	5	3,2
АЛ102Б	Красный	40	20	4,5
АЛ102В	Зеленый	50	30	5
КЛ101	Желтый	20—60	10—40	—

### 16-3. ПРИЕМНИКИ ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Приемники оптического излучения можно разделить на две большие группы: тепловые и фотоэлектрические. К тепловым приемникам относятся термоэлементы и болометры, принцип работы которых основан на предварительном преобразовании энергии излучения в тепловую. К фотоэлектрическим приемникам, объединяемым общим названием «фотоэлементы», относятся преобразователи, в которых используются явления внешнего или внутреннего фотоэффекта: вакуумные и газонаполненные фотоэлементы, фоторезисторы, вентильные фотоэлементы, фотодиоды и фототриоды, фотогольваномангнитные фотоэлементы.

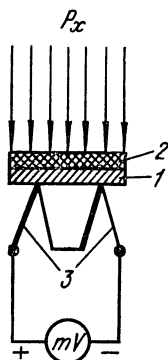


Рис. 16-6

Тепловой приемник представляет собой тонкий металлический диск 1 и термочувствительный элемент 3, измеряющий температуру диска (рис. 16-6).

Диск 1, покрытый слоем черни 2, поглощающим падающее на него излучение, нагревается до температуры, при которой мощность, рассеиваемая излучением, теплопроводностью и конвекцией (см. § 7-3 и 14-3), будет равна поглощаемой мощности. Коэффициент поглощения черной поверхности мало отличается от единицы в диапазоне от ультрафиолетового до инфракрасного излучения, если слой черни имеет толщину (до  $30-40$  мкм), большую максимальных длин волн, на которые рассчитан приемник. Таким образом, выходная величина приемника пропорциональна интегральной мощности  $P_x$  падающего на его приемную площадку излучения и не зависит от спектрального состава этого излучения.

Для уменьшения конвективных потерь преобразователь излучения помещают в вакуум (при откачивании воздуха в баллоне до  $10^{-4}$  мм рт. ст. чувствительность возрастает более чем в  $10$  раз.)

Стекланная стенка оболочки поглощает излучение и ограничивает спектральный диапазон преобразователя, этот недостаток может быть уменьшен, если применять тонкие окна из кварца, прозрачного для инфракрасного и ультрафиолетового излучения. Площадь элемента, воспринимающего излучение, не должна превышать сечения падающего пучка лучей и в зависимости от поставленной задачи может составлять от 0,1 до  $10^4$  мм<sup>2</sup>. В качестве термочувствительного элемента может быть использован терморезистор (см. § 14-5) или батарея термопар (см. § 14-2), а также пироэлектрический преобразователь (см. § 11-1) или пьезорезонатор, частота которого изменяется в зависимости от температуры.

В ряде случаев преобразователь излучения не имеет специального диска и представляет собой плоскую полосу из двух различных металлов, образующих термопару, или тонкую полосу из металла или полупроводника, изменяющую свое сопротивление в зависимости от температуры. Преобразователи с изменяющимся сопротивлением называются болометрами. Порог чувствительности по мощности излучения, при котором выходное напряжение преобразователя равно

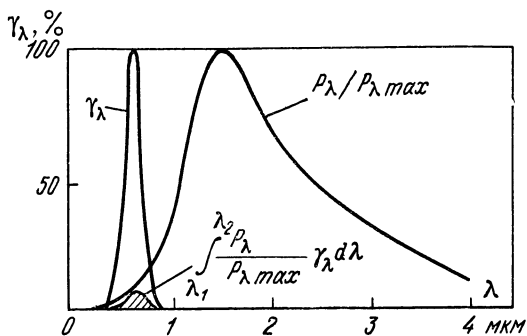


Рис. 16-7

эффективному напряжению шумов, составляет для наиболее чувствительных преобразователей излучения  $10^{-8}$ — $10^{-10}$  Вт. Наименьшая постоянная времени преобразователей 0,5—5 мс [148, 198].

Фотоэлементы в отличие от тепловых приемников являются селективными преобразователями, поэтому выходная величина фотоэлементов определяется наряду с интенсивностью падающего на них излучения и его спектральным составом.

Спектральной чувствительностью фотоэлемента называется отношение приращения фототока к изменению монохроматического лучистого потока длиной волны  $\lambda$ :

$$S_{\lambda} = \Delta I / \Delta P_{\lambda}, \text{ мкА/Вт.}$$

Зависимость  $S_{\lambda} = f(\lambda)$  называется абсолютной спектральной характеристикой фотоэлемента. Практически чаще используется относительная спектральная характеристика  $\gamma_{\lambda} = S_{\lambda} / S_{\lambda \text{ max}}$ , где  $S_{\lambda \text{ max}}$  — максимальное значение спектральной чувствительности фотоэлемента. Интегральная чувствительность фотоэлемента зависит, как это видно из рис. 16-7, от степени перекрытия функций

спектральной чувствительности фотоэлемента  $\gamma_\lambda$  и спектральной плотности  $P_\lambda$  лучистого потока:

$$S_P = \frac{\Delta I}{\Delta P} = \frac{S_{\lambda \max} \int_0^\infty P_\lambda \gamma_\lambda d\lambda}{\int_0^\infty P_\lambda d\lambda}. \quad (16-2)$$

Фотоэлементы, предназначенные для работы в видимой области спектра, характеризуются интегральной световой чувствительностью  $S_\Phi = \Delta I / \Delta \Phi$ , мкА/лм, которая может быть рассчитана по формуле (16-2), если ее знаменатель заменить выражением (16-1). Интегральные чувствительности, приводимые в паспортных данных, определены при использовании стандартных источников: источника типа А ( $T = 2848$  К) для фотоэлементов с внешним фотоэффектом, источников типа А, Б ( $T = 2500$  К) и В ( $T = 2360$  К) для фотоэлементов с внутренним фотоэффектом. При использовании источников излучения, отличных от стандартных, интегральная чувствительность должна быть пересчитана, например, по формуле (16-2).

Чувствительность фотоэлементов определяют, кроме того, при вполне определенных напряжениях питания, схеме включения, частоте пульсаций светового потока и т. д. В связи с этим оказываются важными следующие характеристики фотоэлементов, с помощью которых можно корректировать паспортные данные применительно к реальным условиям эксплуатации:

1) вольт-амперная характеристика — зависимость фототока от величины напряжения, приложенного к фотоэлементу, при постоянной величине светового потока;

2) световая характеристика — зависимость фототока от величины светового потока (неизменного спектрального состава) при неизменном напряжении питания, характеризующая нелинейность фотоэлемента;

3) частотная характеристика — зависимость чувствительности от частоты изменения интенсивности светового потока.

Порог чувствительности фотоэлементов ограничивается флуктуационными помехами и темновым током. Величины темновых токов обычно указываются в числе других характеристик фотоэлементов. Верхний предел измерения ограничен наличием эффекта усталости светочувствительного слоя, зависящего как от величины светового потока, так и от времени его действия и вызывающего уменьшение чувствительности и смещение спектральной характеристики фотоэлемента. Световая чувствительность восстанавливается после пребывания фотоэлемента в течение некоторого времени в темноте, однако при больших освещенностях уменьшение чувствительности может быть необратимым.

Эффект усталости характеризуется величинами максимально допустимых освещенностей или максимально допустимых выходных токов и кривыми утомляемости фотоэлементов. Температура

окружающей среды влияет на величины флуктуационных помех, темнового тока и чувствительности фотоэлементов, и для некоторых типов фотоэлементов, в особенности подверженных действию температуры (фоторезисторы), в паспорте приводятся и температурные характеристики.

Фотоэлементы с внешним фотоэффектом — это вакуумные и газонаполненные фотоэлементы и фотоумножители. Принцип действия этих фотоэлементов заключается в том, что кванты света, достигая чувствительной поверхности (фотокаатода), выбивают фотоэлектроны, которые увлекаются внешним электрическим полем и создают фототок. Электрон может покинуть катод только, если энергия фотона больше работы выхода, т. е.  $hc/\lambda_0 \geq \phi$ , и, следовательно, излучение с длиной волны  $\lambda > \lambda_0$  не может вызвать фотоэмиссии с данного фотокаатода. Поэтому длина волны  $\lambda_0$  называется длинноволновой границей спектральной чувствительности фотоэлемента.

Для работы в видимой области спектра используются фотокаатоды из щелочных металлов: лития, натрия, цезия, калия, рубидия. Спектральные характеристики вакуумных газонаполненных фотоэлементов и фотоумножителей целиком определяются свойствами фотокаатодов. На рис. 16-8

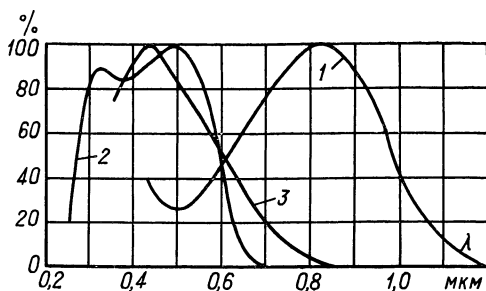


Рис. 16-8

приведены такие характеристики для наиболее распространенных серебрянооксидноцезиевого (кривая 1), сурьмяноцезиевого (кривая 2) и многощелочного (кривая 3) фотокаатодов.

**Вакуумные фотоэлементы** выполняются в виде сферических стеклянных баллонов, на внутреннюю поверхность которых наносится слой фоточувствительного материала, образующий фотокаатод. Анод выполняется в виде кольца или сетки из никелевой проволоки (рис. 16-9, а). На рис. 16-9, б приведены вольт-амперные характеристики вакуумного фотоэлемента. При напряжениях 30—70 В наступает режим насыщения, и изменение напряжения в пределах 70—300 В не сказывается на величине фототока.

Преобразование светового потока в ток в вакуумных фотоэлементах практически безынерционно, так как определяется в основном временем фотоэмиссии ( $\approx 10^{-12}$  с) и временем пролета электронов ( $\approx 10^{-9}$  с). Однако при использовании фотоэлементов приходится ориентироваться на значительно большую инерционность цепи, определяемую внутренним сопротивлением и емкостью фотоэлемента, а также сопротивлением и емкостью подключаемых к нему внешних цепей. При измерении слабых световых потоков необходимо учитывать ток, текущий через фотоэлемент, когда он затемнен. Основными составляющими темнового тока фотоэлемента являются ток термо-

электронной эмиссии с катода ( $\approx 10^{-12}$  А) и ток утечки между электродами ( $10^{-10}$ — $10^{-7}$  А). Наибольший ток утечки имеют фотоэлементы, в которых оба вывода осуществляются через цоколь баллона, и наименьший — фотоэлементы, в которых выводы сделаны с разных концов баллона.

Освещенность фотокатода при длительной работе должна быть такой, чтобы ток фотоэмиссии не превышал 1 мкА на 1 см<sup>2</sup> поверхности катода ( $E \approx 10^2$  лк). Таким образом, выходные токи вакуум-

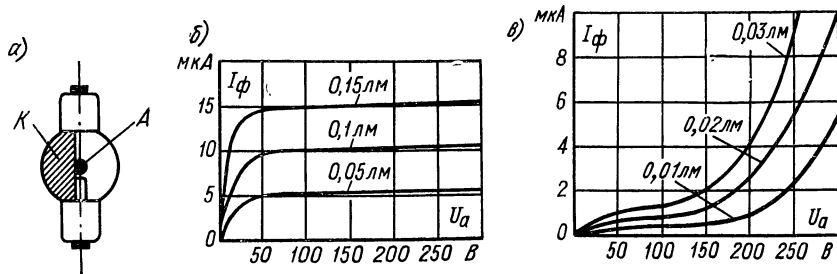


Рис. 16-9

ных фотоэлементов не превышают нескольких микроампер. Фото- ток вакуумных фотоэлементов прямо пропорционален величине светового потока. Их чувствительность (табл. 16-3) определяется величинами  $S_{\Phi} \approx 10 \div 100$  мкА/лм;  $S_P \approx 0,002 \div 0,1$  мкА/мкВт [264].

Таблица 16-3

Обозначение фотоэлемента и тип фотокатода	Напряжение питания, В	Чувствительность, мкА/лм	Темновой ток, А
СЦВ-3 Сурьмяноцезиевый вакуумный	240	80	$10^{-8}$
ЦГ-1 Кислородноцезиевый газозовый	240	200	$10^{-7}$
ФЭУ-19 Сурьмяноцезиевый вакуумный, 13 эмиттеров	1100	$100 \cdot 10^6$	$2 \cdot 10^{-8}$

**Газонаполненные фотоэлементы** позволяют получать токи, в несколько раз бóльшие по сравнению с токами от вакуумных фотоэлементов. При заполнении фотоэлемента инертными газами Ne, Ar, Kr, Xe фотоэлектроны, движущиеся к аноду, сталкиваются с молекулами газа и ионизируют их. В результате от катода к аноду

двигается нарастающая лавина электронов, а к катоду — лавина положительно заряженных ионов. Отношение величины тока, усиленного за счет ионизации, к величине первичного фототока называется коэффициентом газового усиления и может достигать 6—7. Соответственно этому чувствительность газовых фотоэлементов составляет  $S_{\Phi} = 100 \div 250$  мкА/лм (табл. 16-3). Однако световая характеристика в области световых потоков, превышающих 0,1 лм, становится нелинейной. Из приведенных на рис. 16-9, в вольт-амперных характеристик следует, что чувствительность газовых фотоэлементов весьма сильно зависит от напряжения питания, которое должно стабилизироваться и не превышать 100—240 В, ибо выше этих значений начинается область самостоятельного разряда.

В газовых фотоэлементах максимальная амплитуда фототока достигается лишь через некоторое время после начала освещения (по мере развития газового разряда). Поэтому газовые фотоэлементы применяются для регистрации световых потоков с частотами не выше нескольких сотен герц. Основные характеристики наиболее распространенных промышленных типов вакуумных и газовых фотоэлементов приведены в работе [264].

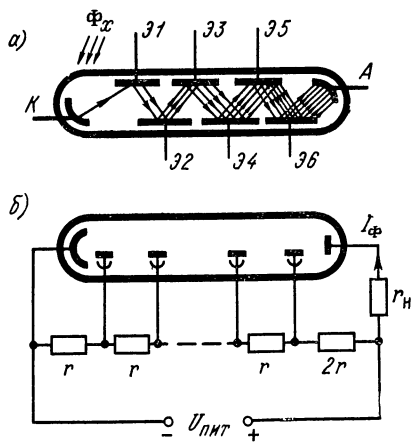


Рис. 16-10

**Фотоумножители** [265]. В фотоумножителях для усиления первичного фототока используется вторичная электронная эмиссия. Для этого в фотоумножителях (рис. 16-10, а), помимо фотокатода  $K$  и анода  $A$ , вводятся вторичные катоды (эмиттеры)  $\mathcal{E}$  и системы фокусировки электронного пучка. Коэффициент вторичной эмиссии в зависимости от материала и свойств поверхности эмиттера, скорости электронов может составлять 2,5—4. Общий коэффициент усиления в многокаскадных фотоумножителях может достигать сотен тысяч. Напряжение питания подводится ко всем катодам и аноду посредством резистивного делителя (рис. 16-10, б).

Световые характеристики фотоумножителей при малых анодных токах (несколько микроампер) весьма близки к линейным. При больших токах приходится учитывать нелинейность, хотя максимальная величина выходного тока может достигать 1 мА. Явление вторичной электронной эмиссии практически безынерционно, поэтому фотоумножители, как и вакуумные фотоэлементы, могут использоваться для регистрации весьма быстротекущих процессов.

Конструктивно фотоумножители выпускаются в миниатюрном (ФЭУ60), малогабаритном (ФЭУ62) и обычном (ФЭУ19) исполнении.

Параметры промышленных фотоумножителей приведены в работе [187] и в качестве примера для ФЭУ19А — в табл. 16-3.

**Фоторезисторы** представляют собой однородную полупроводниковую пластинку с омическими контактами, которая при освещении уменьшает свое сопротивление в результате внутреннего фотоэффекта, т. е. вследствие образования дополнительных пар «электрон—дырка» за счет энергии падающих фотонов.

Спектральные характеристики фоторезисторов представлены на рис. 16-11, а и определяются свойствами используемых полупроводниковых материалов. Кривая 1 характеризует фоторезисторы из сернистого свинца (тип ФС-А), кривая 2 — из поликристаллов сернистого кадмия (тип ФС-К), кривая 3 — из монокристаллов

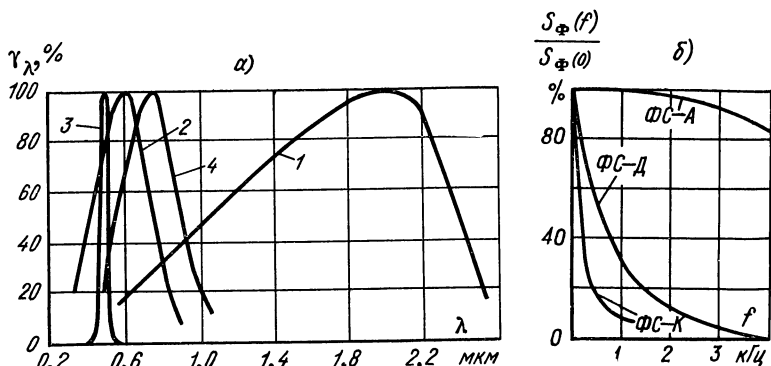


Рис. 16-11

сернистого кадмия (тип ФС-КМ) и кривая 4 — из селенида кадмия (тип ФС-Д). Фоторезисторы характеризуются кратностью изменения сопротивления под действием света  $n = R_{\text{темн}}/R_{\text{свет}}$ , которая для различных типов фоторезисторов лежит в пределах от 1,2 до сотен и тысяч. Такое значительное изменение сопротивления нужно иметь в виду при выборе схем включения фоторезисторов, чтобы не получить большой нелинейности (см. § 5-4).

Вольт-амперные характеристики фоторезисторов линейны в пределах допустимых мощностей рассеяния (0,01—0,1 Вт в зависимости от типа и конструкции резистора). Световая характеристика имеет вид  $I_{\Phi} = k\Phi_k^n$ , где  $n$  лежит в пределах 0,5—1. Таким образом, световую характеристику фоторезистора можно считать линейной только при малых уровнях светового потока или малых освещенностях. В частности, для фоторезисторов типа ФС-Д световая характеристика линейна примерно до 200—300 лк.

Частотные характеристики фоторезисторов, справедливые для комнатных температур и слабых световых потоков ( $10^{-5}$  лм), приведены на рис. 16-11, б.

Порог чувствительности фоторезисторов определяется, как и в обычном резисторе, тепловыми шумами. Для снижения уровней

шумов при измерении слабых сигналов резисторы охлаждают. Характеристики фоторезисторов (темновое сопротивление, чувствительность, инерционность) сильно зависят от температуры. Темновое сопротивление и чувствительность с ростом температуры уменьшаются, а постоянная времени  $\tau$  увеличивается. Для большинства фоторезисторов допустимый температурный диапазон составляет от  $-60$  до  $+60$  °С. Основные характеристики выпускаемых промышленностью фоторезисторов приведены в работах в [181, 187], некоторые характеристики в качестве примера указаны в табл. 16-4.

Таблица 16-4

Тип фоторезистора	Площадь светочувствительной поверхности, мм <sup>2</sup>	$S_{\Phi}$ , мкА/(лм · В)	$R_{\text{темн}}$ , Ом	$n = R_{\text{темн}}/R_{\text{свет}}$	$\tau$ , с	Температурный коэффициент чувствительности, проц/К	$U_{\text{раб}}$ , В
ФС-А1	24	500	$10^4 - 10^5$	1,2	$10^{-5}$	1,5	4—40
ФС-К4	24	6000	$2 \cdot 10^6$	100	$2,5 \cdot 10^{-2}$	0,2	220
ФС-КМ1	1,65	—	$10^6$	Более $10^3$	$10^{-2}$	0,5—2,0	50—150

Примечание. Здесь  $S_{\Phi}$  — интегральная чувствительность при напряжении питания 1 В.

Следует отметить, что фоторезисторы могут иметь самые разнообразные конструктивные решения: герметизированные, с жесткими и мягкими выводами, кольцевой формы и т. д. Представляют интерес дифференциальные фоторезисторы, которые имеют три вывода и могут прямо включаться в дифференциальные измерительные цепи.

В последнее время выпускаются, кроме того, так называемые позиционно-чувствительные фоторезисторы, выполняющие роль бесконтактных реохордов и делителей тока, управляемых перемещением светового пятна.

**Генераторные фотоэлементы.** В генераторных фотоэлементах, как и в фоторезисторах, используется внутренний фотоэффект в полупроводниках. Однако в них создаются условия, приводящие к пространственному разделению возбуждаемых светом носителей тока (электроны и дырки) и, следовательно, к образованию фото- э. д. с. на зажимах фотоэлементов. Практическое применение в настоящее время имеют методы разделения с помощью магнитного поля и с помощью запирающих слоев ( $p - n$ -переходов). Соответственно следует различать гальваномагнитные и вентильные (запорные) фотоэлементы.

*Гальваномагнитный фотоэлемент* (рис. 16-12, а) состоит из полупроводникового монокристалла 1, размещенного между полюсными наконечниками 2 постоянного магнита. Поток излучения, по-



глощаемый поверхностью кристалла, создает вблизи нее повышенную концентрацию электронно-дырочных пар, которые диффундируют в глубь кристалла. Движущиеся электроны и дырки отклоняются магнитным полем в разные стороны, и между электродами 3 и 4 устанавливается разность потенциалов. Если замкнуть эти электроды на малое внешнее сопротивление, то в цепи возникнет фототок, пропорциональный световому потоку:  $i_{\Phi} = kB\Phi_k$ .

Основным достоинством гальваномагнитных фотоэлементов является возможность измерения инфракрасных излучений (максимум чувствительности при  $\lambda = 6,2$  мкм) при весьма малой инерционности, не превышающей 0,2 мкс, что недоступно для других фотоэлементов и для термочувствительных элементов, обычно используемых для измерения инфракрасных излучений. В практических

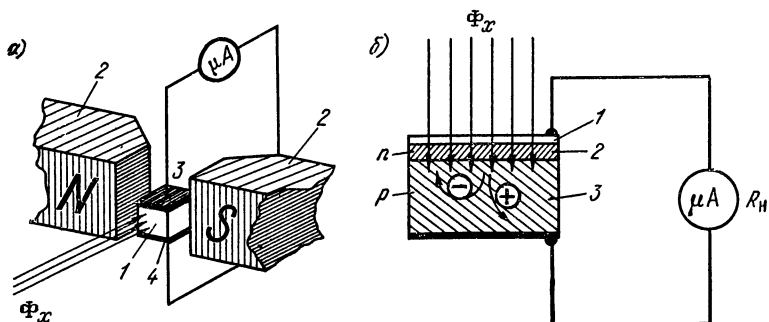


Рис. 16-12

конструкциях гальваномагнитных фотоэлементов в качестве чувствительного элемента используются монокристаллы объемом 1—2 мм<sup>3</sup> сурьмянистого индия высокой чистоты. Фотоэлемент размещается в цилиндрическом корпусе, служащем одновременно магнитной системой, индукция в зазоре которой составляет 0,8 Т. При общей массе фотоэлемента 100 г энергетическая чувствительность характеризуется величиной порядка 1 В/Вт или примерно 30 мА/Вт.

*Вентильный фотоэлемент* (рис. 16-12, б) представляет собой полупроводниковый диод, один из электродов которого выполняется полупрозрачным. Световой поток  $\Phi_x$  проходит через полупрозрачный электрод 1, тонкий слой 2 полупроводника *n*-типа и поглощается в прилегающей к нему части пластинки полупроводника *p*-типа 3. В ней вследствие фотоэффекта образуется повышенная концентрация электронно-дырочных пар. Электроны увлекаются потенциальным барьером на границе *p* — *n*-перехода и беспрепятственно проникают в слой 2.

Сопротивление *p* — *n*-перехода в обратном направлении  $R_{обр}$  составляет десятки килоом, поэтому избыток основных носителей (дырок) вынужден течь через меньшее сопротивление *r* слоя 3 и сопротивление нагрузки  $R_n$ . Сопротивление  $R_{обр}$  резко уменьшается с ростом  $\Phi_x$ , ибо высота потенциального барьера снижается на вели-

чину фото-э. д. с. (падение напряжения на сопротивлениях  $r + R_H$ ). Отсюда следует, что фото-э. д. с. не может превышать потенциального барьера, т. е. 0,1—0,2 В.

Вентильный фотоэлемент можно рассматривать как источник тока  $I_\Phi = k\Phi$ , но в нагрузку поступает лишь ток

$$I_H = I_\Phi \frac{R_{обр}(\Phi)}{R_{обр}(\Phi) + r + R_H} = \frac{n\Phi}{1 + (R_H + r)/R_{обр}(\Phi)}.$$

Ток в нагрузке линейно зависит от потока только при  $r + R_H \ll \ll R_{обр}$ , т. е. при малых значениях потока и малых сопротивлениях нагрузки ( $R_H \approx 10^2 \div 10^3$  Ом). При больших световых потоках

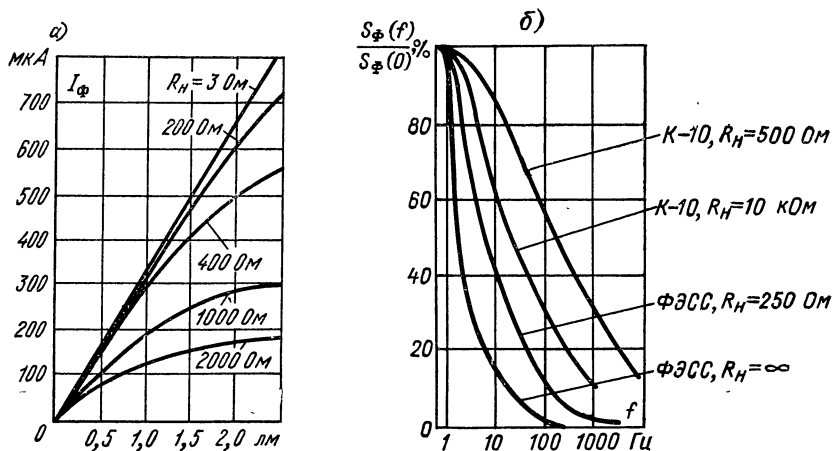


Рис. 16-13

$R_{обр} < r$  и световые характеристики нелинейны даже в режиме короткого замыкания. В качестве примера на рис. 16-13, а приведены световые характеристики селеновых фотоэлементов. Их интегральная чувствительность  $S_\Phi$  составляет 200—500 мкА/лм, а для фотоэлементов из сернистого серебра ( $Ag_2S$ ) — даже около 4000 мкА/лм.

Частотные характеристики селеновых и сернистосеребряных вентильных фотоэлементов представлены на рис. 16-13, б. Инерционность фотоэлементов настолько велика, что они могут использоваться только при постоянных световых потоках. Кривые спектральной чувствительности селеновых фотоэлементов близки, а при использовании корректирующих светофильтров практически совпадают с кривыми спектральной чувствительности глаза, поэтому селеновые фотоэлементы широко используются в фотометрической аппаратуре (люксметры, экспонетры и т. д.) для измерения освещенности и потоков цветного излучения, ибо дают результаты, согласованные с визуальным фотометрированием.

Фотодиоды представляют собой вентильные фотоэлементы, к которым приложено обратное напряжение (10—30 В) от внешнего ис-

точника. При таком включении потенциальный барьер возрастает и определяется внешним напряжением. Условия проникновения основных носителей из освещенной зоны через  $p-n$ -переход существенно облегчаются, а обратное сопротивление этого перехода  $R_{обр}$  резко возрастает. Вследствие этого возрастает чувствительность, а световые характеристики в широком диапазоне световых потоков становятся строго линейными. При работе в фотодиодном режиме ток, протекающий через нагрузку, способен создать на ней падение напряжения того же порядка, что и напряжение источника питания, при этом величина тока мало зависит от напряжения питания.

Наибольшее практическое значение имеют германиевые и кремниевые фотодиоды. Кремниевые фотодиоды имеют узкую область спектральной чувствительности, ограниченную длинами волн 0,8—1,2 мкм ( $\lambda_{S\max} = 0,9$  мкм). Германиевые фотодиоды также наиболее чувствительны к инфракрасному излучению ( $\lambda_{S\max} = 1,5$  мкм). Однако с их помощью можно регистрировать и видимое излучение. Инерционность фотодиодов очень мала и характеризуется постоянной времени  $\tau = 10^{-5} \div 10^{-6}$  с. Чувствительность фотодиодов  $I/\Phi_k$  не зависит от температуры, однако при изменении температуры очень сильно меняется темновой ток, достигающий у германиевых фотодиодов 20—30 мкА при  $\Theta = 60^\circ\text{C}$  (2—3 мкА при  $\Theta = 20^\circ\text{C}$ ), у кремниевых фотодиодов эта зависимость меньше, и для диода 1690В при  $\Theta = 80^\circ\text{C}$   $I_{\text{темн}} = 2,9$  мкА. В заключение следует отметить, что фотодиоды обладают значительной интегральной чувствительностью  $S_\Phi \approx 10$  мА/лм, имеют малые габариты, не боятся механических нагрузок, имеют длительный срок службы (500—5000 ч). Характеристики фотодиодов приведены в работе [187].

Используя усиленные свойства комбинированных  $p-n-p$ -или  $n-p-n$ -переходов (полупроводниковых триодов), можно усиливать в десятки раз фототок, возникающий в одном из этих переходов, включенном в запертом направлении (коллекторный переход). Фототриоды имеют световой вход для освещения области базы, и коэффициент усиления первичного фототока составляет 10—20. Полупроводниковые фототриоды обычно включаются по схеме с общим эмиттером и могут не иметь базового вывода.

В последнее время широкое применение получают оптические преобразователи в качестве вспомогательных узлов и элементов измерительных приборов, схем автоматики и телемеханики, вычислительной техники и т. д. В качестве примера можно рассмотреть оптрон, представляющий собой комбинацию миниатюрного источника света и приемника излучения, заключенных в общем корпусе (рис. 16-14).

Если в качестве источника света 1 используется светодиод, а в качестве приемника 2 — пленочный фоторезистор, то оптрон можно рассматривать как сверхминиатюрный управляемый электрическим током резистор, причем цепи регулирования и управления оказываются гальванически развязанными, а само управление — малоинерционным, сопротивление может изменяться в пределах от

$10^8$  Ом (при  $I = 0$ ) до  $10^4$  Ом (при  $I = 10$  мА). Подобные элементы (которые могут быть выполнены также на основе фотодиодов, фототранзисторов) могут быть использованы как управляемые дели-

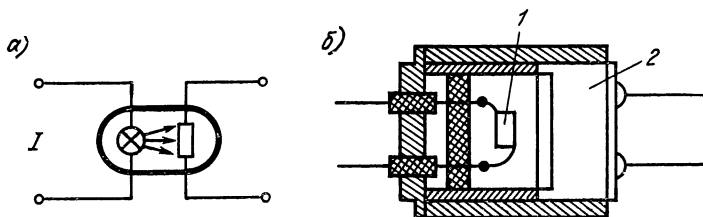


Рис. 16-14

тели тока и напряжения, в частотных модуляторах, импульсных генераторах, в качестве логических элементов, в ячейках памяти вычислительных устройств и т. д.

#### 16-4. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ ОПТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Измерительные цепи оптических преобразователей выполняются одноканальными лишь тогда, когда объект измерения сам является источником излучения. (Например, в оптических пирометрах для

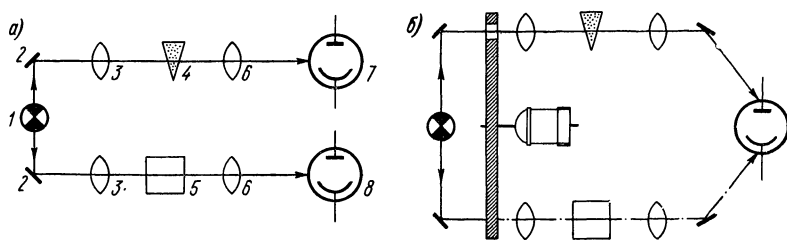


Рис. 16-15

измерения температуры — см. § 28-5, люксметрах и фотоэкспонетрах для измерения освещенности.) Когда же воздействие на поток излучения производится на пути его распространения от излучателя к фотоприемнику, оптическая измерительная цепь выполняется, как правило, двухканальной (рис. 16-15, а). Здесь свет от лампы 1 зеркалами 2 разделяется на два пучка. Один из пучков регулируется диафрагмой с переменным отверстием или оптическим клином 4 и с помощью линз 3 и 6 направляется в фотоприемник 7, а другой пучек проходит через объект измерения 5 и попадает в фотоприемник 8. Фотоприемники 7 и 8 включаются в дифференциальную электрическую измерительную цепь, и отсчет показаний производится по указателю этой цепи (режим прямого преобразования) или по положению клина или диафрагмы 4, соответствующему нуле-

вому показанию указателя (режим уравнивающего преобразования).

Использование общего источника излучения при режиме уравнивания исключает погрешность от нестабильности потока излучения, очень резко зависящего от напряжения питания источника излучения, однако остается существенной погрешность от неидентичного изменения во времени темнового тока и чувствительности двух фотоприемников 7 и 8. Поэтому для достижения более высокой точности используют схему оптической цепи, показанную на рис. 16-15, б. Здесь каждый из пучков света поочередно перекрывается зубцами диска, вращаемого синхронным двигателем, а общий фотоприемник освещается светом то одного, то другого пучка. При равенстве световых потоков пучков освещение приемника остается постоянным, а при неравенстве возникает переменная составляющая фототока, которая может быть легко усилена усилителем переменного тока. Такой прибор может быть сделан самоуравновешивающимся (см. рис. 6-4), если перемещение оптического клина осуществлять от двигателя, питаемого усилителем фототока.

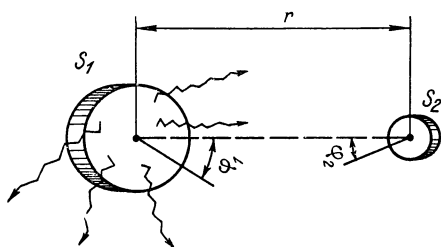


Рис. 16-16

тия модулированных по фазе потоков излучения. Используя устройства сложения двух или более потоков одинаковой частоты, но различающихся по фазе, — так называемые интерферометры (см. рис. 20-11), получают результирующий поток, изменяющийся по амплитуде, а далее цепь прибора строится на основе одного из описанных выше методов.

Для измерения азимута плоскости поляризации на пути потока ставят поляридную пластинку, пропускающую (или не пропускающую) свет в зависимости от ее положения по отношению к плоскости поляризации потока. Вращая эту пластинку (вокруг оси потока), получают поток, пульсирующий по амплитуде. Фаза этих пульсаций и определяет угол плоскости поляризации потока.

Для того чтобы по известным характеристикам фотоприемника рассчитать его фототок, необходимо определить падающий на него световой поток. В общем случае (рис. 16-16) светящаяся поверхность  $S_1$  с яркостью свечения  $B_1$  создает на приемнике с площадью  $S_2$  световой поток

$$\Phi = \frac{B_1 S_1 S_2}{r^2} \cos \varphi_1 \cos \varphi_2,$$

где  $r$  — расстояние между центрами  $S_1$  и  $S_2$ , а  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  — углы между линией, соединяющей центры поверхностей  $S_1$  и  $S_2$ , и нормальными

к этим поверхностям. Если источник света является точечным, то  $B_1 S_1 = I$  есть его сила света, а  $\cos \varphi_1 = 1$  и  $\Phi = (IS_2 \cos \varphi_2)/r^2$ . Если же  $\varphi_2 = 0$ , то освещенность на расстоянии  $r$  от источника равна  $E = I/r^2$  и  $\Phi = ES_2$ .

## Глава семнадцатая

### ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ИОНИЗИРУЮЩЕГО ИЗЛУЧЕНИЯ

#### 17-1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ИОНИЗИРУЮЩЕГО ИЗЛУЧЕНИЯ И ИСТОЧНИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ

В преобразователях ионизирующего излучения выходная электрическая величина функционально связана с интенсивностью ионизирующего или рентгеновского излучения. Преобразователи ионизирующего излучения используются для измерения мощности радиоактивного излучения (рис. 17-1, а), загрязненности тех или иных

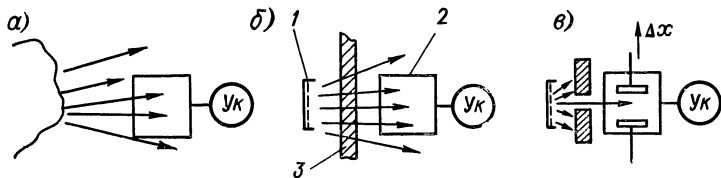


Рис. 17-1

веществ радиоактивными препаратами, для измерения количества и местонахождения специально «меченых» атомов и, кроме того, для измерения ряда неэлектрических величин, функционально связанных с радиоактивным излучением, попадающим в приемник. Рис. 17-1, б поясняет принцип действия прибора для измерения толщины листа. В приборе имеется радиоактивный источник 1, создающий излучение, и приемник излучения 2, выходной ток которого пропорционален числу попавших в него радиоактивных частиц. При прочих равных условиях очевидно, что число частиц, т. е. интенсивность облучения приемника, функционально связана с толщиной листа 3. Кроме этого, измеряемая величина может влиять и непосредственно на параметры приемника (давление газа в камере приемника, расстояние между электродами и т. д.), изменяя выходной ток приемника при неизменном количестве радиоактивных частиц, попадающих в приемник (рис. 17-1, в). Таким образом, обязательными элементами любого преобразователя ионизирующего излучения являются источник и приемник излучений.

**Характеристики радиоактивных излучений.** В измерительных приборах используются различные виды ионизирующих излучений ( $\alpha$ -,  $\beta$ -,  $\gamma$ -излучение, нейтронное и рентгеновское излучение). Источ-

никами излучений служат естественные и искусственные радиоактивные изотопы и рентгеновские трубки. Основными понятиями, характеризующими ионизирующие излучения, являются активность источника, интенсивность излучения и доза излучения.  $\alpha$ - и  $\beta$ -излучения представляют собой потоки радиоактивных частиц,  $\gamma$ -излучение и рентгеновское — коротковолновое электромагнитное излучение, рассматриваемое часто по аналогии с  $\alpha$ - и  $\beta$ -частицами как поток  $\gamma$ -квантов. Рентгеновскому излучению соответствует интервал длин волн  $10^{-10}$ — $10^{-13}$  м и диапазон энергии квантов 1 кэВ — 1 МэВ. Радиоактивные частицы (ядра атомов гелия, позитроны, электроны) выбрасываются при распаде, и при каждом акте распада происходит выброс одной частицы. Число  $\gamma$ -квантов, сопровождающих один акт распада, может быть различным для различных радиоактивных веществ.

**Ак т и в н о с т ь и с т о ч н и к а**  $A$  характеризует число распадов, происходящих в нем в единицу времени, и зависит от удельной активности соединения, в которое входит радиоактивное вещество, и от количества этого соединения в источнике. Основной единицей активности является распад в секунду, используется также единица активности 1 Ки (кюри), соответствующая  $3,700 \cdot 10^{10}$  расп/с.  $\gamma$ -активность изотопов измеряют, кроме того, путем сравнения радиоактивных изотопов по ионизирующему действию их  $\gamma$ -излучения, приводя ее к эквивалентной активности радия, т. е. в грамм-эквивалентах радия. Число  $\gamma$ -квантов на один акт распада и соотношения между единицами активности в Кюри и грамм-эквивалентах радия табулированы для большинства изотопов [257].  $\alpha$ - и  $\beta$ -частицы и  $\gamma$ -кванты обладают определенной энергией, измеряемой в МэВ, и количество энергии, проходящей в единицу времени через единицу поверхности, расположенной перпендикулярно направлению падающих лучей, называется **и н т е н с и в н о с т ь ю** **и з л у ч е н и я**  $J$  в Вт/м<sup>2</sup>. Рентгеновское и  $\gamma$ -излучение характеризуется часто не энергетическими единицами, а ионизационной способностью излучений, оцениваемой значением экспозиционной дозы, единицей которой установлен Кл/кг, кроме того, специальной единицей является рентген ( $1 \text{ Р} = 2,58 \cdot 10^{-4}$  Кл/кг). Рентгеном называется доза излучения, которая образует в 1 см<sup>3</sup> воздуха (при 0 °С и нормальном давлении) ионы, несущие одну электростатическую единицу ( $\frac{1}{3} \cdot 10^{-9}$  Кл) количества электричества каждого знака, т. е. образует  $2,08 \cdot 10^9$  пар ионов. В воздухе на образование пары ионов требуется энергия 34 эВ, следовательно, при дозе излучения 1 Р в 1 см<sup>3</sup> воздуха поглощается энергия  $70,72 \cdot 10^9$  эВ или  $113,2 \cdot 10^{-10}$  Дж. Свойства  $\alpha$ -,  $\beta$ - и  $\gamma$ -излучений поясняются табл. 17-1.

$\alpha$ -частицы, как видно из таблицы, обладают очень малой проникающей способностью, и поэтому в измерительной технике используются лишь процессы, связанные с их прохождением в газе. Для этого источник  $\alpha$ -частиц помещается непосредственно в ионизационную камеру, и  $\alpha$ -излучение используется только для измерения величин, изменяющих ионный ток камеры при постоянной интен-

Таблица 17-1

Тип излучения	Природа излучения	Масса, г	Заряд, $1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл	Энергия, МэВ	Проникающая способность	Длина свободного пробега в воздухе
$\alpha$ -частицы	Ядра атомов гелия	$6,2 \cdot 10^{-24}$	+2	3—10	Менее 0,02 мм алюминия	До 100 мм
$\beta$ -частицы	Электроны или позитроны	$9,03 \cdot 10^{-28}$	-1 (или +1)	0,1—3	Несколько миллиметров алюминия	До 5 м
$\gamma$ -кванты	Коротковолновое электромагнитное излучение	0	0	0,1—1	Несколько сантиметров свинца	$\infty$

сивности облучения. Одна  $\alpha$ -частица, обладая весьма большой энергией, ионизирует на своем пути около 200 000 молекул.

Общее число ионных пар, возникающих по одну сторону плоскости излучателя в секунду, т. е. частота образования ионов, определяется формулой

$$f_N = \frac{1}{2} \frac{E_\alpha}{\Delta E} CA, \quad (17-1)$$

где  $A$  — активность источника, Ки;  $C = 3,7 \cdot 10^{10}$  — количество частиц, испускаемых в 1 с при активности источника 1 Ки;  $\Delta E$  — энергия образования ионной пары.

Если все образующиеся ионы достигают электродов, то ток

$$I_\infty = f_N q = \frac{1}{2} \frac{E_\alpha}{\Delta E} CAq,$$

где  $q$  — заряд иона.

Число пар ионов, рассчитанное по формуле (17-1), является максимальным и имеет место только в том случае, если размеры камеры больше длины  $l_{св}$  свободного пробега частицы и вся энергия последней расходуется на ионизацию молекул. При меньших размерах ток камеры зависит от расстояния между электродами (увеличиваясь с увеличением расстояния) и от плотности газа, заполняющего камеру. Линейная зависимость от плотности газа, а следовательно, и от давления сохраняется в диапазоне от 0,1 до 100 Па [34]. При более низких давлениях появляется ток, обусловленный прямым попаданием частиц на электрод, при более высоких давлениях ток уменьшается из-за уменьшения подвижности ионов и роста числа рекомбинаций.

Потери ионов вызываются главным образом их рекомбинацией в нейтральные молекулы в процессе движения к электродам. Рекомбинационная способность зависит от состава газа и очень существенно изменяется, если в газе появляются примеси, к молекулам



которых легко «прилипают» электроны, образуя весьма громоздкие, относительно малоподвижные и легко рекомбинирующие (по сравнению с электронами) отрицательные ионы. Это свойство используется для анализа состава газа, в особенности для определения его влажности и наличия в нем дымовых примесей. Лучшими с точки зрения минимума рекомбинационной способности являются аргон, неон, гелий, водород и азот. Добавление к азоту 1% кислорода уменьшает электронный ток камеры примерно на 40%.

$\beta$ - и  $\gamma$ -излучения обладают значительно большей, чем  $\alpha$ -лучи, проникающей способностью. При прохождении через вещество  $\beta$ - и  $\gamma$ -излучений происходит не только потеря энергии, но и рассеяние излучения. Вследствие этого, а также из-за широкого энергетического спектра излучаемых источником  $\beta$ -частиц и  $\gamma$ -квантов невозможно дать определенное значение длины их пробега. Однако эмпирически установлено, что интенсивность узкого параллельного монохроматического пучка в функции толщины слоя вещества определяется выражением

$$J = J_0 e^{-\mu_l d} = J_0 e^{-\mu_m \rho d}, \quad (17-2)$$

где  $J$  — интенсивность потока излучения, прошедшего сквозь слой вещества толщиной  $d$  мм;  $J_0$  — интенсивность потока излучения, падающего на поглотитель;  $\rho$  — плотность вещества, мг/мм<sup>3</sup>;  $\mu_l$  — линейный коэффициент поглощения, зависящий от природы материала и приводимый в таблицах, 1/мм;  $\mu_m$  — массовый коэффициент поглощения, практически не зависящий от природы поглотителя, мм<sup>2</sup>/мг;

Коэффициент  $\mu_m$  большинства материалов для  $\beta$ -излучений может быть приблизительно определен как

$$\mu_m = \frac{2,2}{E_{\max}^{4/3}},$$

где  $E_{\max}$  — максимальная энергия  $\beta$ -частицы, МэВ. Массовый коэффициент поглощения для  $\gamma$ -излучения гораздо меньше. При энергии излучения  $E = 1$  МэВ коэффициент поглощения для большинства металлов равен  $\mu_m = 0,006$  мм<sup>2</sup>/мг [209]. С уменьшением энергии массовый коэффициент поглощения увеличивается и становится различным для разных материалов, в частности для свинца при  $E = 0,1$  МэВ  $\mu_m = 0,014$  мм<sup>2</sup>/мг.

Иногда поглощающие свойства вещества характеризуются толщиной слоя половинного поглощения  $d_{0,5} = 0,693/\mu_l$ , которая представляет собой толщину слоя данного вещества, ослабляющего интенсивность пучка вдвое. Для характеристики проникающей способности  $\gamma$ -лучей можно привести следующие цифры: пучок  $\gamma$ -лучей ( $E = 1$  МэВ) ослабляется вдвое слоем свинца толщиной 1,6 мм, железа — 2,4 мм и алюминия — 12 мм. При больших толщинах поглотителя ослабление излучения из-за расхождения пучка и рассеяния не будет строго соответствовать формуле (17-2). Величина рассеянного в обратном направлении потока зависит от толщины и материала

рассеивателя. Процент рассеянных  $\beta$ -частиц возрастает с атомным номером  $z$  рассеивающего вещества. На рис. 17-2, а показана зависимость между атомным номером  $z$  вещества подложки и коэффициентом  $k$ , равным отношению числа  $\beta$ -частиц по одну сторону плоскости излучателя 1 с достаточно толстой подложкой 2, к числу  $\beta$ -частиц по одну сторону плоскости того же излучателя без подложки. Как видно из рис. 17-2, а, в пределе при увеличении атомного номера вещества подложки излучение, попадающее на нее, будет полностью отражаться.

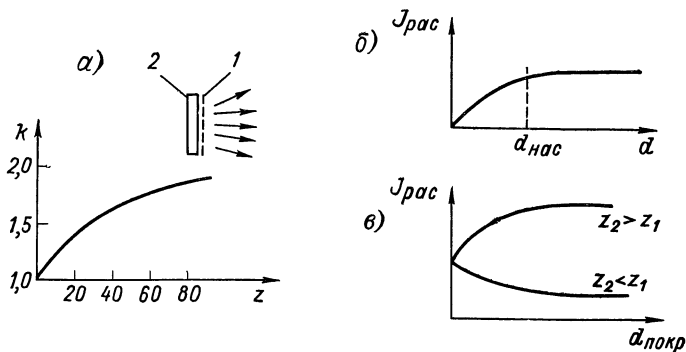


Рис. 17-2

Величина рассеянного (отраженного) в обратном направлении потока излучения в зависимости от толщины рассеивателя описывается выражением

$$J_{рас} = J_{рас \max} (1 - e^{-\mu_{рас} d}), \quad (17-3)$$

где  $J_{рас}$  — интенсивность рассеянного потока излучения при толщине рассеивателя, равной  $d$  мм;  $J_{рас \max} = f(z)$  — то же при  $d \rightarrow \infty$ ;  $\mu_{рас}$  — коэффициент обратного рассеивания,  $1/\text{мм}$ . Как видно из формулы (17-3), интенсивность  $J_{рас}$  вначале повышается с увеличением толщины рассеивателя, а затем, начиная с некоторой величины  $d_{нас}$ , зависящей от вещества, остается постоянной (рис. 17-2, б), достигая насыщения. Если на материал, состоящий из элемента с атомным номером  $z_1$  и имеющий толщину  $d > d_{нас1}$ , нанесено покрытие из элемента с атомным номером  $z_2 \neq z_1$ , то оказывается, что интенсивность рассеянного потока излучения  $J_{рас}$  зависит от толщины покрытия  $d_{покр}$  так, как показано на рис. 17-2, в.

В измерительной технике  $\beta$ -излучение используется в основном для измерения толщин листового материала, не превышающих  $\Delta = 2d_{0,5}$ , и для измерения толщин покрытий.  $\gamma$ -излучение используется при необходимости просвечивания объекта большой толщины (измерение толщины, плотности вещества, определение дефектов вещества, измерение уровня и т. д.).  $\beta$ - и  $\gamma$ -излучения, как видно из приводимых ниже формул, могут быть использованы также для измерения небольших расстояний (до нескольких метров). Интен-

сивность потока  $S_0$  в имп/с, попадающего на поглотитель площадью  $F$  от точечного радиоактивного источника, определяется формулой

$$S_0 = AC \frac{F}{4\pi r_0^2},$$

где  $r_0$  — расстояние от источника излучателя до поглотителя, м. При известной энергии частиц интенсивность потока  $J_0$  в Вт/м<sup>2</sup> определяется формулой

$$J_0 = AC E_\beta \frac{1}{4\pi r_0^2} 1,6 \cdot 10^{-13},$$

где  $E_\beta$  — энергия  $\beta$ -частицы, МэВ.

Ионизирующая способность  $\beta$ -частиц и  $\gamma$ -квантов значительно меньше, чем  $\alpha$ -частиц. Ионизация, проводимая  $\beta$ -частицами, попавшими в ионизационную камеру, после поглощения (ослабления) их объектом измерения определяется по тем же соотношениям, какие были приведены выше применительно к  $\alpha$ -частицам.

**Радиоактивные изотопы, используемые в измерительной технике.** Радиоактивные изотопы характеризуются энергией испускаемых частиц и периодом полураспада. Периодом полураспада  $T_{0,5}$  называется время, в течение которого активность источника уменьшается вдвое. Основным требованием к используемым в измерительной технике радиоактивным изотопам является значительный период полураспада. Кроме того, желательны возможно большая энергия частиц излучения, меньшая стоимость изотопа и для источников  $\alpha$ - и  $\beta$ -излучений отсутствие сопровождающего их  $\gamma$ -излучения. Подробные сведения об изотопах приведены в работе [62]. В табл. 17-2 даны характеристики некоторых радиоактивных изотопов, используемых в измерительной технике.

Таблица 17-2

Наименование элемента	Химический символ элемента	Период полураспада	Тип используемой радиации	Энергия частицы, МэВ
Кобальт-60	Co <sup>60</sup>	5,24 года	$\gamma$ -кванты	1,17; 1,33
Стронций-90	Sr <sup>90</sup>	2,7 года	$\beta$ -частицы	0,61; 2,78
Полоний-210	Po <sup>210</sup>	138 дней	$\alpha$ -частицы	5,3

На рис. 17-3 в качестве примера показана конструкция источника  $\beta$ -излучения со Sr<sup>90</sup>. Пластина стронция 1 диаметром в зависимости от типа 10—50 мм заключена в дюралевую или латунную ампулу, имеющую перед пластиной «окно» в виде тонкой перегородки материала. Активность выпускаемых источников 5, 10, 20, 50 и 100 мКи. Источники  $\gamma$ -излучения с Co<sup>60</sup> выпускаются в виде проволоки диаметром 0,7—0,9 мм и длиной 5—60 мм с активностью 0,5—50 мг-экв радия и в виде экранированных цилиндров с активностью до 200 г-экв

радия. Для  $\text{Co}^{60}$  активность источника 1 Ки эквивалентна активности источника 1,57 г-экв радия. Допускаемая величина активности источника ограничивается требованиями техники безопасности. Наибольшую опасность представляет  $\gamma$ -излучение, так как  $\alpha$ -частицы практически не попадают за пределы ионизационной камеры, а  $\beta$ -излучатели можно легко экранировать. В ряде случаев удобнее вместо  $\gamma$ -излучателя использовать рентгеновскую трубку. Рентгеновские трубки питаются постоянным напряжением (1 кВ—1 МВ) от специальных высоковольтных генераторов и создают излучение только при включении напряжения. Это делает работу с рентгеновским излучением менее опасной, чем с радиоизотопами, излучающими непрерывно. Кроме того, в рентгеновских трубках может быть осуществлена электрическая модуляция излучения при питании их импульсным напряжением, что позволяет существенно упростить измерительные цепи приборов ионизирующего излучения (см. § 17-4). Рентгеновские установки, как правило, крупнее по габаритам, чем радиоизотопные. Однако развитие электронной техники уже в настоящее время позволяет разработать установки, не превышающие по массе источники мощного  $\gamma$ -излучения, и габариты установки, так же как для радиоизотопных установок, определяются в основном толщиной экранов.

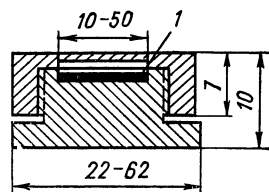


Рис. 17-3

**Допустимая для человека доза облучения** зависит от числа часов работы с излучением. Допустимая доза для внешнего  $\gamma$ -облучения установлена в СССР равной 0,05 Р в день и не больше 0,3 Р в неделю. При длительной работе допустимая мощность дозы в рентгенах на секунду равна

$$P = \frac{15 \cdot 10^{-6}}{t}, \quad (17-4)$$

где  $t$  — время ежедневного облучения, ч. Один миллиграмм радия на расстоянии  $R$  создает излучение с мощностью дозы  $P = 8,35/(3600 R^2)$  Р/с.

Мощность дозы по активности источника в кюри определяется формулой

$$P = \frac{AK_{\gamma}}{R^2}, \quad (17-5)$$

где  $A$  — активность, мКи;  $R$  — расстояние от источника, м;  $K_{\gamma}$  —  $\gamma$ -постоянная, численно равная мощности дозы в рентгенах за один час, создаваемой точечным источником данного изотопа с активностью 1 мКи на расстоянии 1 см от него. Для кобальта-60  $K_{\gamma} = 13,6 \text{ Р} \cdot \text{см}^2/(\text{ч} \cdot \text{мКи})$  или  $0,367 \cdot 10^{-6} \text{ Р} \cdot \text{м}^2/(\text{с} \cdot \text{мКи})$ .

При использовании экранов толщина их рассчитывается по таблицам [65].

## 17-2. ПРИЕМНИКИ ИОНИЗИРУЮЩИХ ИЗЛУЧЕНИЙ

Назначение приемников излучения состоит в преобразовании энергии ионизирующего излучения в электрическую энергию. Приемники излучения основаны или на явлении ионизации газов при прохождении через них излучения или на люминесценции некоторых веществ под действием излучения. В качестве приемников используются:

- 1) ионизационные камеры и пропорциональные счетчики (явление ионизации);
- 2) газоразрядные счетчики (явление ионизации);
- 3) сцинтилляционные счетчики (явление люминесценции).

**Ионизационные камеры.** В ионизационной камере, заполненной газом, находятся два хорошо изолированных электрода, к которым подводится напряжение. Под действием излучения газ ионизируется и начинает проводить ток.

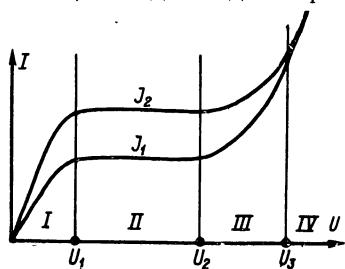


Рис. 17-4

Зависимость ионизационного тока  $I$  от приложенного к электродам напряжения  $U$  при постоянном составе и плотности газа выражается кривыми, изображенными на рис. 17-4 для разной степени ионизации. На участке I ионизационный ток линейно зависит от напряжения, на участке II ток достигает насыщения и опреде-

ляется числом возникающих под воздействием ионизации пар «ион — электрон». При дальнейшем повышении напряжения ток увеличивается (участок III), так как, кроме ионизации под действием ионизатора, появляется вторичный процесс ионизации вследствие ударов быстро несущихся электронов и ионов о нейтральные молекулы. С некоторого напряжения  $U_3$  начинается самостоятельный разряд (участок IV). В этом режиме импульс тока на выходе ионизационной камеры не зависит от величины начальной ионизации.

Ионизационные камеры работают в режиме насыщения (участок II), в пропорциональных счетчиках используется газовое усиление (участок III), а газоразрядные счетчики (счетчики Гейгера) работают в режиме самостоятельного газового разряда (участок IV), который необходимо гасить тотчас после его возникновения, чтобы подготовить счетчик к приему следующей частицы. Таким образом, выходной ток ионизационных камер и пропорциональных счетчиков зависит от мощности излучения, т. е. от частоты попадания частиц и энергии каждой частицы, в то время как выходной сигнал газоразрядного счетчика определяется только частотой попадания частиц в счетчик и не зависит от их энергии.

Приемники ионизирующих излучений используются при двух режимах работы: в режиме, при котором усиливаются отдельные

импульсы, и в режиме интегрирования, при котором усиливается и измеряется средний выходной ток.

Конструкция ионизационной камеры для  $\alpha$ -излучения показана на рис. 17-5, а. Электрод 1, к которому присоединен усилитель, называется собирающим или сеточным.

Электрод 2, на который подается постоянное напряжение  $U$  от нескольких сотен до нескольких тысяч вольт, называется высоковольтным электродом. Так как ионизационные токи весьма малы ( $10^{-9}$ — $10^{-12}$  А), а токи утечки должны быть по крайней мере на 2—3 порядка меньше, то сопротивление изоляции между электродами должно быть порядка  $10^{14}$ — $10^{19}$  Ом. Чтобы уменьшить токи утечки, сеточный электрод окружается через изоляцию третьим, так называемым охранным, электродом (кольцом) 3, на который подается

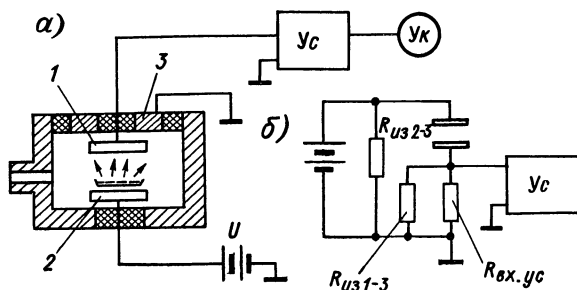


Рис. 17-5

постоянный потенциал, примерно равный потенциалу сеточного электрода. Обычно этот электрод соединяется с заземленной точкой измерительной цепи. Эквивалентная схема включения электродов и изоляторов показана на рис. 17-5, б. Как видно из схемы, наиболее ответственным является изолятор между охранным и сеточным электродами  $R_{из 1-3}$ .

Сеточный электрод внутри камеры должен иметь диаметр, несколько больший диаметра его изоляции, чтобы экранировать изоляцию от воздействия излучения, ухудшающего ее свойства. Кроме того, сеточный электрод не должен примыкать непосредственно к поверхности изоляции, так как в этом случае уменьшается ее поверхностное сопротивление.

Однородность поля между рабочими электродами можно обеспечить, используя в качестве электростатического экрана охранный электрод, выдвинутый на один уровень с сеточным электродом.

Расстояние между электродами выбирается не слишком большим, чтобы при относительно небольших напряжениях можно было обеспечить напряженность поля, соответствующую насыщению (см. рис. 17-4.). В то же время для увеличения чувствительности камеры необходимо, чтобы ее рабочий объем был достаточно велик и радиоактивные частицы теряли возможно большую долю своей энергии в камере. Эти условия относительно легко согласуются в ка-

мерах для  $\alpha$ -излучения, так как длина свободного пробега  $\alpha$ -частицы в воздухе при нормальных условиях и энергии частицы 3 МэВ составляет всего 17 мм, в камерах для  $\beta$ -излучений приходится искать компромиссное решение, так как длины свободных пробегов  $\beta$ -частиц достигают в тех же условиях  $10^4$  мм. Форма электродов должна быть такой, чтобы поле между ними было однородным и не оставалось областей с относительно слабой напряженностью, далекой от насыщения. Электроды камеры не должны вибрировать в процессе работы, так как это приводит к микрофонному эффекту. При  $\alpha$ -излучении источник помещается обычно внутри камеры или при размещении источника снаружи в месте его установки делается окно. Для того чтобы защитить камеру от проникающих снаружи

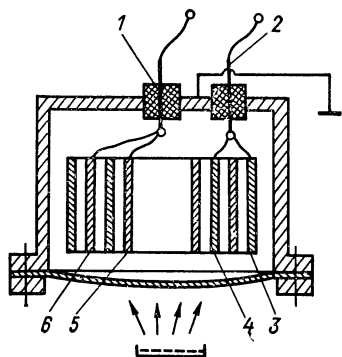


Рис. 17-6

$\beta$ - и  $\gamma$ -излучений, она окружается толстым свинцовым экраном.

Камеры для  $\beta$ -излучения имеют значительно больший объем (1—2 л), чем камеры для  $\alpha$ -излучения. Источник излучения располагается обычно снаружи камеры против тонкого окна, выполненного, например, из алюминия толщиной 5—10 мкм.

На рис. 17-6 схематически показана конструкция многоэлектродной камеры для  $\beta$ -излучения. Цилиндрические электроды 5 и 6 присоединены к выводу 1, электроды 3 и 4 — к выводу 2. Расстояние между электродами относительно невелико, что позволяет использовать невысокое напряжение между ними, в то же время объем камеры и площадь окна достаточно большие. Камера наполнена воздухом давлением около  $1,3 \cdot 10^5$  Па, окно выполнено в виде алюминиевой мембраны толщиной 0,075 мм и диаметром 100 мм.

Камеры для  $\gamma$ -излучений значительно отличаются от камер для  $\alpha$ - и  $\beta$ -излучений. Устройство ионизационных камер для  $\gamma$ -излучений определяется как большой проникающей способностью этих лучей, так и самим механизмом взаимодействия лучей с веществом. Основная роль в процессе ионизации в камере для  $\gamma$ -излучения принадлежит вторичным электронам, образующимся в стенках камеры. Для того чтобы повысить эффективность взаимодействия  $\gamma$ -квантов, давление газа в камере делают высоким (до  $20 \cdot 10^5$  Па), поэтому необходимы хорошие герметизирующие уплотнения. В качестве примера на рис. 17-7 показано устройство наперстковой  $\gamma$ -ионизационной камеры.

Камеры для  $\gamma$ -излучений значительно отличаются от камер для  $\alpha$ - и  $\beta$ -излучений. Устройство ионизационных камер для  $\gamma$ -излучений определяется как большой проникающей способностью этих лучей, так и самим механизмом взаимодействия лучей с веществом. Основная роль в процессе ионизации в камере для  $\gamma$ -излучения принадлежит вторичным электронам, образующимся в стенках камеры. Для того чтобы повысить эффективность взаимодействия  $\gamma$ -квантов, давление газа в камере делают высоким (до  $20 \cdot 10^5$  Па), поэтому необходимы хорошие герметизирующие уплотнения. В качестве примера на рис. 17-7 показано устройство наперстковой  $\gamma$ -ионизационной камеры.

Эквивалентная схема измерительной цепи ионизационной камеры, на выход которой включен усилитель, показана на рис. 17-8. В этой схеме  $C$  — суммарная емкость камеры и входной емкости усилителя,  $R$  — входное сопротивление усилителя, шунтированное

сопротивлением изоляции между сеточным и охранным электродами,  $d$  — промежуток между электродами, в котором в результате акта ионизации высвобождается заряд. Часть заряда, обусловленная электронами, собирается на положительном коллекторном электроде за время  $T_e \approx 10^{-6}$  с, вторая часть заряда, обусловленная ионами, собирается на отрицательном электроде из-за малой скорости ионов довольно медленно ( $T_i \approx 10^{-8}$  с). Форма выходного тока камеры зависит от частоты образования ионов  $f_N$  и постоянной времени  $T = RC$  измерительной цепи. При  $T \gg T_i$  через нагрузку потечет постоянный ток, величина которого пропорциональна интенсивности излучения.

При  $T$ , сравнимом с  $T_i$ , выходной ток будет в виде импульсов, каждый из которых вызван единичной ионизирующей частицей,

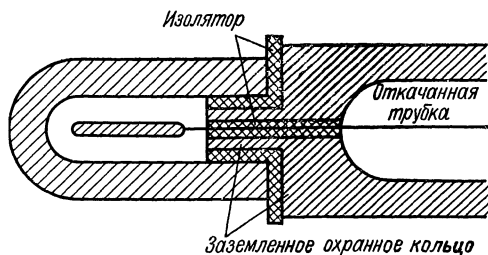


Рис. 17-7

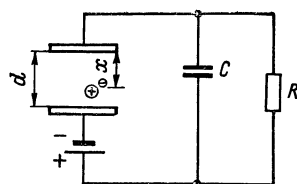


Рис. 17-8

пересекающей камеру. Максимальная амплитуда импульса пропорциональна энергии частицы и определяется формулой

$$\Delta U_n = \frac{Q_0^+ + Q_0^-}{C} = \frac{N_0 e}{C},$$

где  $Q_0^+$  и  $Q_0^-$  — положительный и отрицательный заряды, создаваемые одной ионизирующей частицей;  $N_0$  — общее число ионов, образовавшихся в камере.

При  $T$ , меньшем  $T_i$  ( $RC = 10 \div 20$  мкс), на коллекторе успевают собраться только электроны, и амплитуда импульса равна  $\Delta U_n = Q_0^-/C$ . Электронная импульсная камера обладает большим быстродействием и более высокой разрешающей способностью при счете частиц, чем ионная импульсная камера, но амплитуда импульса зависит от места образования зарядов внутри камеры и увеличивается при увеличении  $x$  (рис. 17-8) до значения  $\Delta U_n = \frac{Q_0^+ + Q_0^-}{C}$ , так как при  $x \approx d$  положительные ионы также успевают дойти до электрода. Для того чтобы устранить этот недостаток, между электродами вводят сетку, не пропускающую положительных ионов [209]. Импульсные ионизационные камеры имеют выходной ток, гораздо меньший, чем у камер постоянного тока, однако на их выходе используются усилители переменного тока, причем для электронной импульсной камеры полоса пропускания усилителя



лежит в диапазоне достаточно высоких частот, что позволяет облегчить требования к усилителям и уменьшить погрешности от микрофонного эффекта и наводок.

Ионизационные камеры постоянного тока используются со специальными электрометрическими усилителями (см. § 8-1).

**Газоразрядные счетчики.** В счетной трубке ионизационный ток усиливается за счет самостоятельного газового разряда, благодаря чему чувствительность преобразователя, работающего как спусковое устройство, резко увеличивается; это дает возможность регистрировать каждую пару ионов, образованную в трубке.

Счетная трубка (рис. 17-9) выполняется в виде герметизированного металлического либо стеклянного цилиндра 1, покрытого изнутри слоем металла, проводящего ток, и заполненного аргоном,

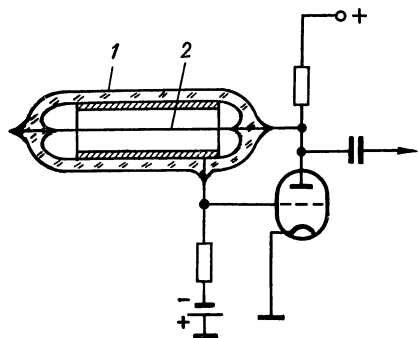


Рис. 17-9

азотом или другим газом. Внутри цилиндра, вдоль его оси, натянута металлическая нить 2, изолированная от цилиндра; между нитью и цилиндром прикладывается напряжение. Обычно цилиндр является катодом, а нить — анодом. Амплитуда импульсов на выходе счетчика не зависит от энергии ионизирующей частицы и достигает 1—10 В. Однако счетчик с самостоятельным разрядом может регистрировать отдельные акты ионизации только в том случае,

если возникающий самостоятельный разряд будет гаситься до возникновения следующего акта ионизации. В зависимости от метода гашения разряда различаются счетчики с электронной схемой гашения и самогасящиеся счетчики.

Примером гасящей цепи является цепь, изображенная на рис. 17-9. Высокое напряжение подается на нить счетчика через высокоомное сопротивление, одновременно служащее нагрузкой в анодной цепи лампы. Катод счетчика соединен с управляющей сеткой лампы. При отсутствии импульса в счетчике на сетку подается отрицательный потенциал, запирающий лампу. При возникновении импульса лампа открывается, напряжение на аноде счетчика и лампы падает. При уменьшении напряжения на счетчике прекращается возникший в нем разряд. После восстановления напряжения счетчик регистрирует следующий импульс. Счетчики с электронными методами гашения могут регистрировать импульсы, частота которых достигает  $10^4$  кГц.

В самогасящихся счетчиках для гашения заряда в газ, заполняющий счетчик, вводятся специальные примеси с многоатомными молекулами. После сбора на центральном аноде быстрых электронов эти примеси нейтрализуют положительно заряженные ионы при их

движении к катоду и не дают развиваться разряду. Время запаздывания импульса на выходе счетчика (после образования ионной пары) обуславливается временем движения электрона и составляет доли микросекунды, время нарастания импульса — несколько микросекунд, а время затухания и восстановления работоспособности счетчика составляет несколько сотен микросекунд.

Недостатком счетчиков с многоатомными наполнителями является их ограниченный срок службы ( $10^8$  —  $10^{10}$  импульсов).

Особенно широкое распространение получили так называемые галогенные счетчики, заполняемые инертными газами (аргон, неон) и небольшой примесью галогенов (хлор, бром). Отличительные особенности этих счетчиков — большой срок службы и относительно низкое рабочее напряжение.

Основной рабочей характеристикой счетчиков является их счетная характеристика, выражающая зависимость частоты импульсов  $f$  на выходе счетчика при постоянной интенсивности облучения от напряжения  $U$ , приложенного к счетчику. Рабочий участок характеристики счетчика, на котором частота импульсов мало зависит от напряжения, называется «плато». Чем больше плато и чем меньше его наклон, тем лучше счетчик. Галогенные счетчики имеют протяженность плато от 60 до 100 В при наклоне не более 0,125% на 1В.

Импульсы на выходе счетчика вызываются далеко не всеми радиоактивными частицами или  $\gamma$ -квантами, попадающими в него. Отношение числа частиц или квантов, вызывающих импульсы, к полному числу частиц, попадающих в счетчик в единицу времени, называется эффективностью счетчика. Эффективность счетчиков, в особенности при  $\gamma$ -излучении и рентгеновских излучениях, очень невелика и может составлять проценты и доли процента.

Измерительные цепи счетчиков работают в двух режимах:

1) в режиме среднего тока, при котором импульсы поступают на интегрирующую цепочку и измеряется средний ток счетчика, пропорциональный скорости счета;

2) в счетном режиме, при котором импульсы усиливаются, формируются и поступают на счетное устройство.

**Сцинтилляционные счетчики.** Принцип действия счетчиков основан на возникновении в некоторых веществах под действием ионизирующего излучения слабых световых вспышек — сцинтилляций. Световой поток подается на светочувствительный фотокатод и вызывает из него электроны, образующие фототок. Комбинация сцинтиллятора, фотокатода и фотоэлектронного умножителя в общем светонепроницаемом корпусе и называется сцинтилляционным счетчиком. Сцинтиллятор, являясь твердым телом, оказывает сильное тормозное воздействие на ионизирующие частицы, и поэтому эффективность сцинтилляционных счетчиков даже при относительно малых толщинах сцинтиллятора достигает десятков процентов.

Затухание флуоресценции происходит очень быстро, и «мертвое время» счетчиков с некоторыми сцинтилляторами лежит в диапазоне  $10^{-9}$  —  $10^{-7}$  с.

Для регистрации  $\alpha$ -частиц в сцинтилляционных счетчиках в качестве сцинтиллятора часто применяется сернистый цинк, активированный серебром или медью. Световое излучение этого соединения лежит в сине-зеленой части спектра, эффективность его при  $\alpha$ -излучении составляет 28%.

Сернистый кадмий, активированный серебром, дает излучение с максимумом в красной области спектра, и эффективность его при  $\alpha$ - и  $\beta$ -излучениях достигает 20%. Длительность импульса сцинтилляции около  $2 \cdot 10^{-4}$  с. При регистрации  $\gamma$ -лучей в сцинтилляционных счетчиках широко применяются кристаллы иодистого натрия, активированного таллием. Эффективность такого счетчика 75—85%. Длительность импульса около 0,25 мкс.

### 17-3. ПОГРЕШНОСТИ ПРИБОРОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИОНИЗИРУЮЩИХ ИЗЛУЧЕНИЙ

В полную погрешность прибора, помимо погрешностей, вызываемых несовершенством используемой измерительной аппаратуры, входят погрешности, присущие данному методу измерения и называемые методическими. К ним относится погрешность, обусловленная постепенным распадом радиоактивного вещества и, следовательно, нестабильностью источника излучения во времени.

Активность источника  $A$  изменяется во времени по закону

$$A = A_0 e^{-\frac{\ln 2}{T_{0,5}} t},$$

где  $A_0$  — начальная активность источника;  $T_{0,5}$  — период полураспада.

По величине допустимой погрешности

$$\gamma = \left(1 - e^{-\frac{\ln 2}{T_{0,5}} t}\right) \leq \gamma_{\text{доп}}$$

и периоду полураспада  $T_{0,5}$  определяется время смены изотопов.

Общей характерной особенностью радиоактивных изотопов является статистический характер излучения. Числа распадов в равные промежутки времени неодинаковы и подвержены хаотическим колебаниям около некоторого среднего значения. При конечном времени измерения это приведет к возникновению большой случайной погрешности. Величина относительной среднеквадратической погрешности измерения определяется формулой

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{n}},$$

где  $n$  — число частиц, зарегистрированных приемником за время измерения. В простейшем случае при счете частиц счетчиком в течение времени  $t_{\text{изм}}$  их число определяется формулой

$$n = t_{\text{изм}} f_N \eta,$$

где  $f_N$  — средняя частота попадания частиц в приемник;  $\eta$  — эффективность приемника. Среднеквадратическое значение относительной погрешности

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{t_{\text{изм}} f_N \eta}},$$

очевидно, будет тем меньше, чем больше время измерения  $t_{\text{изм}}$ , т. е. чем хуже быстродействие прибора, и чем больше активность источника  $A$ , определяющая при прочих равных условиях частоту  $f_N$  частиц, попадающих в приемник.

Рассмотрим в качестве примера случайную погрешность прибора для измерения уровня. Время непрерывной работы с прибором 6 ч. Человек может находиться на расстоянии 0,5 м от источника. По формулам (17-4) и (17-5) определяем допустимую активность неэкранированного источника, она составляет  $A_{\text{доп}} = 1,5$  мКи. Полагая расстояние между источником и приемником  $R = 1$  м, площадь окна счетчика  $S = 400$  мм<sup>2</sup> и число  $\gamma$ -квантов, образующихся при одном распаде,  $k = 2$ , рассчитаем число  $\gamma$ -квантов, падающих на приемник:

$$f_N = \frac{ACkS}{4\pi R^2} = 1,5 \cdot 3,7 \cdot 10^7 \cdot 2 \cdot \frac{4 \cdot 10^{-4}}{4\pi \cdot 1^2} = 3,5 \cdot 10^3 \text{ 1/с.}$$

При эффективности счетчика  $\eta = 20\%$  и времени измерения  $t_{\text{изм}} = 1$  с случайная погрешность составит

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{3,5 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 0,2}} \cdot 100 = 4\%.$$

Для уменьшения погрешности до 1% время измерения должно быть увеличено до 16 с; если же производить отсчеты 100 раз в секунду, то среднеквадратическая погрешность каждого отсчета будет равна 40%.

Таким образом, точность приборов с ионизационными преобразователями ограничена и принципиально связана с их быстродействием. Единственным путем повышения точности или быстродействия этих приборов является значительное увеличение мощности источника. Это возможно в тех случаях, когда зона расположения источника недоступна для человека или можно применять защитные экраны. Последнее, однако, связано с резким утяжелением аппаратуры; так, для стократного ослабления интенсивности излучения необходим свинцовый экран толщиной 90 мм.

При измерении ионизирующих излучений малой интенсивности необходимо считаться с наличием фона, обусловленного космическим излучением и возможной радиоактивностью окружающей среды. Для уменьшения погрешности, вызываемой фоном, при измерении глубоко проникающих направленных излучений используют два приемника, расположенных друг за другом, и логические схемы совпадения, позволяющие считать только те импульсы, которые появляются на выходе обоих приемников.

#### 17-4. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ ИОНИЗАЦИОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Простейшая схема ионизационного вакуумметра с усилителем постоянного тока была приведена на рис. 17-5. Недостатком такого прибора является высокая погрешность измерения. Любые измене-

ния температуры, напряжения питания и других факторов приводят к изменению тока ионизационной камеры и вызывают значительные погрешности. Кроме того, погрешность вызывается изменением коэффициента усиления усилителя и величины его входного сопротивления. Для уменьшения этих погрешностей включают по дифференциальной схеме две камеры. Для устранения погрешности от изменения коэффициента усиления применяется метод уравнивающего преобразования.

На рис. 17-10 показана схема прибора для измерения толщины оловянного покрытия на стальной ленте [290]. Ток в рабочей камере 3 создается рассеянным излучением источника 2. Рассеивателем является движущаяся стальная лента 1 с оловянным покрытием 9. Положение ленты жестко фиксируется при помощи роликов 7. Ток в камере 4 создается вспомогательным источником излучения 8,

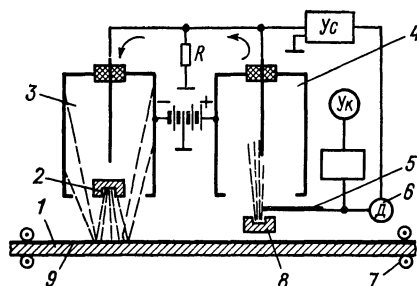


Рис. 17-10

причем интенсивность потока излучения регулируется шторкой 5.

На изолированные корпуса ионизационных камер подается напряжение разного знака от источника питания, средняя точка которого заземлена. Направление токов через сеточные электроды камер взаимно противоположно, и на сопротивлении  $R$  падение напряжения пропорционально разности потоков излу-

чения. Это напряжение усиливается усилителем  $Ус$  и управляет работой двигателя 6 таким образом, что перемещаемая им шторка 5 стремится занять положение, при котором токи камер 3 и 4 равны. По величине перемещения шторки можно судить о толщине покрытия.

Вследствие неидентичности характеристик ионизационных камер и источников излучения и различного старения их желательно иметь в приборе один источник и один приемник излучения, используемый и как рабочий, и как компенсационный. Кроме того, для уменьшения дрейфа нуля прибора желательно использовать усилительную аппаратуру переменного тока. В этих целях применяется модуляция потока излучения. На рис. 17-11, а представлена структурная схема плотномер ПЖР-2 [291]. Гамма-излучатель 4 размещается на диске 2, вращающемся двигателем 3. Излучение попеременно попадает на один и тот же сцинтилляционный счетчик 6 то через среду 5, плотность которой измеряется, то через компенсационный клин 1. Со счетчика 6 сигнал поступает на интегрирующее устройство 7 и усилитель переменного тока 8. Усиленный сигнал управляет двигателем 9, который перемещает клин 1 таким образом, чтобы потоки, попадающие на сцинтилляционный счетчик, были равны. По перемещению клина можно судить о плотности среды.

Недостатком такого метода модуляции излучения является трудность осуществления защиты от излучения, поэтому он применяется только тогда, когда активность  $\gamma$ -излучателя мала. Чаще используется модулятор, схема которого показана на рис. 17-11, б. Источник излучения 2 укреплен на якоре 4 электромагнитного вибратора и колеблется с частотой переменного тока, питающего катушку 5.

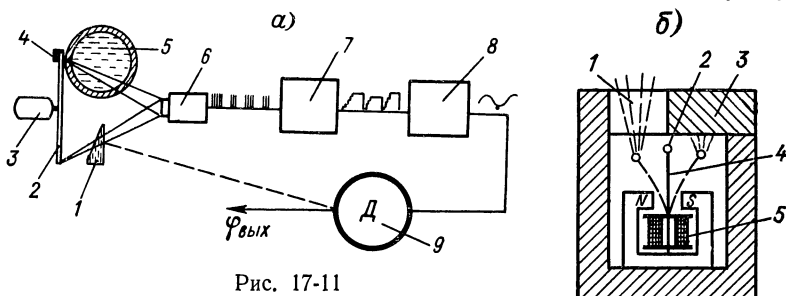


Рис. 17-11

В течение одного полупериода колебаний якоря 4 излучение источника 2 перекрывается толстым экраном 3, а в течение другого — проходит через окно 1.

## Глава восемнадцатая

# ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ОБРАТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В ПРИБОРАХ УРАВНОВЕШИВАНИЯ

## 18-1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ, ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НЕРАВНОВЕСИЯ И СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ПРИБОРОВ УРАВНОВЕШИВАНИЯ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ СИЛЫ

Принцип действия прибора уравнивания для измерения силы поясняется на рис. 18-1. Измеряемая сила  $F_x$  действует на подвижную часть прибора 1, закрепленную относительно корпуса на растяжках, мембране или плоских пружинах 2. Обмотка 3, расположенная на цилиндрическом каркасе, находится в радиальном зазоре магнитной системы, а торец каркаса с пластиной 4, укрепленной с помощью изоляторов на полюсном наконечнике 5, образует емкостный преобразователь. Этот преобразователь, имеющий емкость  $C_x$ , включается в измерительный мост, питаемый от высокочастотного генератора. При действии силы  $F_x$  подвижная часть смещается на величину  $\Delta X$ , изменяется емкость  $C_x$ , выходной сигнал измерительного моста  $\Delta U_{\sim}$  усиливается усилителем  $U_c$  и выпрямляется демодулятором ДМ. Выпрямленный ток  $I$  подается в обмотку 3 таким образом, чтобы сила  $F_y = \beta I$ , создаваемая в результате взаимодействия тока с магнитным полем, была направлена навстречу измеряемой силе и уравнивала ее. Работа прибора описывается уравнением  $F_x = F_y + \Delta F$  (см. § 6-1), и о величине измеряемой силы можно судить по току  $I$ , измеряемому либо миллиамперметром, либо по падению напряжения на образцовом сопротивлении  $R_N$ .

Как видно из приведенного уравнения, в установившемся режиме смещение  $\Delta X$  подвижной части вызывается только сигналом неравновесия  $\Delta F$ , который будет тем меньше, чем больше коэффициент усиления канала обнаружения неравновесия, поэтому система крепления подвижной части должна иметь доста-

точно большую податливость, а преобразователь неравновесия (ПН) (в данном случае емкостный) и усилитель  $Ус$  — большую чувствительность. Конструктивно обратный преобразователь (ОП) (в приведенном примере — магнитоэлектрический) и ПН объединены в один узел, называемый датчиком уравнивания.

Основное требование к ПН — высокая чувствительность к малым перемещениям. Кроме этого, сила взаимодействия между подвижным и неподвижным элементами ПН должна быть равна нулю. Если эта сила существует, то она будет суммироваться с измеряемой силой и в зависимости от величины сил может внести существенную погрешность в измерение.

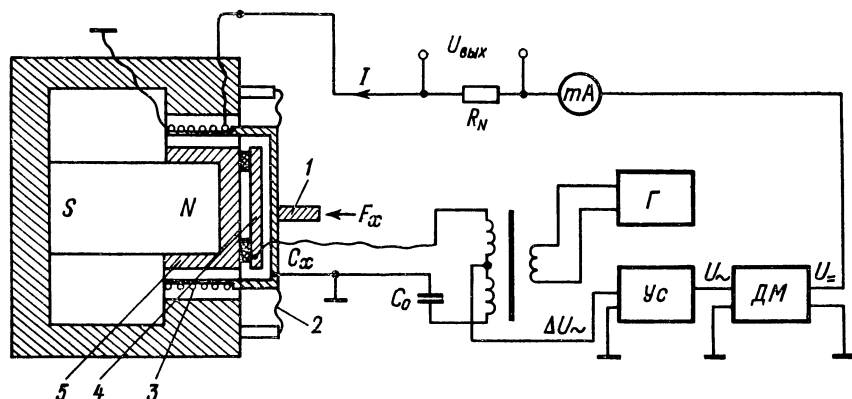


Рис. 18-1

Наиболее рационально использовать в датчиках уравнивания силы емкостные дифференциальные преобразователи (в них силы взаимодействия между пластинами уравниваются — см. § 12-2), фотоэлектрические преобразователи (см. § 16-3) и взаимноиндуктивные трансформаторные преобразователи (см. § 13-4). Ниже приведены ориентировочные значения чувствительности для используемых преобразователей: контактного — 5000 В/мм, фотоэлектрического — 1000 В/мм, емкостного — 500 В/мм, индуктивного — 50 В/мм.

Следует заметить, что индуктивный ПН может быть совмещен с магнитоэлектрическим ОП, например, так, как это схематически показано на рис. 18-2.

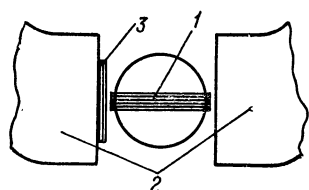


Рис. 18-2

Рамка 1 находится в зазоре постоянного магнита 2. На торце магнита расположена под углом  $90^\circ$  к рамке 1 возбуждающая катушка 3, питаемая от дополнительного источника напряжением высокой частоты (10—50 кГц). При повороте рамки 1 в ней наводится э. д. с., поступающая на вход усилителя. Чувствительность такого преобразователя  $S = 10$  мВ/град.

При выборе типа крепления подвижной части датчика надо помнить, что по оси чувствительности на нее действует разность  $\Delta F$  сил — входной  $F_x$  и уравнивающей  $F_y$ , при этом обычно  $\Delta F < 0,01 F_y$ . В то же время, если на датчик, кроме измеряемой силы по оси чувствительности, действуют также силы по перпендикулярным осям (создаваемые, например, вибрационными ускорениями), то эти силы полностью прикладываются к подвижной части, так как в этих направлениях уравнивающие силы не действуют.

Таким образом, к креплению подвижной части датчика прибора уравнивания предъявляются требования минимальной жесткости в направлении оси чувствительности и максимальной жесткости по перпендикулярным осям. Лучшим с этой точки зрения является крепление подвижной части на оси в под-

шипниках. Недостаток такого крепления — наличие трения. Для уменьшения трения используются подшипники скольжения, вращаемые специальным двигателем; кроме того, можно подвижную часть погрузить в тяжелую жидкость или применить электромагнитное подвешивание.

При креплении подвижной части на мембранах (рис. 18-3, а) последние должны быть очень тонкими, чтобы иметь малую противодействующую силу в направлении оси чувствительности. В этом случае целесообразно применять кружевные мембраны (рис. 18-3, б). На рис. 18-3, в показана очень простая конструкция крепления подвижной части при помощи трех ленточных растяжек.

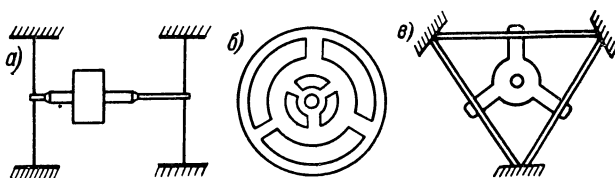


Рис. 18-3

Структурная схема прибора уравнивания для измерения силы представлена на рис. 18-4. Там же штриховыми линиями показаны дополнительные предварительные преобразователи ПП, необходимые в приборах, измеряющих давление  $P_x$  или ускорение  $X''_x$ , для преобразования последних в силу. Как видно из рис. 18-4, эти преобразователи не вносят в схему принципиальных изменений, поэтому схему рис. 18-4 можно назвать структурной схемой прибора уравнивания для измерения обобщенной механической силы. Как было показано в гл. 6, погрешности приборов уравнивающего преобразования определяются в основном погрешностью цепи обратного преобразования (цепь  $\beta$ ) и погрешно-

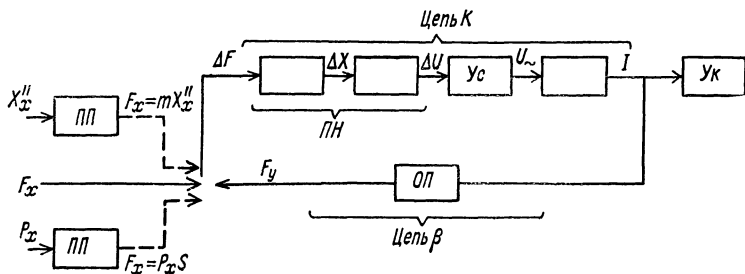


Рис. 18-4

стями предварительного преобразователя и указателя, и переход к уравнивающему преобразованию имеет смысл только в том случае, если погрешности этих преобразователей достаточно малы. Приборы уравнивающего преобразования для измерения обобщенной механической силы получили в числе других приборов уравнивания наиболее широкое распространение именно благодаря наличию точных ОП тока в силу или вращающий момент, причем входной электрической величиной этих преобразователей являются такие удобные для измерения величины, как ток, напряжение или частота, которые могут быть с высокой точностью восприняты указателем. Предел измерения и погрешности прибора в значительной степени определяются преобразователем, включаемым в обратную цепь. Поэтому выбору типа обратного преобразователя, его конструкции, расчету и анализу погрешностей должно уделяться наибольшее внимание при разработке прибора уравнивания.



## 18-2. МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И МАГНИТОЭЛЕКТРОГИДРОДИНАМИЧЕСКИЕ ОБРАТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Принцип действия магнитоэлектрического преобразователя тока в силу или момент поясняется на рис. 18-5. Сила, возникающая при взаимодействии электрического тока  $I$ , протекающего по катушке (рис. 18-5, а), с полем постоянного магнита определяется формулой  $F_B = \beta_{мэ} I$ , где  $\beta_{мэ} = Bl\omega$ ;  $B$  — индукция в зазоре магнита;  $l$  — средняя длина витка катушки;  $\omega$  — число витков катушки.

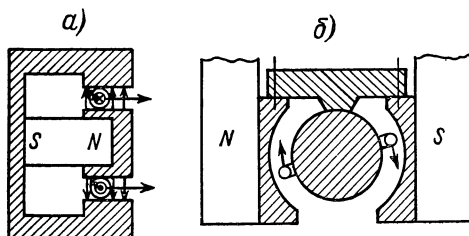


Рис. 18-5

Момент, создаваемый преобразователем (рис. 18-5, б), определяется формулой  $M = BS\omega l$ , где  $S$  — площадь рамки.

Основными причинами возникновения погрешностей магнитоэлектрических преобразователей при постоянной температуре являются:

- 1) нестабильность свойств магнитной системы;
- 2) неоднородность магнитного поля в диапазоне перемещения катушки;
- 3) изменение индукции магнита вследствие воздействия на него м. д. с., создаваемой при прохождении тока через катушку;

4) наличие электромагнитной составляющей силы  $F_{эм} = \frac{1}{2} I^2 dL/d\Delta X$ , возникающей в случае, если индуктивность  $L$  катушки изменяется при ее перемещении  $\Delta X$ ;

5) нагрев катушки собственным током.

Для уменьшения погрешности от нестабильности следует при конструировании магнитной системы особое внимание уделить жесткости соединения магнита с магнитопроводом и после сборки подвергнуть преобразователь старению путем многократных изменений температуры. Чтобы избежать влияния близости ферромагнитных масс, преобразователь надо выполнять с внутренним магнитом; в этом случае внешний магнитопровод служит достаточно хорошим экраном.

Погрешность от неравномерного распределения индукции в зазоре (рис. 18-6) определяется формулой

$$\gamma = \frac{\Delta B_1 + \Delta B_2}{B_0} \frac{\Delta}{l},$$

где  $\Delta B_1$  и  $\Delta B_2$  — средние изменения индукции на соответствующих участках при перемещении катушки на величину  $\Delta$ ;  $l$  — длина катушки;  $B_0$  — средняя индукция в области расположения катушки. Погрешность будет

тем меньше, чем меньше перемещение катушки, и поскольку в приборах уравновешивания перемещение подвижной части не превышает 0,01—0,1 мм, то эта погрешность достаточно мала. Однако для ее уменьшения размеры катушки должны быть выбраны таким образом, чтобы катушка при перемещении не приближалась к краю зазора ближе, чем на его длину  $\delta$  (рис. 18-6). При необходимости увеличения габаритов катушки можно сделать ее длину  $l$  больше ширины зазора  $l_0$  на величину  $l - l_0 = 0,8\delta$ , тогда при небольшом смещении катушки  $\Delta X < 0,1\delta$  изменения индукции  $\Delta B_1$  и  $\Delta B_2$  будут иметь разные знаки и примерно одинаковую величину.

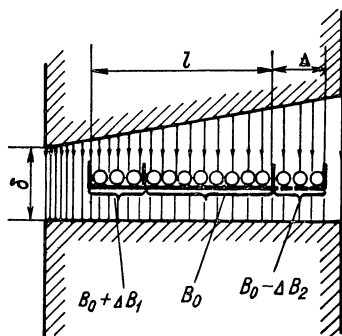


Рис. 18-6

Существенное уменьшение погрешностей от воздействия м. д. с. катушки достигается использованием симметричной магнитной системы. Например, в магнитной системе (рис. 18-7, а) один из магнитов подмагничивается током катушки, в то время как другой размагничивается. Погрешность, вызываемая гистерезисом, для такой магнитной системы не превышает 0,03% при м. д. с. катушки до 100 А и длине магнитов (ЮНДК-24) 20 мм. В симметричной магнитной системе минимальное значение имеет и электромагнитная составляющая силы, так как индуктивность катушки мало меняется при ее смещении ( $dL/d\Delta X \approx 0$ ). В конструкциях с одним магнитом следует предусмотреть специальную обмотку, м. д. с. которой компенсирует м. д. с. катушки, например, так, как это показано на рис. 18-7, б (обмотка  $R_0$ ). Величину тока в обмотке  $R_0$  и, следовательно, создаваемую им дополнительную м. д. с. можно регулировать перемещением движка на резисторе  $R_1$  таким образом, чтобы погрешность гистерезиса и линейности была минимальной во всем рабочем диапазоне прибора.

Самой существенной погрешностью магнитоэлектрического ОП, определяющей, как правило, предел измерения прибора и габариты датчика, является

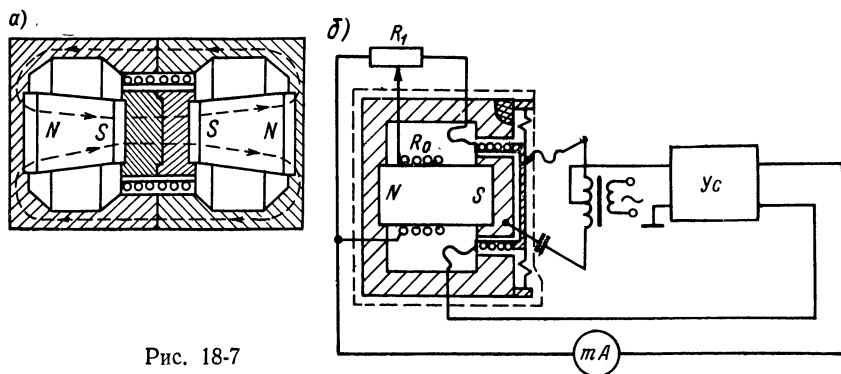


Рис. 18-7

погрешность от нагрева катушки собственным током. Эта погрешность тем более неприятна, что зависит не только от измеряемой величины, но и от времени ее действия, внешних условий и предыстории работы прибора, так как постоянная времени нагрева датчика обычно составляет минуты и даже десятки минут и поэтому не может корректироваться так, как корректируются обычно температурные погрешности приборов, возникающие при изменении температуры внешней среды [7]. Величина тока и, следовательно, предел измерения прибора ( $F_y = IB_{\text{пр}}$ ) ограничиваются допустимой мощностью  $P = I^2 R_{\text{кат}}$ , выделяемой в катушке обратного преобразователя. Учитывая, что сопротивление катушки  $R_{\text{кат}} = \rho l_{\text{пр}} / S_{\text{пр}}$ , предел измерения датчика находим как  $F_y = B \sqrt{P} \sqrt{l_{\text{пр}} S_{\text{пр}} / \rho}$ , и, как видно из этого выражения, он зависит от объема обмотки  $V_{\text{пр}} = l_{\text{пр}} S_{\text{пр}}$  и не зависит от сечения провода. Объем, занимаемый обмоткой, можно выразить следующим образом:  $V_{\text{пр}} = k_{\text{зап}} \delta_0 S_{\text{кат}}$ , где  $S_{\text{кат}}$  — боковая поверхность катушки;  $\delta_0$  — активная длина зазора, занимаемая обмоткой, и  $k_{\text{зап}}$  — коэффициент заполнения медью.

Величина допустимой мощности  $P = P_{\text{уд}} S_{\text{кат}} \Theta$  зависит от боковой поверхности катушки  $S_{\text{кат}}$ , допустимой температуры перегрева  $\Theta$  и удельной мощности  $P_{\text{уд}}$ , определяемой условиями охлаждения (см. § 7-3).

Учитывая приведенные формулы, предел измерения датчика можно выразить как

$$F_y = B S_{\text{кат}} \sqrt{P_{\text{уд}} \Theta \delta_0 k_{\text{зап}} / \rho}. \quad (18-1)$$

Однако чаще при конструировании датчика возникает обратная задача: при заданном пределе измерения найти оптимальные размеры датчика. Как видно из формулы (18-1), предел измерения датчика зависит от индукции в зазоре,

боковой поверхности катушки и активной длины зазора. Возрастание одной из этих величин при сохранении двух других неизменными неизбежно приведет к увеличению объема магнита, поэтому для определения оптимальных размеров датчика необходимо связать предел измерения непосредственно с объемом магнита  $V_m$ . В работе [129] получена формула, связывающая эти величины:

$$V_m^2 = \frac{F_{уд}^2 \rho}{P_{уд} \Theta} \frac{\mu_m}{(B_m H_m)_{\max} \mu_0^2} \frac{4 \delta_k}{k_{\pi}^2 k_m^2 k_{\text{зап}}}, \quad (18-2)$$

где  $B_m$ ,  $H_m$  — индукция и напряженность в материале магнита, размеры которого выбираются таким образом, чтобы  $B_m = B_d$  и  $H_m = H_d$ , т. е. соответствовали координатам экстремальной точки кривой размагничивания, определяющей для данного материала максимум произведения  $BH$ ;  $\mu_m = B_m/H_m$ ;  $\delta_k$  — конструктивная длина зазора, определяемая толщиной каркаса и двумя технологическими зазорами и выбираемая минимально возможной (длина активного зазора  $\delta_0$  для получения минимального объема  $V_m$  выбирается равной  $\delta_k$ );  $k_{\pi} = S_{\text{кат}}/S_{\pi}$  и  $k_m = S_{\pi}/S_m$  — коэффициенты, определяемые как отношения площадей боковой поверхности катушки  $S_{\text{кат}}$ , полюса  $S_{\pi}$  и магнита  $S_m$  и в первом приближении близкие к 1.

Таким образом, в формуле (18-2) остается неизвестной только величина удельной мощности  $P_{уд}$ , которая на основании экспериментальных исследований ряда датчиков с магнитоэлектрическими ОП [129] может быть принята равной  $P_{уд} = 10 \text{ мВт}/(\text{К} \cdot \text{см}^2) = 100 \text{ Вт}/(\text{К} \cdot \text{м}^2)$ . В работе [129] показано также, что отношение массы магнита к массе датчика для различных конструкций датчиков в среднем составляет около  $m_m/m_d \approx 0,2$ , а отношение массы датчика к его объему  $m_d/V_d = 4,5 \text{ г}/\text{см}^3$ .

Допустимая температура перегрева  $\Theta$  определяется допустимой погрешностью, возникающей в результате нагрева катушки и магнита и изменения его индукции при действии больших входных величин, и обычно принимается равной  $\Theta = 2 \div 10^\circ \text{C}$ . Исключение составляют датчики цифровых приборов уравнивания, в которых через катушку ОП пропускаются двухполярные частотно-или широтно-модулированные импульсы тока, действующее значение которого остается все время постоянным и равным амплитуде импульсов  $I_0$ , а среднее значение, которому пропорциональна сила  $F_y$ , изменяется в зависимости от частоты или ширины импульсов. В этом случае перегрев собственным током постоянен и не зависит от измеряемой величины, поэтому не приводит к возникновению погрешности, определяется только надежной работоспособностью элементов датчика и составляет  $\Theta = 40 \div 60^\circ \text{C}$ .

Для примера приведем расчет датчика при заданном пределе измерения  $F_y = 1 \text{ Н}$  и допустимом перегреве  $\Theta = 2^\circ \text{C}$ . Материал магнита ЮНДК 35 Т5БА:  $(B_m H_m)_{\max} = 64500 \text{ (Вб/м}^2) \cdot (\text{А/м})$ ,  $\mu_m = 1,12 \cdot 10^{-5} \text{ 1/Г}$ . Обмотка медная,  $d_{\text{пр}} = 0,05 \text{ мм}$ ,  $\rho = 1,71 \cdot 10^{-8} \text{ Ом} \cdot \text{м}$ ,  $k_{\text{зап}} = 0,35$ . Толщина каркаса 0,3 мм, технологические зазоры по 0,2 мм,  $\delta_k = \delta_0 = 0,7 \text{ мм}$ . Коэффициенты  $k_{\pi} = 0,95$  и  $k_m = 0,8$ . Объем магнита согласно (18-2)

$$V_m^2 = \frac{1 \cdot 1,71 \cdot 10^{-8}}{100 \cdot 2} \frac{1,12 \cdot 10^{-5}}{64500 (4\pi)^2 \cdot 10^{-14}} \frac{4 \cdot 0,7 \cdot 10^{-3}}{0,95^2 \cdot 0,8^2 \cdot 0,35} = 1,31 \cdot 10^{-10} \text{ м}^3; \\ V_m = 11,5 \text{ см}^3; \quad m_m = 89 \text{ г}; \quad m_d = 5m_m \approx 450 \text{ г}; \quad V_d = 100 \text{ см}^3.$$

Магнитоэлектрические обратные преобразователи с подвижной обмоткой имеют линейную зависимость силы от тока, минимальные погрешности по сравнению с другими типами преобразователей ( $\gamma \approx 0,02 \div 0,05\%$ ) и при массе датчика уравнивания порядка 0,5 кг создают электромагнитную силу до 2 Н при весьма незначительном перегреве катушки (до  $5^\circ \text{C}$ ).

Необходимость получения больших пределов измерения при меньших габаритах датчика приводит к использованию в магнитоэлектрических ОП систем с подвижным магнитом и неподвижными обмотками, надетыми на ярмо [66]. Принципиальное устройство одной из магнитных систем такого типа показано на рис. 18-8.

При отсутствии тока в обмотке и при симметрии магнитной системы на подвижную часть, образованную магнитом с полюсными наконечниками, сила не действует. При пропускании тока через обмотки индукция в левых зазорах увеличивается, а в правых — уменьшается или наоборот (в зависимости от направления тока), а на подвижную часть действует сила, стремящаяся сместить ее в область больших индукций. Достоинствами системы такого типа являются отсутствие токоподводов к подвижной части, значительно более простая конструкция датчика и наличие дополнительной элект-

ромагнитной силы  $F_{эм} = \frac{1}{2} I^2 dL/d\Delta X$ , возникаю-

щей при смещении подвижной части от центрального положения и создающей эффект отрицательной жесткости, позволяющей существенно снизить жесткость крепления подвижной части при относительно большой механической жесткости подвески.

Однако магнитоэлектрические ОП с подвижным магнитом имеют существенно большие погрешности, чем у преобразователей с подвижной обмоткой, их погрешность оценивается величиной не менее 0,25%.

**Магнитоэлектродинамические обратные преобразователи (МЭГД ОП)** основаны на использовании явления взаимодействия протекающего в электропроводной жидкости электрического тока с магнитным полем. Принципиальная конструкция акселерометра с МЭГД преобразователем приведена на рис. 18-9.

В зазоре между полюсами постоянного магнита расположена стеклянная ампула с каплей ртути (рис. 18-9, а), через которую протянуты две проволоки

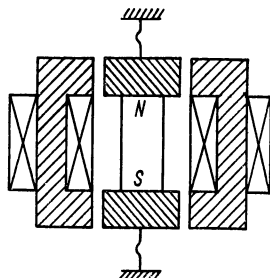


Рис. 18-8

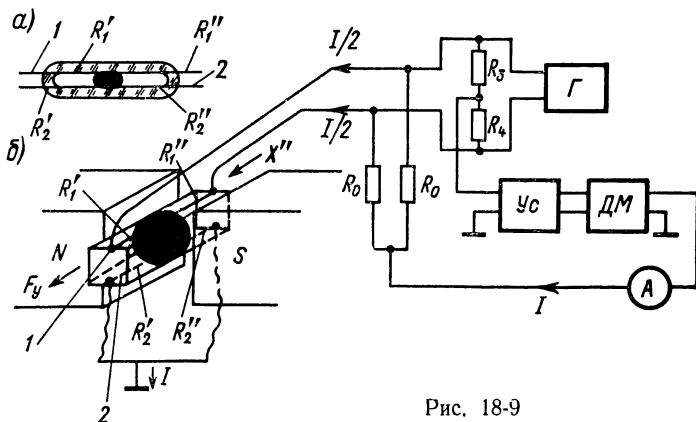


Рис. 18-9

1 и 2, образующие четыре токоподвода с сопротивлениями  $R'_1$ ,  $R''_1$ ,  $R'_2$  и  $R''_2$ , зависящими от положения капли. Через проволоки 1 и 2 через каплю пропускается ток  $I$  (рис. 18-9, б), который, взаимодействуя с полем постоянного магнита, создает силу в направлении, указанном на рисунке. Сопротивления токоподводов, длина которых изменяется в зависимости от положения капли ртути, используются в преобразователе неравновесия, при этом  $R'_1$  и  $R''_1$  образуют рабочие плечи моста ( $R'_1$ ,  $R''_1$ ,  $R_4$ ,  $R_3$ ), а  $R'_2$  и  $R''_2$ , будучи соединенными параллельно, включаются в измерительную диагональ моста последовательно с большим сопротивлением усилителя и влияния на разбаланс моста не оказывают. При действии ускорения  $X''$  в указанном на рисунке направлении капля ртути смещается,  $R'_1$  увеличивается,  $R''_1$  уменьшается. Мост, в который включены эти сопротивления, выходит из равновесия, и высокочастотный сигнал поступает на вход усилителя,

усиливается и выпрямляется демодулятором ДМ. Выходной ток демодулятора через относительно большие сопротивления  $R_0$  и токоподводы  $R'_1$  и  $R'_2$  пропускается через ртуть и, взаимодействуя с магнитным полем, создает силу, уравновешивающую силу инерции  $mX''$ , действующую на каплю ртути.

Благодаря тому, что в МЭГД преобразователе рабочей средой является жидкость, в нем возникает сила, равномерно распределенная по площади поперечного сечения канала (рис. 18-9, б) т. е. давление. Таким образом, естественной выходной величиной МЭГД преобразователя является давление, и наилучшее применение преобразователи этого типа могут найти в манометрах и акселерометрах.

На рис. 18-10 показано устройство камеры МЭГД преобразователя манометра. Камера преобразователя образована двумя профилированными пластинами 1 и 2 из изоляционного или покрытого изолирующим слоем материала и двумя пластинами токоподводов 3 и 4.

Камера размещается в зазоре магнитной системы таким образом, чтобы направление индукции соответствовало указанному на рис. 18-10. В торцевых

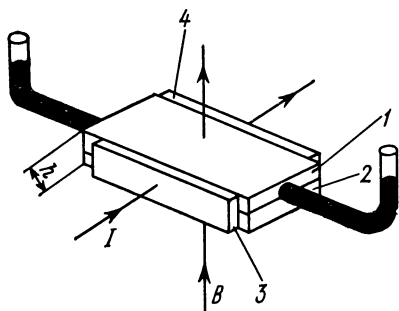


Рис. 18-10

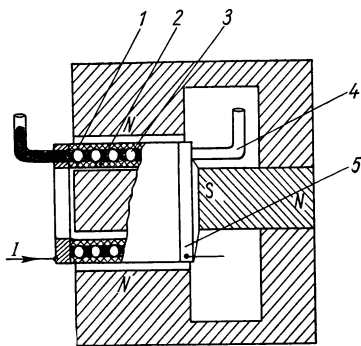


Рис. 18-11

частях камеры имеются отверстия, в которых закреплены выводные трубки. Камера полностью, а трубки частично заполнены рабочей жидкостью.

Сила, создаваемая в элементарном объеме жидкости, определяется формулой  $d\vec{F} = [B\delta] dV$ , и если допустить, что индукция  $B$  и плотность тока  $\delta$  равномерно распределены в рабочей зоне преобразователя и взаимно перпендикулярны, то выходное давление определится формулой  $P = BI/h$ , где  $h$  — высота канала. Минимальная высота составляет  $h = 0,1 \div 1,0$  мм, и максимальное выходное давление при  $B = 1,0$  Т и  $I = 5$  А равно  $P = 5 \cdot 10^4 \div 0,5 \cdot 10^4$  Па ( $0,05 \div 0,5$  атм). Для акселерометров предел измерения определяется формулой  $X'' = B\delta/\gamma$ , где  $\gamma$  — плотность жидкости. При  $B = 1,0$  Т предел измерения акселерометра составляет  $X'' \approx 75$  м/с<sup>2</sup>.

Для увеличения давления, создаваемого МЭГД преобразователем, М. М. Фетисовым и В. Я. Ложниковым была предложена конструкция преобразователя с винтовым каналом [138, 250], схематически показанная на рис. 18-11. В зазоре между коаксиальными цилиндрами 1 и 2 из изоляционного или покрытого изолирующим слоем материала укладывается по винтовой линии платинированный проволока 3, и образовавшийся винтовой канал через выводные трубки 4 заполняется ртутью. С торцов конструкция закрыта металлическими кольцами 5, в отверстиях которых и закреплены выводные трубки. К кольцам подводится ток, и плотность тока  $\delta$  равномерна в аксиальном направлении цилиндра по всему каналу. Цилиндрическая камера располагается в радиальном зазоре магнитной системы; таким образом, индукция  $B$  в зазоре однородна. Если камера имеет  $n$  витков, то давление, создаваемое в преобразователе,  $P = BIn \sin \alpha/h$ , где  $\alpha \approx 90^\circ$  — угол наклона спирали.

Специфичность конструкции МЭГД преобразователей требует применения специальных ПН, некоторые принципиальные конструкции которых показаны на рис. 18-12. Перемещение столбика ртути вызывает изменение сопротивления (рис. 18-12, а) платиноиридиевой или нихромой проволоки (манганин или константан не применяются, так как разрушаются ртутью), емкости (рис. 18-12, б) между кольцом и столбиком ртути или активных потерь в катушке индуктивности (рис. 18-12, в). Основными причинами погрешностей МЭГД преобразователя, подробно исследованными в ЛПИ им. М. И. Калинина В. Я. Ложниковым, являются: нестабильность индукции постоянного магнита, влияние на индукцию магнита магнитного поля тока, нестабильность контактных сопротивлений электрод — ртуть, в особенности в преобразователе с винтовым каналом, дополнительное давление столба жидкости при негоризонтальной установке канала.

Особое внимание при конструировании и использовании МЭГД преобразователей следует уделить погрешности, вызываемой наличием определенного порога чувствительности у жидкостных звеньев. Порог чувствительности зависит от степени смачиваемости жидкостью стенок канала и поверхностного натяжения

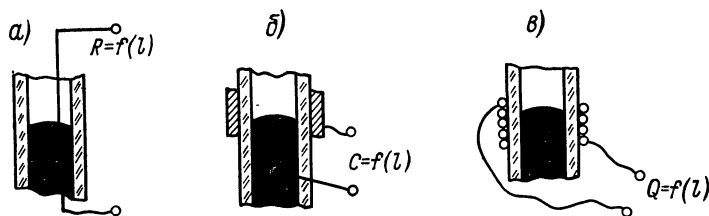


Рис. 18-12

в зоне менисков и в зависимости от свойств и чистоты жидкости, свойств и чистоты поверхности выводных трубок и толщины пленки окиси на поверхности менисков может составлять для ртути от 0,1 до 130 Па. Другие жидкие металлы, кроме ртути, практически не применяются из-за высокой температуры плавления, хотя при небольшом подогреве может использоваться галлий, имеющий температуру плавления  $+29,78^{\circ}\text{C}$ .

### 18-3. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ И ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЕ ОБРАТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Электромагнитные ОП основаны на взаимодействии подвижного элемента из ферромагнитного материала с магнитным потоком, создаваемым катушкой. Принцип действия электромагнитного ОП поясняется на рис. 18-13. Подвижный элемент стремится расположиться так, чтобы увеличить индуктивность катушки.

Сила, развиваемая электромагнитным преобразователем, определяется выражением

$$F = \frac{1}{2} I^2 \frac{dL}{d\alpha},$$

где  $I$  — ток в обмотке прибора;  $L$  — индуктивность катушки;  $\alpha$  — перемещение подвижного элемента. Индуктивность катушки  $L = \omega^2 / (R_0 + R_{\text{ст}})$ , где  $\omega$  — число витков катушки;  $R_0 + R_{\text{ст}}$  — магнитное сопротивление цепи, которая образуется частично воздухом ( $R_0$ ), а частично ферромагнитным подвижным элементом ( $R_{\text{ст}}$ ).

Достоинствами электромагнитных преобразователей являются простота их конструкции, отсутствие токоподводов к подвижной части, допустимость больших токов через катушку, а следовательно, возможность получения боль-

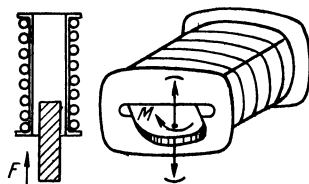


Рис. 18-13

ших сил, которых не могут развить все другие типы обратных преобразователей.

Недостаток электромагнитных преобразователей — большие погрешности, обусловленные наличием в них ферромагнитного материала. Действительно, магнитное сопротивление подвижного элемента  $R_{ст}$  зависит от тока, протекающего по катушке, так как при изменении индукции изменяется магнитная проницаемость ферромагнитного материала. Следовательно, строго квадратичная зависимость между создаваемым моментом или силой и током нарушается. Кроме того, возникает погрешность гистерезиса, проявляющаяся в том, что преобразователь создает различные силы при возрастающем и убывающем токе. Электромагнитные преобразователи подвержены сильному влиянию внешних магнитных полей и нуждаются в экранировании. Погрешность электромагнитного преобразователя в лучшем случае может быть оценена величиной порядка 0,5—1%.

Электромагнитные преобразователи применяются в приборах уравнивания обобщенной механической силы, особенно при измерениях небольших отклонений от измеряемой величины, так как величина тока при этом остается почти постоянной и погрешность преобразователя существенно уменьшается.

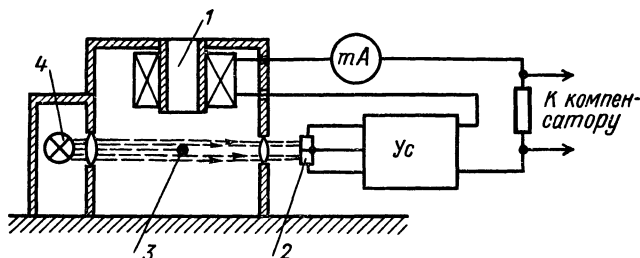


Рис. 18-14

В качестве примера на рис. 18-14 приведено принципиальное устройство прибора уравнивания с электромагнитным преобразователем для определения изменения массы материала, вызываемого, например, адсорбцией газов. В магнитном поле соленоида 1 находится ферромагнитный шарик 3. Величина тока в соленоиде такова, что электромагнитная сила уравнивает силу тяжести шарика. При нарушении равновесия шарик перемещается, изменяется освещенность фотоэлементов 2, являющихся вместе с лампочкой 4 преобразователем неравновесия. Выходное напряжение фотоэлементов усиливается, и ток в катушке изменяется таким образом, чтобы равновесие сил было восстановлено. В приборе отсутствует сухое трение, благодаря чему порог его чувствительности очень мал. При массе шариков  $2 \cdot 10^{-6}$  г удавалось фиксировать изменения их массы до  $10^{-10}$  г, т. е. полный диапазон прибора достигал рекордного значения  $D_{п} = 20\,000$  [247].

Электромагнитные преобразователи применяются также в приборах уравнивания, измеряющих величины, пропорциональные  $\sqrt{F}$ , так как в этом случае получается линейная зависимость между измеряемой величиной и выходным током. Например, при измерении расхода жидких или газообразных сред перепад давления, возникающий на диафрагме и уравниваемый силой, развиваемой электромагнитным преобразователем, пропорционален квадрату расхода, а измеряемый расход пропорционален току преобразователя (см. рис. 22-4). Кроме этого, электромагнитные преобразователи находят широкое применение в специальных электромагнитных подвесках. Вопросу расчета и конструкций электромагнитных подвесок посвящена обширная литература [102].

**Электродинамические обратные преобразователи.** Принцип действия электродинамического ОП основан на взаимодействии двух катушек с электрическим током и поясняется на рис. 18-15. Выходная сила  $F$  (рис. 18-15, а) или выходной момент  $M$  (рис. 18-15, б) преобразователя пропорциональны произведению токов подвижной и неподвижной катушек. Когда через обе катушки течет один и тот

же ток  $I$ , между выходной силой  $F$  и током существует квадратичная зависимость  $F = \rho_{\text{эд}} I^2$ .

В электродинамическом преобразователе магнитные силовые линии замыкаются по воздуху, магнитное поле слабое, и поэтому сила, создаваемая электродинамическим преобразователем, в 100—1000 раз меньше силы, развиваемой магнитоэлектрическим преобразователем при той же потребляемой мощности.

Погрешности электродинамического преобразователя вызываются изменением геометрических размеров катушек. Изменение размеров возможно в результате старения, при вибрационных нагрузках и при изменении температуры. В нормальных условиях работы погрешности электродинамического преобразователя по величине сравнимы с погрешностями магнитоэлектрического преобразователя или даже меньше их. Однако электродинамические преобразователи подвержены сильному влиянию внешних магнитных полей.

Уменьшения влияния магнитного поля добиваются экранированием, однако при этом появляется погрешность гистерезиса, возникающая при перемагничивании экрана. Для того чтобы уменьшить эту погрешность, для внутреннего экрана выбирается материал с малой коэрцитивной силой, например пермаллой.

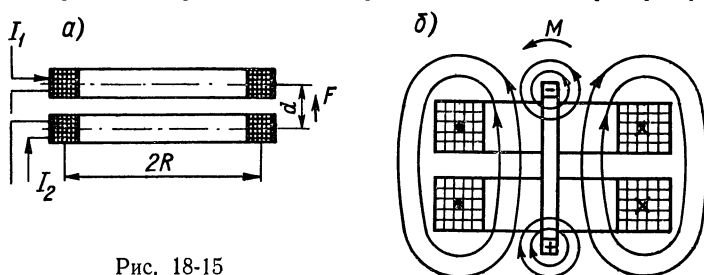


Рис. 18-15

Кроме того, экран должен быть достаточно удален от катушек, что ведет к увеличению габаритов преобразователя. Для уменьшения погрешности от влияния внешних магнитных полей электродинамические преобразователи выполняются астатическими [7]. Коэффициент преобразования электродинамического преобразователя  $\beta$  является сложной функцией его геометрических размеров и зависит от типа конструкции и формы катушек [97]. В частности, при параллельном расположении двух круглых катушек (рис. 18-15, а) с числом витков  $w_1$  и  $w_2$  и  $R \gg 4d$  сила их взаимодействия находится по формуле  $F = I_1 I_2 w_1 w_2 \mu_0 R/d$ .

**Индукционные обратные преобразователи.** Принцип действия индукционного ОП поясняется на рис. 18-16. При вращении диска 1 из проводящего материала в поле постоянного магнита 2 в диске возникают электрические токи. Эти токи, взаимодействуя с полем постоянного магнита, создают силу, тормозящую движение диска и действующую на магнит в направлении вращения диска. Аналогично работает преобразователь с вращающимся магнитом и неподвижным диском. Выходной величиной индукционного преобразователя является момент  $M_{\beta}$ , входной величиной — скорость вращения  $\omega$  диска (или магнита).

Индукционные преобразователи позволяют получить на выходе прибора уравнивания непосредственно цифровой отсчет, если скорость  $\omega$  преобразовать в частоту. Вращающий момент индукционного преобразователя [61]  $M_{\beta} = k_{\text{геом}} \gamma \Phi^2 \omega$ , где  $\gamma$  — проводимость материала диска;  $\Phi$  — поток магнита;  $\omega$  — скорость вращения диска;  $k_{\text{геом}}$  — коэффициент, зависящий от геометрических размеров магнита и диска и их взаимного расположения.

Погрешности индукционного преобразователя вызываются изменением его геометрических размеров, индукции постоянного магнита и удельного сопротивления диска. Для уменьшения температурной погрешности индукционного преобразователя желательно выбрать такой материал диска, чтобы температурная погрешность его сопротивления корректировала температурную погрешность магнита.



На рис. 18-17 показано принципиальное устройство предложенного М. М. Фетисовым прибора с индукционным обратным преобразователем для измерения постоянного ускорения и скорости. Под действием ускорения  $X''$  маятник, образованный постоянным магнитом 3, подвешенным на оси 1, отклоняется. Емкостной ПН 2 выходит из равновесия, выходной сигнал усиливается усилителем и поступает на обмотку двигателя 4. Двигатель вращает диск 5, расположенный между полюсами постоянного магнита. Возникающий момент уравнивает момент маятника. Скорость вращения диска, т. е. частота  $\omega$ , пропорциональна ускорению и является выходной величиной прибора.

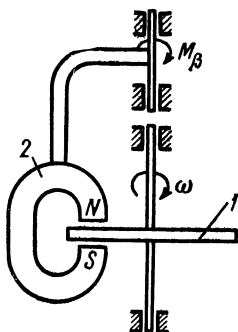


Рис. 18-16

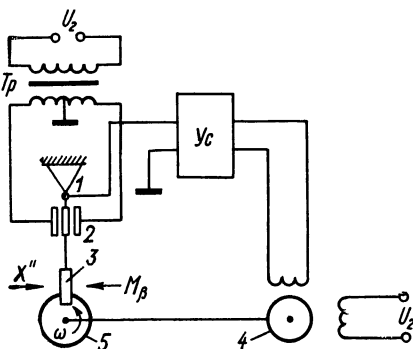


Рис. 18-17

Индукционные ОП широко применяются также в простейших показывающих приборах для измерения скорости. На рис. 18-18 дан принцип конструкции тахометра с индукционным преобразователем. Магнит гибким валом связан с испытуемым объектом. В поле магнита, вращающегося со скоростью  $\omega$ , расположен металлический диск 1, укрепленный на валу 3. На этом же валу укреплены один конец пружинки 4 из фосфористой бронзы и стрелка 2, угол  $\alpha$  поворота которой является выходной величиной прибора. При вращении магнит увлекает за собой диск. Под действием вращающего момента  $M_\beta = \beta_{\text{инд}} \omega$  пружина, имеющая удельный противодействующий момент  $W$ , закручивается на угол  $\alpha = M_\beta / W = \beta_{\text{инд}} \omega / W$ .

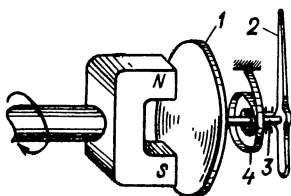


Рис. 18-18

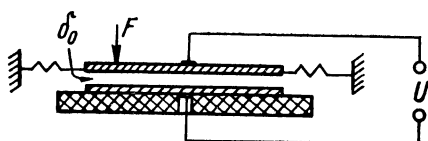


Рис. 18-19

**Электростатические обратные преобразователи.** Принцип действия электростатического ОП основан на возникновении силы между электрически заряженными телами. Сила взаимодействия между двумя пластинами конденсатора (рис. 18-19)  $F = \epsilon S U^2 / (2\delta_0^2)$ , где  $U$  — напряжение между пластинами;  $\delta_0$  — зазор;  $S$  — площадь пластин;  $\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость среды.

Электростатические ОП нашли применение в приборах уравнивания для измерения давления. В этом случае отпадает необходимость преобразования давления в силу, так как выходное давление, создаваемое электростатическим ОП, составляет  $P_\beta = \epsilon U^2 / (2\delta_0^2)$ . Между  $U$  и  $\delta_0$  существует вполне определенное соотношение, ограничиваемое допустимым пробивным напряжением (см. § 12-1). По данным, приведенным в работе [211], при зазорах 0,1—0,3 мм и давлении около 1 мм рт. ст. (133 Па) пробивное напряжение не превышает 625 В. Таким образом, давле-

ние, создаваемое электростатическим преобразователем, не превышает 100 Па, и такой же величиной ограничивается предел измерения манометра с этим преобразователем. Погрешность электростатического преобразователя определяется только возможным изменением зазора  $\delta_0$ , составляющего обычно 0,1—0,5 мм, и, чтобы эта погрешность не превышала 0,1%, самопроизвольное изменение зазора должно быть не больше 0,05—0,2 мкм. Поэтому особое внимание следует уделить выбору материалов и деталей крепления пластин, а также защите преобразователя от внешних электрических полей.

На базе электростатического ОП разработан образцовый манометр, пригодный для воспроизведения единицы давления и передачи ее рабочим приборам [210]. Конструкция датчика этого прибора показана на рис. 18-20, а. Рабочая камера 4 через трубку 5 соединяется с эвакуируемым объемом. Мембрана 6 прогибается, и изменяется емкость между мембраной и электродом 7, включаемая в схему измерительного моста так, как показано на рис. 18-20, б. Зазор между

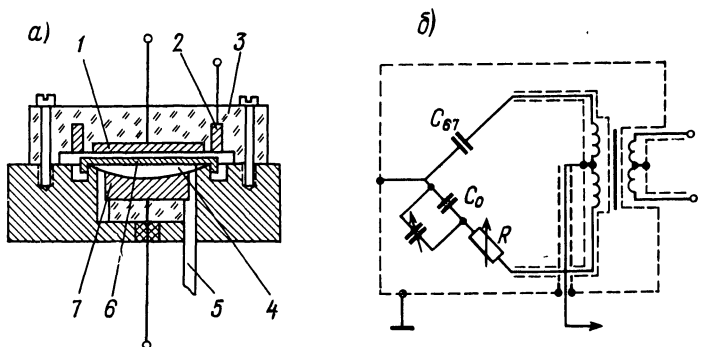


Рис. 18-20

мембраной и электродом 7 составляет около 25 мкм. Уравновешивающее напряжение подается на основной электрод 1, вмонтированный вместе с охранным кольцом 2 в оправу 3 из тугоплавкого стекла. Величина напряжения устанавливается таким образом, чтобы выходной сигнал измерительного моста (преобразователь неравновесия) был равен нулю. Диаметр мембраны и основного электрода 80 мм, толщина мембраны 25 мкм, поверхность электрода обработана по 12—14-му классу чистоты. Зазор между мембраной и электродом 1 задается выступом в оправе 3. Точное измерение зазора позволяет определить постоянную манометра расчетным путем. Недостатком электростатического преобразователя является нелинейная зависимость между напряжением и давлением, устранить этот недостаток можно применением специальной схемы включения преобразователя, приведенной в работе [147].

В табл. 18-1 представлены сводные данные рассмотренных обратных преобразователей.

Таблица 18-1

Тип преобразователя	Входная величина	Выходная величина	Предел измерения
Магнитоэлектрический	Ток $I$	Сила или момент $\begin{cases} F = \beta_{мэ} I \\ F = \beta_{эд} I^2 \\ F = \beta_{эм} I^3 \end{cases}$	1—2 Н
Электродинамический			$2 \cdot 10^{-5}$ Н·м
Электромагнитный			До 10—20 Н
Электростатический	Напряжение $U$	Давление $P = \beta_{эс} U^2$	Не более 100 Па
Индукционный	Скорость $\omega$	Момент $M = \beta_{инд} \omega$	$(0,5 \div 5) \cdot 10^{-3}$ Н·м
Магнитоэлектродинамический	Ток $I$	Давление $P = \beta_{мэгд} I$	$10^5$ Па

#### 18-4. ПРИБОРЫ УРАВНОВЕШИВАНИЯ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

В приборах для измерения перемещения желательно использовать непосредственно обратные преобразователи электрической величины в перемещение: пьезоэлектрические, магнитоупругие (магнитострикционные), термострикционные, называемые также дилатометрическими, электроннолучевые.

**Пьезоэлектрические** (см. § 11-3) и **магнитострикционные ОП** пригодны только для измерения очень малых перемещений и могут иметь относительно большие погрешности, вызванные главным образом тем, что температурные деформации оказываются сравнимыми с рабочими деформациями под действием электрических или магнитных полей. Однако пьезоэлектрическим ОП в последнее время уделяется большое внимание [53, 67, 90]. Прогибы биморфной пластины из пьезокерамики ЦТС-19 под действием приложенного напряжения могут составлять  $10^{-5} \div 1$  мм, и погрешность преобразования напряжения в перемещение оценивается величиной порядка 0,5%.

**Термострикционные ОП** основаны на изменении размеров твердого тела или объема жидкости и газа при нагревании и охлаждении. Входной величиной термострикционного преобразователя является температура, измеряемая термомпарой

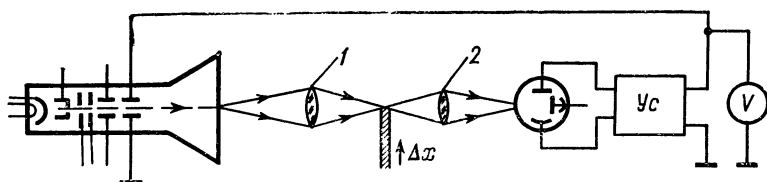


Рис. 18-21

или термометром сопротивления с высокой точностью. Преобразование температуры в изменение размеров обычно линейно и стабильно. Недостаток этих приборов — относительно большая инерционность, поэтому они пригодны только для измерения статических и медленно меняющихся перемещений.

Жидкостные термострикционные преобразователи могут быть использованы не только как преобразователи температуры в перемещение, но при постоянном объеме и как преобразователи температуры в давление.

В работе [230] описан прибор уравнивания для измерения перемещения с биметаллической пластиной в термострикционном ОП.

**Электроннолучевой ОП** представляет собой электроннолучевую трубку (ЭЛТ), положение луча и, следовательно, светящегося пятна на экране которой зависит от напряжения между соответствующими отклоняющими пластинами. На рис. 18-21 схематически показана конструкция оптико-электронного прибора для измерения быстрых смещений [89]. Световое пятно с экрана ЭЛТ проецируется при помощи объектива 1 на кромку диска, смещение которого измеряется, и далее линзой 2 фокусируется на фотоумножитель ФЭУ; выходной сигнал ФЭУ усиливается и поступает на отклоняющие пластины ЭЛТ. При смещении кромки диска и изменении освещенности ФЭУ напряжение отклоняющих пластин вызывает смещение луча и светового пятна на экране, повторяющее движение кромки. Выходной величиной прибора является напряжение отклоняющих пластин. Достоинства преобразователя — очень малый порог чувствительности (до  $\Delta x = 0,1$  мкм), высокое быстродействие, ограничиваемое в основном послесвечением люминофора (около 5 мкс), и принципиальная возможность измерения перемещения одновременно в двух направлениях. Прибор, описанный в работе [89], измерял амплитуду перемещений при длительности движений диска от 25 мкс до 70 мс и при пороге чувствительности 0,1 мкм.

**Следящие приборы (повторители) для измерения перемещения** строятся по структурной схеме рис. 18-22 и получили наибольшее распространение. Выходной величиной следящего прибора также является перемещение  $X_B$ , но большее по масштабу или происходящее в более удобных для измерения условиях. В сле-

дящих приборах коэффициент преобразования обратной цепи равен 1 или некоторому масштабному коэффициенту. Следящие приборы получили распространение именно для измерения перемещения, с одной стороны, потому, что отсутствуют точные ОП перемещения, и, с другой стороны, потому, что перемещение достаточно удобно и точно измеряется без последующих преобразований или при помощи простейших преобразований.

Принцип действия следящего микрометра с контактным ПН иллюстрируется на рис. 18-23. Прибор предложен и разработан М. М. Фетисовым и П. И. Логи-

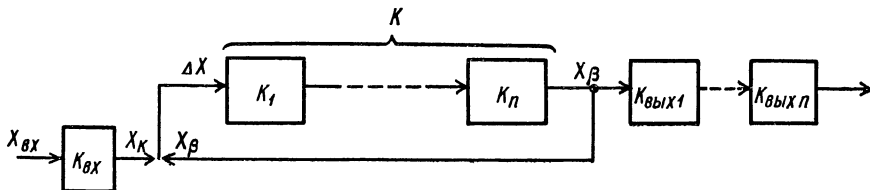


Рис. 18-22

новым. Следящий контакт  $K$  с помощью электродвигателя  $D$ , редуктора  $P$  и микрометрического винта  $1$  периодически замыкает цепь реле  $2$  через контактную пластину  $3$ , расположенную на объекте измерения. Реле  $2$  имеет два устойчивых положения на контактах  $I$  и  $II$ , которые включены в цепь питания электродвигателя так, что при замыкании контакта  $I$  электродвигатель отводит контакт  $K$  от пластины  $3$  и, следовательно, выключает ток в обмотке реле  $2$ , а при замыкании контакта  $II$  приближает контакт  $K$  к пластине  $3$  до замыкания цепи реле  $2$ . Таким образом, замыкание и размыкание контакта  $K$  происходят непрерывно, и прибор работает в режиме автоколебаний.

Один из валов редуктора  $P$  связан с движком реохорда, включенного в мостовую цепь с указателем в диагонали. Положение движка реохорда, а следовательно, и отклонение указателя зависят от положения контакта  $K$ , т. е. от перемещения (в горизонтальной плоскости) объекта измерения вместе с пластиной  $3$ . В качестве указателя может быть использован показывающий либо самопишущий миллиамперметр.

Особенно удобен описываемый прибор при измерении средних перемещений вибрирующих объектов. В этом случае при некотором положении объекта измерения реле  $2$  размыкает и замыкает контакты  $I$  и  $II$  с частотой, равной частоте вибраций объекта. Если контакт  $K$  занимает среднее относительно вибраций положение, то время замыкания и время размыкания этих контактов равны, в связи с чем среднее значение тока в электродвигателе равно нулю, и последний не вращается. Если же среднее положение (относительно вибраций) контакта  $K$  нарушилось, то появляется постоянная составляющая тока в электродвигателе, и он будет вращаться до восстановления среднего положения контакта  $K$ . Таким образом, электродвигатель будет работать практически только при изменениях среднего положения объекта измерения, т. е. показания прибора не будут зависеть от амплитуды и частоты вибраций.

Точность и стабильность работы прибора во многом определяются качеством следящего контакта  $K$  и пластины  $3$ . Поэтому для уменьшения их износа целе-

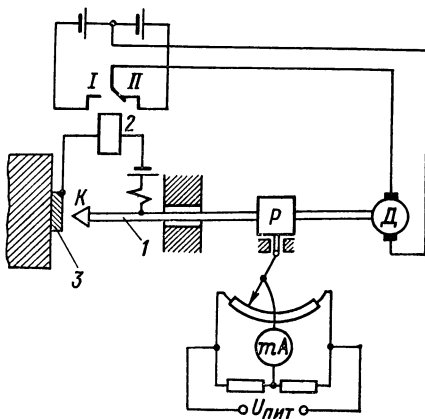


Рис. 18-23

сообразно переключать реле 2 с помощью усилителя, на вход которого соответствующим образом включены контакт  $K$  и пластина 3. Описанный прибор обеспечивает стабильность показаний в течение многих дней непрерывной работы. Погрешность прибора не превосходит 0,2—0,5 мкм.

В качестве ПН в приборах уравнивания для измерения перемещений принципиально могут быть использованы любые преобразователи перемещения: фотоэлектрические, емкостные, индуктивные, контактные и т. д. Однако при выборе типа преобразователя следует иметь в виду, что его входное перемещение равно  $\Delta X = X_{вх} - X_{в} = X_{вх}/(1 + K\beta) \approx X_{вх}/(K\beta)$ . Так как глубину уравнивания  $K\beta$  желательно иметь возможно большей, то величина  $\Delta X$  будет во много (100—500) раз меньше измеряемого перемещения. Поэтому при малых измеряемых перемещениях ПН должен иметь весьма малый дрейф нуля и исключительно высокую чувствительность к перемещению. В связи с этим в следящих приборах наиболее распространены контактные преобразователи.

## 18-5. АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРИБОРОВ УРАВНОВЕШИВАНИЯ

Прибор для измерения силы с магнитоэлектрическим ОП имеет структурно-функциональную схему, представленную на рис. 18-24. Отдельные звенья характеризуются следующими операторными коэффициентами преобразования:  $K_1(p)$  — звено, преобразующее разность измеряемой и уравнивающей сил  $\Delta F$  в перемещение  $\Delta X$  (подвижная часть);  $K_{эkv}(p)$  — участок с модуляцией,

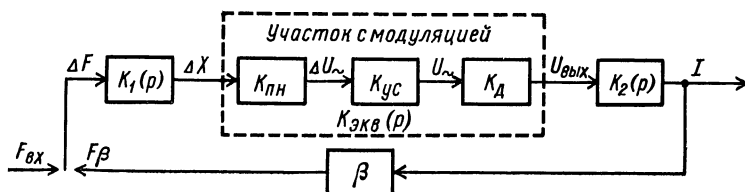


Рис. 18-24

включающий в себя модулятор (преобразователь неравновесия), усилитель и демодулятор;  $K_2(p)$  — выходное звено, преобразующее напряжение в ток (и при необходимости включающее в себя корректирующие цепи для повышения устойчивости);  $\beta$  — звено обратной цепи, преобразующее ток в уравнивающую силу  $F_{\beta}$ . Наиболее инерционным звеном обычно является подвижная часть. В общем случае она характеризуется тремя параметрами: массой  $m$ , коэффициентом успокоения  $P$  и жесткостью  $W$  упругой подвески (см. гл. 7) и представляет собой колебательное звено, описываемое дифференциальным уравнением  $m(d^2\Delta X/dt^2) + P(d\Delta X/dt) + W\Delta X = F_{вх} - F_0 = \Delta F$  и передаточной функцией

$$K_1(p) = \frac{1}{m \left( p^2 + \frac{P}{m} p + \frac{W}{m} \right)}.$$

Звено в этом случае является колебательным и характеризуется собственной частотой  $\omega_0 = \sqrt{W/m}$  и степенью успокоения  $\beta_{усп} = P/(2\sqrt{mW})$ , и прибор является прибором статического уравнивания.

Коэффициент успокоения  $P$ , если пренебречь воздушным успокоением и учитывать только успокоение, создаваемое токами в каркасе и обмотке катушки магнитоэлектрического ОП, определяется по формуле

$$P = \frac{B^2 b \delta 2\pi r}{\rho} + \frac{B^2 \omega^2 (2\pi r)^2}{R},$$

где  $B$  — индукция в зазоре;  $b$  — длина каркаса катушки;  $r$  — радиус каркаса;  $\delta$  — толщина каркаса;  $\rho$  — удельное сопротивление материала каркаса;  $\omega$  — число витков обмотки;  $R$  — полное сопротивление цепи, в которую включена обмотка.

Учитывая только инерционность подвижной части и принимая  $K_{\text{экв}}(p) = K_{\text{пн}}K_{\text{ус}}K_{\text{д}} = K_0$ ;  $K_2(p) = \frac{\Delta I(p)}{\Delta U(p)} = \frac{1}{R}$  (при отсутствии корректирующих звеньев), получаем приближенное выражение для операторной чувствительности прибора:

$$S(p) = \frac{K_1(p) K_0/R}{1 + \beta K_1(p) K_0/R} = \frac{K_0/(mR)}{p^2 + \frac{P}{m}p + \frac{W}{m} + \frac{\beta K_0}{mR}}.$$

Таким образом, прибор в целом является колебательным звеном с собственной частотой  $\omega_{\text{пр}} = \sqrt{W/m + \beta K_0/mR}$  и степенью успокоения

$$\beta_{\text{усп. пр}} = \frac{1}{2} \frac{P}{m\omega_{\text{пр}}} = \frac{1}{2} \frac{P}{m \sqrt{W/m + \beta K_0/(mR)}}.$$

Величина  $\sqrt{\beta K_0/(mR)}$  =  $\omega_{\beta}$  называется, по предложению М. М. Фетисова, разработавшего теорию приборов уравнивания, вносимой частотой, а добавочная жесткость  $W_{\beta} = \beta K_0/R$ , возникающая в результате введения обратной связи, — вносимой жесткостью. Зависимость параметров  $\omega_{\text{пр}}$  и  $\beta_{\text{усп. пр}} = 1/(2Q)$  от глубины уравнивания  $K_{\beta} = K_0\beta/(RW)$  проанализирована в § 7-13 (см. рис. 7-57). Так как обычно  $K\beta = 100 \div 500$ , для получения оптимальной степени успокоения  $\beta_{\text{усп. пр}} = 0,6 \div 0,7$  необходимо весьма значительное успокоение подвижной части  $\beta_{\text{усп}} = \beta_{\text{усп. пр}} \sqrt{K\beta} = 6 \div 14$ . Последнее, однако, не всегда осуществимо, поэтому обычно требуемой степени успокоения добиваются введением корректирующих цепей.

У некоторых приборов уравнивания подвижная часть крепится на подшипниках (или, например, представляет собой свободно движущийся поршень). В этих случаях  $W = 0$  и уравнивание становится астатическим, так как

$$K_1(p) = \frac{1}{mp^2 + Pp} = \frac{1}{(mp + P)p}.$$

Все формулы при этом остаются справедливыми, однако собственную частоту подвижной части  $\omega_0 = \sqrt{W/m}$  в этом случае нужно считать равной нулю. Поэтому понятия степени успокоения подвижной части  $\beta_{\text{усп}} = P/(2\sqrt{mW})$  и глубины уравнивания  $K\beta = K_0\beta/(K_1W)$  теряют смысл.

В приборах с астатическим уравниванием (см. § 6-2) понятием, аналогичным величине  $K\beta$ , является коэффициент петлевого усиления системы  $K\beta_{\omega=1}$  при  $\omega = 1$ , равный в данном случае

$$K\beta_{\omega=1} = \frac{K_0\beta}{R} \frac{1}{\sqrt{P^2\omega^2 + m^2\omega^4}} = \frac{K_0\beta}{R \sqrt{P^2 + m^2}}.$$

Для более точного определения передаточной функции приборов уравнивания необходимо учитывать характеристику  $K_2(p)$  звена, преобразующего напряжение  $U_{\text{вых}}$  в ток  $I$ . В приборе без корректирующих звеньев выходное напряжение усилителя расходуется на преодоление активного сопротивления  $R$  выходной цепи (обмотка ОП, внутреннее сопротивление демодулятора, сопротивление измерительного прибора), индуктивного сопротивления обмотки  $X_L$  и э. д. с., индуцируемой в обмотке ОП при движении подвижной части. Действительно,

$$U_{\text{вых}} = U_R + U_L + U_{\Delta X} = i_{\text{вых}} R + L (di_{\text{вых}}/dt) - Bl(d\Delta X/dt),$$

где  $Bl = \beta$ .

Из структурной схемы рис. 18-24 видно, что выходное напряжение усилителя связано с перемещением  $\Delta X$  следующим образом:  $U_{\text{вых}} = \Delta X K_{\text{эКВ}}(p)$ . Пренебрегая инерционностью участка с модуляцией, можно считать, что  $\Delta X = U_{\text{вых}}/K_0$ . Отсюда выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = i_{\text{вых}} R + L \frac{di_{\text{вых}}}{dt} - \frac{\beta dU_{\text{вых}}/dt}{K_0}$$

и коэффициент передачи звена

$$K_2(p) = \frac{I_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вых}}(p)} = \frac{1}{R} \frac{1+p\beta/K_0}{1+pL/R} = \frac{1}{R} \frac{1+T_1 p}{1+T_2 p},$$

где  $T_1 \equiv \beta/K_0$  и  $T_2 \equiv L/R$ .

Участок с модуляцией при рассмотрении большинства автоматических систем считается безынерционным. Такое допущение вполне возможно, когда несущая частота много выше частоты среза логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАХ), т. е. частоты, при которой коэффициент передачи

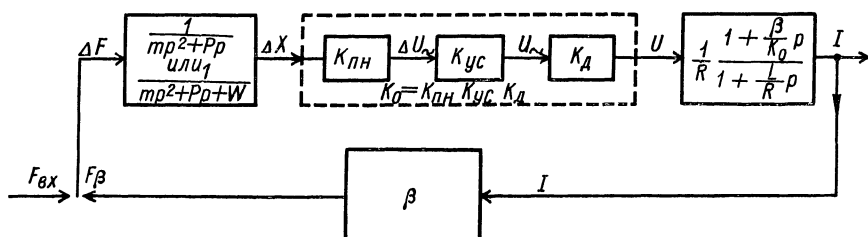


Рис. 18-25

разомкнутой системы  $F_\beta/\Delta F = 1$ . Если отношение несущей частоты к частоте среза  $\omega_{\text{нес}}/\omega_c < 10$ , то при анализе устойчивости приходится учитывать инерционность, вносимую усилителем и демодулятором.

Инерционность участка с модуляцией необходимо учитывать также для тех систем, в которых корректирующие звенья специально вводятся по несущей частоте

Полная структурно-функциональная схема прибора (инерционностью участка с модуляцией пренебрегаем) представлена на рис. 18-25.

Передаточная функция разомкнутой системы при наличии жесткости  $W$  определяется по формуле

$$W(p) = \frac{K_0 \beta}{R} \frac{1}{mp^2 + Pp + W} \frac{1 + T_1 p}{1 + T_2 p} = K\beta \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2\beta_{\text{усп}}\omega_0 p + \omega_0^2} \frac{1 + T_1 p}{1 + T_2 p}, \quad (18-3)$$

где глубина уравнивания

$$K\beta = K_{\text{пн}} K_{\text{ус}} K_{\text{д}} \beta / (RW) = K_0 \beta / (RW),$$

и при отсутствии жесткости  $W$  (крепление на оси) — по формуле

$$W(p) = \frac{K_0 \beta}{R} \frac{1}{p(P + mp)} \frac{1 + T_1 p}{1 + T_2 p}. \quad (18-4)$$

Выражения (18-3) и (18-4) позволяют произвести анализ устойчивости системы при заданной величине глубины уравнивания прибора  $K\beta$  или  $K\beta_{\omega-1}$  и определить необходимость введения корректирующих звеньев и их параметры.

Динамические свойства прибора по техническим условиям, как правило, определяются частотными критериями (собственная частота, степень успокоения или показатель колебательности), и для анализа запаса устойчивости и выбора соответствующих корректирующих цепей прибора с автоматическим уравниванием рационально пользоваться частотным методом исследования, так как он позволяет наиболее просто произвести анализ и синтез узлов прибора. Частотные методы разработаны достаточно подробно [27, 199], и применение их не представляет особой трудности.

**Выбор глубины уравнивания.** Глубину уравнивания желательно всемерно увеличивать. Возможная глубина уравнивания определяется необходимым для нормальной работы запасом устойчивости системы. Увеличение глубины уравнивания связано обычно с введением в систему (для сохранения устойчивости) корректирующих цепей, значительно усложняющих и удорожающих прибор. Поэтому при проектировании приборов уравнивания рационально заранее найти минимально допустимую глубину уравнивания, позволяющую удовлетворить предъявляемые к прибору требования, обеспечить соответствующие погрешность, предел измерения и частотный диапазон. Исходя из требуемой точности, величину  $K\beta$  для приборов уравнивания можно определить по формулам, приведенным в гл. 6. (см. стр. 153).

Как было видно из рассмотрения динамических свойств приборов уравнивания (см. § 7-13), глубина уравнивания  $K\beta$  существенно влияет на быстродействие прибора, поэтому при выборе величины  $K\beta$  должен быть учтен и этот фактор. В приборах уравнивания для измерения силы собственную частоту прибора  $\omega_{\text{пр}}$  в первом приближении можно полагать равной вносимой частоте  $\omega_{\text{в}}$ . Это допущение позволяет приблизительно оценить минимально допустимую величину  $K\beta$ , обеспечивающую необходимые динамические свойства прибора из условия

$$\omega_{\text{пр}} \approx \omega_{\text{в}} = \sqrt{\beta K_0 / (m R_0)} = \omega_0 \sqrt{K\beta}, \quad (18-5)$$

откуда  $K\beta \geq \omega_{\text{пр}}^2 / \omega_0^2$  при креплении подвижной части на упругой подвеске и  $K\beta_{\omega-1} \geq \omega_{\text{пр}}^2 / \sqrt{1 + P^2/m^2}$  при креплении подвижной части на оси в подшипниках ( $W = 0$ ).

Наконец, еще одним фактором, определяющим глубину уравнивания, является допустимая величина сигнала, подаваемого на вход прямой цепи. Эта величина ограничена линейным диапазоном прямой цепи, границы его чаще всего задаются преобразователем неравновесия. Величина  $K\beta$  при медленно меняющейся входной величине должна выбираться таким образом, чтобы удовлетворялось условие

$$K\beta \geq \frac{F_x}{\Delta F_{\text{доп}}},$$

где  $F_x$  — входная измеряемая величина;  $\Delta F_{\text{доп}} = F_x - F_y$  — допустимая разность между входной и уравнивающей величинами, линейно воспринимаемая на входе ПН.

В качестве примера рассмотрим прибор уравнивания для измерения силы с емкостным ПН, устройство которого было показано на рис. 18-1. В этом случае перемещение подвижной части датчика уравнивания (катушка и подвижная пластина емкостного ПН), очевидно, не должно превышать 0,8—0,9 расстояния между пластинами. Перемещение подвижной части равно  $\Delta X = F/W_{\text{пр}}$ , где  $F$  — сила, действующая на подвижную часть;  $W_{\text{пр}}$  — жесткость прибора, равная сумме жесткости крепления подвижной части  $W$  и вносимой жесткости  $W_{\text{в}}$ . Иногда прибор работает при одновременном воздействии статических и динамических нагрузок. Тогда перемещение подвижной части находится по формуле

$$\Delta X = \frac{F + N F_{\sim}}{W_{\text{пр}}},$$

где  $N = \Delta X_{\sim} / \Delta X_{\text{ст}}$  — коэффициент (обычно больше единицы), определяющий отношение перемещения при динамической нагрузке в наиболее опасном диапазоне частот к перемещению при статической нагрузке той же величины.



Для обеспечения заданного предела измерения жесткость прибора должна быть не менее

$$W(p) \geq \frac{F_+ + NF \sim}{\Delta X_{\text{доп}}}.$$

Жесткость замкнутого прибора (см. § 7-13)

$$W_{\text{пр}} = W + \frac{K_0 \beta}{R} = W \left( 1 + \frac{K_0 \beta}{RW} \right) = W (1 + K\beta) \approx WK\beta.$$

При креплении подвижной части прибора на подшипниках ( $W = 0$ ) жесткость прибора равна только вносимой жесткости:  $W_{\text{пр}} = W_{\beta} = K_0 \beta / R$  и связана с коэффициентом усиления разомкнутой системы  $K\beta_{\omega-1}$  формулой

$$W_{\beta} = \sqrt{m^2 + P^2} K\beta_{\omega-1}.$$

Таким образом, требуемая глубина уравнивания

$$K\beta \geq \frac{F_+ + NF \sim}{W \Delta X_{\text{доп}}} ; \quad (18-6)$$

$$K\beta_{\omega-1} \geq (F_+ + NF \sim) \sqrt{m^2 + P^2} \Delta X_{\text{доп}}. \quad (18-7)$$

Среди параметров, определяющих величину вносимой жесткости, можно изменять в широких пределах только коэффициент усиления усилителя, так как остальные параметры заданы конструктивными соображениями и эксплуатационными требованиями. Пренебрегая жесткостью крепления и учитывая только вносимую жесткость, минимальный коэффициент усиления усилителя можно оценить как  $K_{\text{ус}} \geq F_x R / (\Delta U_{\text{пн}} \beta)$ , где  $\Delta U_{\text{пн}}$  — напряжение на выходе преобразователя неравновесия при  $\Delta X = \Delta X_{\text{доп}}$ .

## *Глава девятнадцатая*

# **ТЕПЛОВЫЕ И СВЕТОВЫЕ ОБРАТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В ПРИБОРАХ УРАВНОВЕШИВАНИЯ**

## **19-1. ПРИБОРЫ УРАВНОВЕШИВАНИЯ С ТЕПЛОВЫМИ ОБРАТНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ**

В качестве ОП электрической энергии в тепловую могут быть использованы резистор, нагреваемый током, или полупроводниковый элемент, выделяющий или поглощающий тепло при прохождении тока за счет эффекта Пельтье (см. § 14-4).

Количество теплоты, выделяющейся в ОП, в зависимости от поставленной задачи может быть использовано для уравнивания теплового потока, уносимого с поверхности тела путем конвекции, для нагревания тела и для создания лучистого теплового потока, сравниваемого с измеряемым тепловым потоком исследуемого тела. Для того чтобы измеряемая величина однозначно определялась количеством выделяющейся теплоты  $Q$ , необходимо тепловые потери свести к пренебрежимо малым величинам. Погрешность теплового прибора уравнивания определяется обычно не погрешностью ОП, а именно возможностью учета или сведения к минимуму тепловых потерь, обусловленных всеми факторами, кроме измеряемого. В ряде случаев свести тепловые потери к пренебрежимо малым величинам затруднительно, и поэтому тепловые приборы уравнивания иногда выполняются как следящие, несмотря на то, что сами ОП электрической энергии в тепловую обладают весьма высокой точностью.

В качестве преобразователей неравновесия в тепловых приборах уравнивания используются термопары и терморезисторы. Из-за того, что усилители постоянного тока имеют относительно большие погрешности и дрейф нуля, постоянная э. д. с. термопары модулируется и затем усиливается усилителем переменного тока. Терморезистор включается в измерительный мост, питаемый переменным током. В отдельных случаях терморезистор может быть использован одновременно и как ОП, и как ПН.

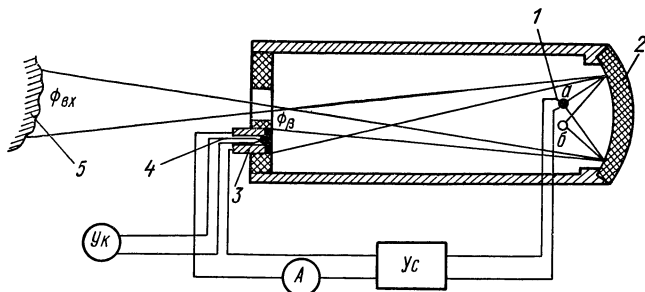


Рис. 19-1

На рис. 19-1 показана схема устройства радиационного термометра, предложенного А. А. Захаровым. В этом приборе лучистый тепловой поток  $\Phi_{вх}$  от тела 5, температура которого измеряется, попадает через соответствующую оптическую систему на зеркало 2 и фокусируется в точке а. На это же зеркало от ОП (от поверхности спая полупроводникового термоэлемента 3) поступает тепловой поток  $\Phi_{в}$ , который фокусируется в точке б. В точки а и б поочередно с частотой 8—10 Гц вносится микротерморезистор 1, нагреваемый сравнимыми потоками  $\Phi_{вх}$  и  $\Phi_{в}$ . При неравновесии потоков величина сопротивления изменяется с частотой модуляции, и на выходе измерительной диагонали моста, в который включен терморезистор 1, появляется переменное напряжение той же частоты. Это напряжение усиливается усилителем и выпрямляется фазочувствительным демодулятором. Выходной ток демодулятора, проходя через полупроводниковый термоэлемент 3, нагревает или охлаждает (в зависимости от направления тока) его поверхность за счет эффекта Пельтье.

Таким образом, устанавливается равенство тепловых потоков  $\Phi_{вх} = \Phi_{в}$ , и по току  $I_{вых}$  можно судить о температуре поверхности термоэлемента 3 и, следовательно, о температуре исследуемой поверхности. В данном случае потери от теплопроводности и конвекции будут весьма значительны, и для того чтобы избежать существенных погрешностей, в особенности от изменения температуры окружающей среды, надо измерять не ток  $I_{вых}$ , а непосредственно температуру поверхности термоэлемента 3. Для этого к его поверхности припаивается специальная термопара 4, э. д. с. которой воспринимается указателем Ук.

На рис. 19-2 показана схема термоанемометра [247], в котором тепло, выделяемое в ОП, уравнивает конвекционные тепловые потери. Проволочный терморезистор  $R$  (см. § 14-7) включен в одно из плеч измерительного моста. В измерительную диагональ моста включен усилитель.

При отсутствии потока воздуха мост питается некоторым начальным током  $I_0$ , часть которого  $I_{R_0}$  проходит через терморезистор и нагревает его до началь-

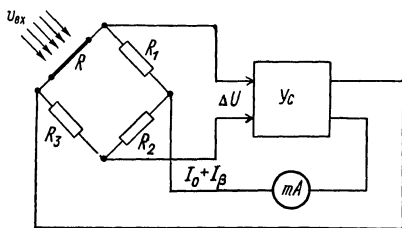


Рис. 19-2

ной температуры  $\Theta_0$ . Мост при этом находится в равновесии. При воздействии воздушного потока, скорость  $v_{\text{вх}}$  которого измеряется, терморезистор охлаждается, изменяется величина сопротивления  $R$  и мост выходит из равновесия. Напряжение неравновесия моста  $\Delta U$  усиливается, и на выходе усилителя появляется добавочный ток  $I_{\beta}$ , питающий мост. Проходя через терморезистор  $R$ , добавочный ток  $I_{R\beta}$  вызывает появление в нем такого количества тепла  $q_{\beta}$ , которое почти полностью уравнивает тепло  $q_{\text{вх}} = \Phi(v)$ , уносимое воздушным потоком. Температура и сопротивление резистора при этом остаются почти постоянными, а по величине тока  $I_{\beta}$  можно судить о скорости потока  $v_{\text{вх}}$ . Интересно отметить, что в этом термоанемометре один и тот же резистор служит и ОП и ПН. В обратной цепи термоанемометра происходит преобразование тока в количество тепла, это преобразование безынерционно, однако принципиально нелинейно, так как количество тепла связано с током зависимостью  $q = I_R^2 R$ . Ток  $I_R$  имеет две составляющие:  $I_{R_0}$  и  $I_{R\beta}$ , следовательно,  $q = q_0 + q_{\beta} = (I_{R_0} + I_{R\beta})^2 R = (I_{R_0}^2 + 2I_{R_0}I_{R\beta} + I_{R\beta}^2) R$ , и лишь при начальном токе  $I_{R_0} \gg I_{R\beta}$  можно пренебречь нелинейностью обратной цепи и считать, что  $q_{\beta} = 2I_{R_0}R I_{R\beta}$ .

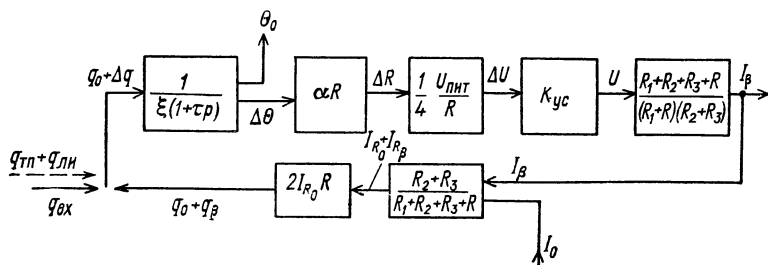


Рис. 19-3

В прямую цепь прибора включено аperiodическое звено (термоприемник), преобразующее тепловой поток  $q$  в температуру. Передаточная функция такого звена была рассмотрена в § 14-1, и там же определена его постоянная времени  $\tau = mc/\xi$ . Структурно-функциональная схема прибора изображена на рис. 19-3, где  $U_{\text{пит}}$  — напряжение питания моста;  $\alpha$  — температурный коэффициент терморезистора;  $\xi$  — коэффициент теплоотдачи;  $\Delta\Theta$  — изменение температуры при действии потока; остальные обозначения ясны из рис. 19-2. Штриховой линией обозначены на схеме потери от теплопроводности и излучения  $q_{\text{тп}} + q_{\text{ли}}$ . Для того чтобы свести их к минимуму, терморезистор выполняется из тонкой проволоки с большим отношением длины к диаметру (см. § 14-7). Кроме того, температура проволоки меняется очень мало ( $\Delta\Theta \ll \Theta_{\text{н}}$ ), и, следовательно, эти потери не меняются и компенсируются начальным током.

Динамическая чувствительность прибора

$$S(p) = \frac{K(p)}{1 + K(p)\beta(p)} = \frac{1}{\xi(1+Tp)} \alpha R \frac{U_{\text{пит}}}{4R} K_{\text{yc}} \frac{R_1 + R_2 + R_3 + R}{(R_1 + R)(R_2 + R_3)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{\xi(1+Tp)} \alpha R \frac{U_{\text{пит}}}{4R} K_{\text{yc}} \frac{R_1 + R_2 + R_3 + R}{(R_1 + R)(R_2 + R_3)} \frac{2I_{R_0}R(R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3 + R}}$$

Учитывая принятые выше обозначения для коэффициентов преобразования прямой и обратной цепи, перепишем это выражение в виде

$$S(p) = \frac{K}{(1 + K\beta) \left( 1 + \frac{T}{1 + K\beta} p \right)}. \quad (19-1)$$

В данном случае

$$K = \frac{\alpha U_{\text{пит}} K_{\text{ус}}}{4\xi} \frac{R_1 + R_2 + R_3 + R}{(R_2 + R_3)(R_1 + R)} \quad \text{и} \quad \beta = 2I_{R_0} R \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3 + R}.$$

Как видно из уравнения (19-1), постоянная времени термоанометра с автоматическим уравниванием уменьшается в  $(1 + K\beta)$  раз по сравнению с постоянной времени термоанометра прямого преобразования, что и является главным достоинством термоанометра уравнивания, предложенного Е. Оссовским в 1948 г.

## 19-2. ПРИБОРЫ УРАВНОВЕШИВАНИЯ СО СВЕТОВЫМИ ОБРАТНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Уравнивание световых величин наиболее широко применяется в приборах для измерения температуры и газового анализа. Одинаково распространены приборы как с ручным, так и с автоматическим уравниванием. В приборах с ручным уравниванием преобразователем неравновесия служит глаз человека, в приборах с автоматическим уравниванием — какой-либо приемник излучения (см. § 16-3). В приборах уравнивания световой поток, характеризующий измеряемую величину, сравнивается со световым потоком, создаваемым ОП. В качестве ОП электрической величины в световой поток используются фотометрические лампы либо образцовый источник света и оптический клин (полупрозрачный поглотитель или шторка, от перемещения которых зависит величина светового потока. Оптический клин может быть выполнен в виде двух стеклянных дисков, между которыми по периферии расположена фотографическая пленка с оптической проводимостью, плавно меняющейся по длине окружности.

Выходной величиной фотометрической лампы накаливания (см. § 16-2) является яркость ее нити, входной — протекающий по нити ток. Фотометрическая лампа питается постоянным током. В цепь питания включаются реостат, регулирующий ток, и прибор, измеряющий этот ток. Поскольку яркость нити однозначно определяется ее температурой (см. § 16-1), фотометрические лампы используются чаще всего в приборах для измерения температуры и шкала прибора, измеряющего ток, градуируется непосредственно в градусах.

Рис. 19-4, а иллюстрирует принцип устройства оптического пирометра с ручным уравниванием. В этом пирометре яркость исследуемого тела сравнивается с яркостью нити фотометрической лампы накаливания 1. Преобразователем неравновесия является глаз человека. Яркость нити вручную регулируется реостатом 4, вмонтированным в ручку телескопа пирометра. Телескоп направляют на исследуемое тело таким образом, чтобы глаз, смотрящий со стороны окуляра 3, видел на фоне раскаленного тела нить фотометрической лампы. Передвижением объектива 5 и окуляра 3 необходимо добиться получения изображения раскаленного тела и нити в одной плоскости. Изменяя ток в фотометрической лампе, добиваются совпадения яркости нити и яркости исследуемого тела. Глаз видит при этом картину, показанную на рис. 19-4, б; рис. 19-4, в соответствует случаю, когда яркость нити больше яркости тела, а рис. 19-4, г — когда яркость нити меньше яркости тела. Шкала амперметра градуирована непосредственно в градусах температуры излучателя.

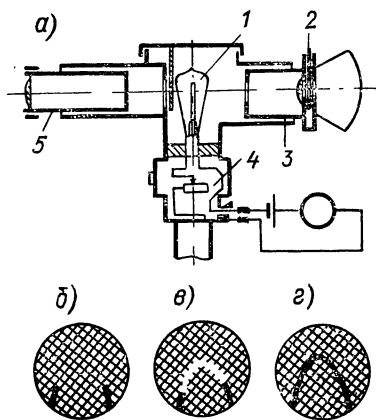


Рис. 19-4

На рис. 19-5 поясняется принцип действия того же пирометра, но с автоматическим уравниванием. Прибор этого типа разработан А. М. Гуревичем [63]. Здесь преобразователем неравновесия является фотоэлектрический преобразователь. Фотоэлемент 5 преобразователя освещается с одной стороны от объекта измерения 1 через красный светофильтр 3, а с другой стороны через тот же светофильтр от образцового источника света — лампы накаливания 2. Щели, через которые световые потоки  $\Phi_x$  и  $\Phi_0$  попадают на фотоэлемент, попеременно перекрываются колеблющимся якорем 4 поляризованного электромаг-

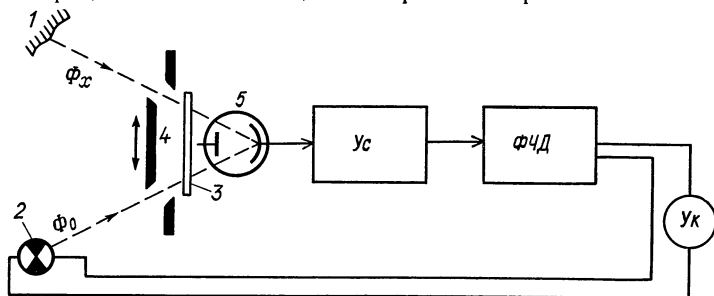


Рис. 19-5

нита. Таким образом, на фотоэлемент попадают потоки  $\Phi_x$  и  $\Phi_0$ , синусоидально изменяющиеся с частотой колебания якоря. Фазы изменения потоков сдвинуты на  $180^\circ$ . Если яркости исследуемого тела и нити лампы не равны, то на выходе фотоэлемента появляется переменная составляющая тока, амплитуда которой пропорциональна разности световых потоков:  $I_m = k(\Phi_x - \Phi_0)$ . Переменный сигнал поступает на усилитель Ус, усиливается и выпрямляется фазочувствительным демодулятором ФЧД. На выходе фазочувствительного демодулятора включены лампа накаливания и выходной указатель Ук. Выходным указателем при-

бора служит миллиамперметр или самоуравнивающийся компенсатор, измеряющий ток накала лампы и проградуированный в единицах измеряемой температуры.

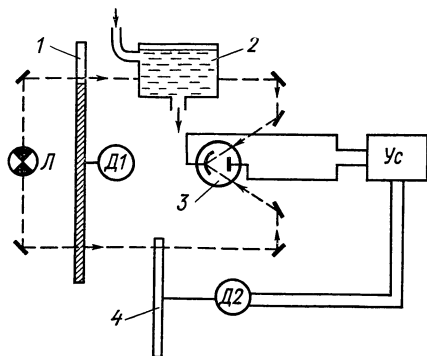


Рис. 19-6

На рис. 19-6 показана принципиальная схема анализатора цветности и мутности жидкостей с автоматическим уравниванием [230]. В качестве ОП в приборе используется оптический клин 4, преобразователем неравновесия является фотоэлемент 3. От источника света Л проходят два пучка света: один через прозрачный сосуд 2, наполненный исследуемой жидкостью; второй — через оптический клин 4. Оба пучка света попеременно перекрываются диском с вырезами 1, вращаемым двигателем Д1. При одинаковой

интенсивности пучков света фотоэлемент 3 равномерно освещен, при разной интенсивности на выходе фотоэлемента появляется переменная составляющая тока. Переменный сигнал усиливается, выпрямляется, и ток с выхода фазочувствительного выпрямителя поступает в обмотку двигателя Д2, вращая его в зависимости от направления тока в ту или другую сторону. По углу поворота можно судить о величине светового потока и, следовательно, об определяющей эту величину мутности жидкости. Благодаря тому что в приборе используется один и тот же источник света для создания измеряемого и уравнивающего световых потоков, погрешность источника света исключается из общей погрешности прибора.

*Часть третья*  
**МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ**  
**РАЗЛИЧНЫХ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН**

---

*Глава двадцатая*

**ИЗМЕРЕНИЕ ЛИНЕЙНЫХ И УГЛОВЫХ РАЗМЕРОВ**

**20-1. ОБЩИЕ СООБРАЖЕНИЯ**

Подлежащие измерению размеры следует подразделять на угловые и линейные.

Угловые размеры чаще всего ограничены полной окружностью, т. е. 360 угловыми градусами, и измеряются применяемыми в технике методами (исключая метрологические и астрономические измерения) с погрешностью до 0,5—1 угловой минуты. Практически полный диапазон угловых размеров чаще всего не превосходит  $D_{\pi} = 2000 \div 4000$ . Наибольшее применение получили методы, использующие реостатные преобразователи, которые могут обеспечить порог чувствительности порядка 10—20 угловых минут. Для более точных измерений применяют дискретные методы на основе зубчатых и кодовых дисков с контактным, фотоэлектрическим и индуктивным съемом сигнала. Эти методы обладают погрешностью до 30—1 угловой секунды.

Измерение линейных размеров требуется выполнять в значительно большем диапазоне — от долей микрометра, например, при измерении микрогеометрии шероховатостей в процессе производственного контроля чистоты отделки поверхностей в точном машиностроении до многих сотен и тысяч километров при измерении расстояний в геодезии, навигации или астрономии.

Диапазон размеров, встречающихся при технических измерениях, можно подразделить на ряд характерных групп. Это, во-первых, размеры, измеряемые в машиностроении и лежащие в диапазоне от долей микрометра до нескольких метров. Ко второй группе можно отнести размеры от 100 мм до 100 м, которые требуется измерять при определении уровней горючего в нефтехранилищах, баках самолетов и автомобилей, уровней зерна в элеваторах, разностей уровней верхнего и нижнего бьефов гидростанций и т. п. И, наконец, третья группа размеров — это расстояния между какими-либо телами, когда измеряемые размеры превосходят несколько метров и могут достигать многих тысяч километров.

Для каждой из групп размеров установились свои методы измерений. Так, в машиностроении, используются преобразователи, области применения которых иллюстрируются табл. 20-1.

Таблица 20-1

Тип преобразователя	0,1 мкм	1 мкм	10 мкм	100 мкм	1 мм	10 мм	100 мм
Реостатные					—	—	—
Кодовые линейки				—	—	—	—
Емкостные			—	—	—	—	—
Индуктивные		—	—	—	—	—	—
Электроконтактные		—	—	—	—	—	—
Тензорезисторы		—	—	—	—	—	—
Пьезоэлектрические	—	—	—	—	—	—	—

Для измерения толщин ленточного или листового материала могут быть применены те же преобразователи, что и для измерения размеров. Однако в ряде случаев задача измерения толщины осложняется тем, что объект измерения имеет доступ только с одной стороны. Такова, например, задача измерения толщины слоя электролитических покрытий, слоя краски или ржавчины на корпусе корабля и т. п. Для решения таких задач применяют ультразвуковые, магнитные или ионизационные методы и соответствующие измерительные преобразователи.

Для измерения уровней используют чаще всего реостатные, индуктивные, емкостные и ионизационные преобразователи. При этом часто возникает задача масштабного преобразования большого перемещения поплавка в сравнительно небольшое перемещение, соответствующее пределу примененного преобразователя. В приборах для измерения уровней могут использоваться также ионизационные преобразователи, основанные, например, на явлении различного поглощения  $\gamma$ -лучей средами, находящимися по обе стороны от границы раздела.

Для измерения больших расстояний применяют локационные методы (радиолокация, звуколокация, светолокация) или методы подсчета пройденного пути (подсчет числа оборотов вертушки морского лага, числа оборотов колеса автомобилей и др.).

Для измерения наивысшей точности используют методы, основанные на интерференции света, а также методы компарирования с помощью микроскопов и фотоэлектрических преобразователей.

## 20-2. ИЗМЕРЕНИЕ УГЛОВЫХ РАЗМЕРОВ

Устройства для измерения угловых перемещений часто выполняются на основе реостатных преобразователей (см. гл. 10). Их достоинствами являются относительно высокая точность (погреш-

ность может быть снижена до 0,05—0,03%), большая входная мощность, что исключает необходимость применения усилителей, и простота устройства. В качестве таких преобразователей широко применяются прецизионные проволочные реостатные преобразователи, которые изготавливаются на пределы измерения от долей одного оборота (20—350°) до 20—40 оборотов [4, 95].

Разновидностью высоконадежного дифференциального реостатного датчика с неизнашивающимся скользящим контактом является датчик, изображенный на рис. 20-1 [136]. Он состоит из реохорда, помещенного в стеклянную трубку. Трубка частично заполнена ртутью, находящейся в атмосфере водорода. Поворот датчика относительно вертикали приводит к изменению сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ . Погрешность такого датчика определяется главным образом поверхностным трением ртути и может достигать 1%.

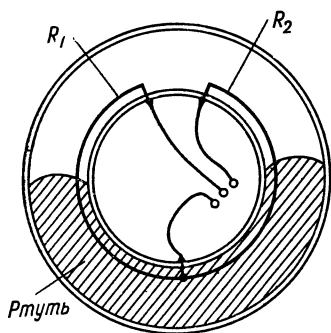


Рис. 20-1

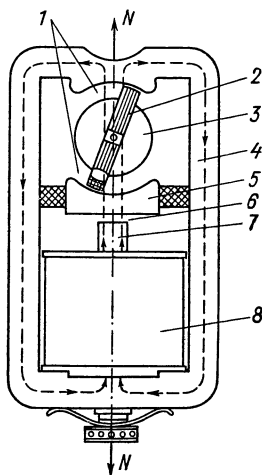


Рис. 20-2

На рис. 20-2 показано устройство серийного трансформаторного (ферродинамического) датчика для измерения угла поворота [261]. Катушка возбуждения 8 создает переменный магнитный поток, который проходит через магнитопровод 4, полюсный наконечник 5, сердечник 3 и плунжер 7. В рамке 2, помещенной в воздушном зазоре 1 магнитопровода, при этом наводится э. д. с., величина которой зависит от поворота рамки относительно нейтральной  $NN$ . Чувствительность датчика может регулироваться путем изменения величины воздушного зазора 6 между плунжером 7 и наконечником 5. Выпускаемые промышленностью подобные датчики типов ПФ-1 — ПФ-6 рассчитаны на питание обмотки возбуждения током промышленной частоты и обеспечивает на выходе напряжение 2 В при пределе измерения 40° ( $\pm 20^\circ$ ). Погрешность линейности при этом не превосходит  $\pm 0,4\%$ .

Принцип устройства многооборотных трансформаторных датчиков с переменным числом витков вторичной обмотки иллюстрируется рис. 20-3 [120]. Здесь первичная обмотка 1 создает магнитный



поток, который замыкается через статор 2 и ротор 3. Вторичная обмотка 4 выполнена печатным способом на стеклоткани, которая навивается на ротор 3 при вращении последнего, изменяя в несколько раз число витков этой обмотки. Датчик этого типа имеет следующие характеристики: число оборотов 5, напряжение питания 6,3 В, выходное напряжение 20 мВ на оборот, погрешность линейности на один оборот 0,3% (0,06% при 5 оборотах).

Устройство электролитического преобразователя, измеряющего отклонение от вертикали в двух плоскостях, было рассмотрено в гл. 15 (см. рис. 15-10). По стабильности такие преобразователи несколько уступают реостатным или взаимоиндуктивным преобразователям, но резко отличаются от них своей исключительной простотой и поэтому находят широкое применение.

В последние годы все чаще используются дискретные преобразователи — кодовые диски, возникновение и развитие которых прежде всего обусловлено потребностями точного измерения углов в прецизионных станках, авронавигации и технике автоматического наведения на цель ракет и снарядов. При использовании двух кодовых дисков, связанных между собой через редуктор (так называемые системы «грубого» и «точного» отсчета), порог чувствительности системы достигает единиц угловых минут. Так, например, два кодовых диска с 6-разрядным двоичным кодом (отсчет 64 градаций), связанные через редуктор с передаточным отношением 1 : 64, обеспечивают отсчет 12 двоичных разрядов (т. е. полное число градаций  $D_n = 4096$ ) с погрешностью порядка 0,5 угловой минуты.

В практике технических измерений угловых размеров находят применение и многие другие методы [4, 115].

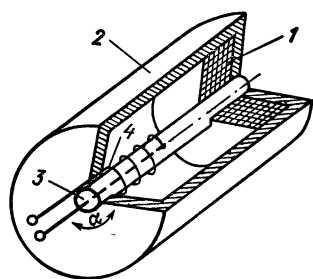


Рис. 20-3

## 20-3. ИЗМЕРЕНИЕ РАЗМЕРОВ В МАШИНОСТРОЕНИИ

В подавляющем большинстве случаев в промышленности требуется измерять не все значение размера, а лишь его отклонение от некоторого заданного значения, так как при изготовлении детали контролируется точность выполнения размера, заданного чертежом. Поэтому номинальное значение размера задается предварительной уставкой, а измеряется лишь отклонение фактически получившихся размеров от заданных. Эти отклонения самих размеров, как правило, не превосходят долей миллиметра. Электрические микрометры находят самое широкое применение и чаще всего выполняются на основе электроконтактных, индуктивных и емкостных преобразователей.

Чистота (степень шероховатости) поверхности оценивается средним квадратическим отклонением или средней высотой микронеровностей. Для измерения шероховатости, как правило, используют метод ощупывания, который заключается в измерении осевых перемещений штока, передвигаемого по испытуемой поверхности, которой он касается своим заостренным наконечником.

На рис. 20-4 показана конструкция датчика профилографа, предназначенного для записи профиля поверхности колец подшипников после обработки [55].

Датчик содержит шток 1, укрепленный в корпусе посредством четырех плоских пружин 3. Левые (по рис. 20-4) концы всех четырех пружин скреплены планкой 4, правые концы у средних пружин соединены с корпусом 2, а у крайних — с укрепленными на штоке кронштейнами 7. На верхнем конце штока укреплен ферритовый стержень 6, который при движениях штока изменяет индуктивность катушки 5. Катушка 5 включена в контур LC-генератора, частота на выходе которого, таким образом, зависит от положения штока датчика. К выходу LC-генератора присоединен частотный демодулятор, причем постоянная времени фильтра на выходе демодулятора может изменяться с помощью переключателя. Напряжение с выхода демодулятора после усиления поступает на самописец. Прибор позволяет регистрировать микронеровности поверхности порядка 0,1 мкм [55].

Конструкция индуктивного датчика БВ-844 [4], предназначенного для измерения перемещений порядка 0,4 мм с погрешностью не более 0,5 мкм, показана на рис. 20-5. При перемещении штока 1 индуктивности катушек 2 и 3 изменяются вследствие изменения величины воздушных зазоров 4 магнитопроводов.

Пример трансформаторного (взаимоиндуктивного) датчика (см. гл. 13), предназначенного для бесконтактного измерения перемещений при высоких температурах, приведен на рис. 20-6 [214]. В этом датчике магнитный поток двух первичных обмоток 3 проходит через ферромагнитный сердечник 6, замыкающий пластину 4 и ферромагнитную деталь 1, перемещения которой подлежат измерению. При изменении величины воздушного зазора между датчиком и деталью изменяется э. д. с., наводимая во встречно включенных вторичных обмотках 2. Корпус датчика и другие конструктивные детали выполнены из немагнитных материалов. Для симметрии датчика между сердечником 6 и замыкающей пластиной 4 устанавли-

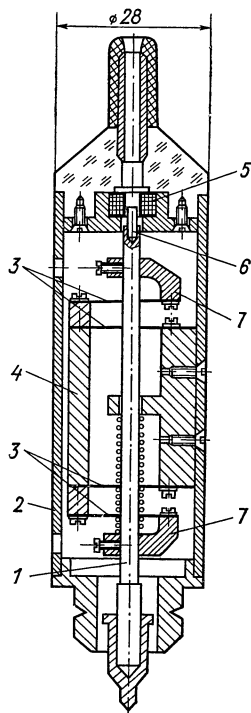


Рис. 20-4

вается немагнитный зазор с помощью прокладки 5. В качестве изолятора в обмотках используется слюда. Датчик по рис. 20-6 обеспечивает измерение перемещения порядка 1—3 мм при температурах до 500 °С. Для температурной коррекции результатов измерения внутри корпуса датчика укреплена термопара.

Примером метода измерения толщин объектов, доступных лишь с одной стороны, может служить метод рассеянного  $\beta$ -излучения. Схема прибора ИТП-476, основанного на этом методе и предназначенного для измерения толщины покрытий, показана на рис. 20-7

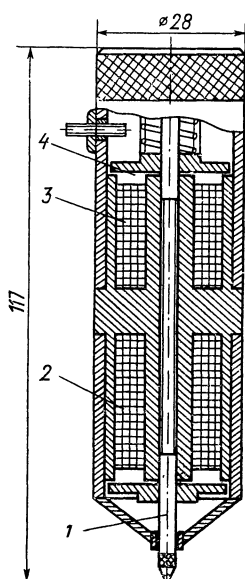


Рис. 20-5

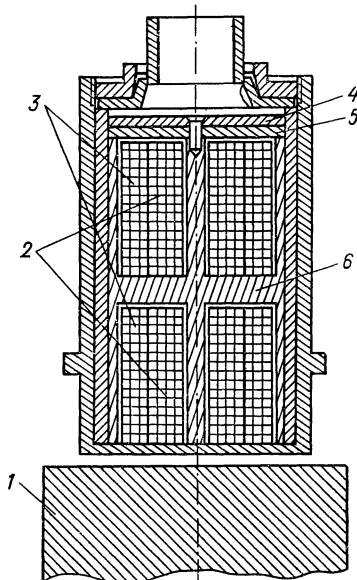


Рис. 20-6

[28]. Прибор содержит три источника  $\beta$ -излучения 1, 4 и 6, электронный усилитель 8 и двигатель 7. Приемник излучения представляет собой дифференциальную ионизационную камеру, состоящую из рабочей камеры 2 и компенсационной камеры 3 с общим собирающим электродом, который через большое сопротивление  $R$  соединен с землей. Излучение радиоактивного изотопа рабочего источника 1 попадает в рабочую камеру, отражаясь от исследуемой поверхности. Отраженное излучение можно представить в виде двух составляющих, одна из которых ( $I_1$ ) обусловлена отражением от подложки и не зависит от толщины покрытия, а вторая ( $I_2$ ) вызвана отражением от покрытия и зависит от его толщины.

В компенсационную камеру излучение попадает от двух источников — дополнительного 6 и компенсирующего 4, которые уравнивают в ионизационной камере соответственно составляющие  $I_1$  и  $I_2$  рабочего источника. Напряжения питания, подаваемые на корпуса камер 2 и 3, имеют противоположные знаки, поэтому

результатирующий ток, протекающий через резистор  $R$ , равен разности ионизационных токов камер и регулировкой заслонки 5 может быть при данной отражающей способности объекта сведен к нулю. Таким образом, угол поворота вала двигателя 7, управляющий положением заслонки и стрелки указателя, определяется толщиной покрытия и практически не зависит от частичного распада источников излучения и от нестабильности коэффициента усиления усилителя.

Прибор ИТП-476 позволяет измерять толщину оловянного покрытия до 5 мкм и цинкового покрытия до 100 мкм с погрешностью порядка 2% (толщина стальной подложки при этом должна быть не менее 0,15—0,3 мм). Прибор может быть использован также для измерения толщины других покрытий на различных материалах и для измерения толщины материала в случае недоступности его с двух сторон, а также для измерения концентраций растворов, состава бинарных смесей и т. п. [4].

Для измерения размеров и перемещений применяются и другие типы датчиков, в частности тензометрические датчики [4, 52] и электронные лампы с механически управляемыми электродами [25]. Предложены вибрационные датчики размеров [201], в которых измерительный шток совершает непрерывные колебания в осевом направлении. Об измеряемом перемещении при этом судят по амплитуде колебаний штока, которая ограничивается соударениями об исследуемую поверхность.

Бесконтактное измерение отклонений размеров или перемещений металлических деталей может производиться высокочастотными емкостными или индуктивными токовихревыми датчиками. При этом измеряется емкость между пластиной датчика и деталью или индуктивность и добротность катушки, магнитное поле которой индуцирует вихревые токи в проводящей детали [159, 218]. Возможно также бесконтактное измерение размеров с помощью электроакустических датчиков, в которых резонансная частота и добротность акустического резонатора зависят от перемещения детали [4].

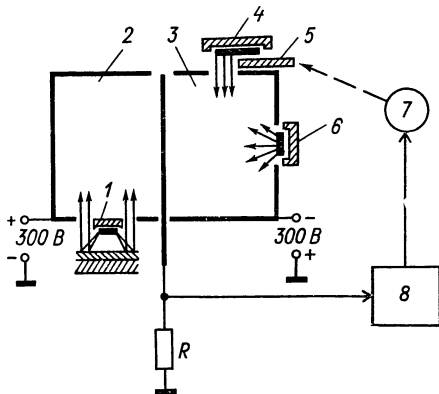


Рис. 20-7

#### 20-4. ИЗМЕРЕНИЕ УРОВНЕЙ

Наиболее простым методом измерения уровней, т. е. расстояний порядка долей метра или нескольких метров, является применение масштабных преобразователей в виде рычажных или ре-

менных передач с последующим измерением относительно небольших выходных перемещений.

Примером может служить серийно выпускаемый прибор УДУ-5, показанный на рис. 20-8 [143]. Металлический поплавок 8 перемещается по направляющим тросам 6 и соединен со стальной перфорированной лентой 7, которая проходит в защитной трубе через направляющие ролики 5 и гидрозатвор 4 в виде колена, залитого незамерзающей жидкостью. Стальная лента навивается на барабан 1 или сматывается с него. Постоянное натяжение ленты обеспечивается спиральной пружиной, механически связанной с мерным зубчатым шкивом 2, зубцы которого входят в отверстия ленты, обеспечивая

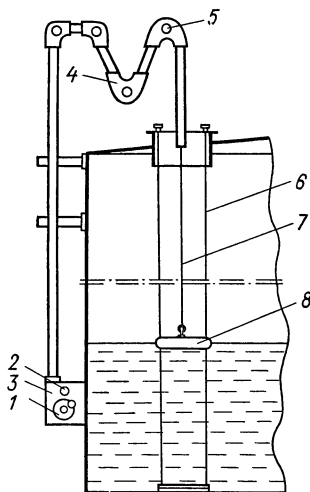


Рис. 20-8

тем самым надежное зацепление ленты со шкивом. Вращение шкива передается на механический счетчик, установленный в блоке 3 и позволяющий отсчитывать уровень в миллиметрах в виде пятизначного числа. В этом же блоке 3 установлен связанный со шкивом реостатный преобразователь или кодовый диск, позволяющие производить дистанционную передачу результатов измерения уровня на расстояние 1—5 км.

Прибор УДУ-5 при пределе измерения 12 м имеет погрешность  $\pm 3$  мм при отсчете показаний по механическому счетчику,  $\pm 15$  мм при применении реостатного преобразования и  $\pm 1$  мм при использовании кодового диска [4].

Широкое применение при измерении уровня находят емкостные преобразователи, так как в них может быть достигнуто линейное изменение емкости на протяжении сравнительно большой длины. В качестве иллюстрации на рис. 20-9 показано устройство уровнемера, позволяющего исключить зависимость результатов измерения от изменения диэлектрической проницаемости среды, уровень которой измеряется [101]. Датчик уровнемера (рис. 20-9, а) содержит четыре коаксиальных конденсатора, два из которых (верхние компенсационные) находятся в воздухе ( $C_{в1}$  и  $C_{в2}$ ), один (нижний компенсационный) полностью погружен в исследуемую среду ( $C_{н}$ ) и один (рабочий) частично погружен в исследуемую среду ( $C_{р}$ ).

Измерительная цепь уровнемера (рис. 20-9, б) содержит генератор  $G$ , усилитель  $Ус$ , вольтметр и два трансформатора  $Tr1$  и  $Tr2$  и работает в режиме статического уравнивания. Если коэффициент усилителя достаточно велик, то можно считать, что напряжение на его входе, зашунтированном паразитной емкостью кабеля  $C_{п}$ , практически равно нулю. Это означает, что равна нулю сумма токов, поступающих на вход усилителя через

емкости  $C_p$ ,  $C_{в1}$ ,  $C_{в2}$ ,  $C_H$ :

$$U_1 \left( \frac{n_2}{n_1} C_p - \frac{n_3}{n_1} \right) C_{в1} - U_2 \left( \frac{n_5}{n_4} C_H - \frac{n_6}{n_4} C_{в2} \right) = 0,$$

где  $n_1 - n_6$  — количество витков соответствующих обмоток трансформаторов. Отсюда

$$U_2 = \frac{\frac{n_2}{n_1} C_p - \frac{n_3}{n_1} C_{в1}}{\frac{n_5}{n_4} C_H - \frac{n_6}{n_4} C_{в2}} U_1.$$

Выразим величины емкостей датчика через длины  $l$  соответствующих конденсаторов, измеряемый уровень  $h$ , емкость на единицу

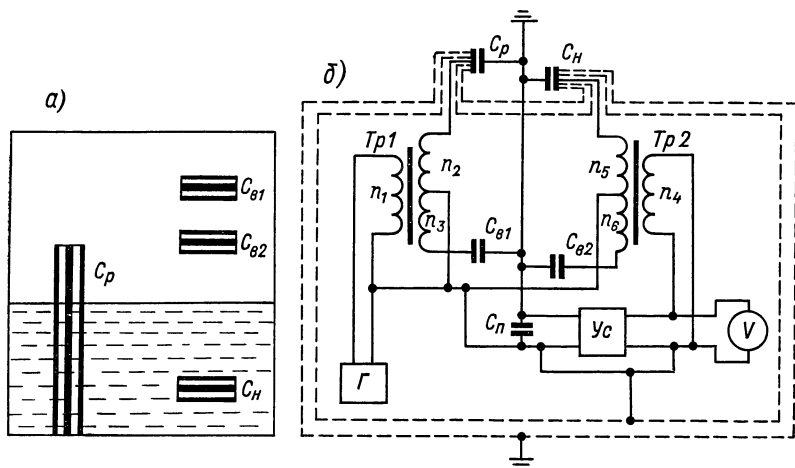


Рис. 20-9

длины в воздухе  $C_0$  и относительную диэлектрическую постоянную исследуемой среды  $\varepsilon$ . Тогда  $C_{в1} = C_0 l_{в1}$ ;  $C_{в2} = C_0 l_{в2}$ ;  $C_H = C_0 \varepsilon l_H$ ;  $C_p = C_0 (h \varepsilon + l_p - h)$ . Соответственно выражение для  $U_2$  преобразуется следующим образом:

$$U_2 = \frac{h}{l_H} \frac{n_2 n_4 (\varepsilon - 1) U_1}{n_1 n_5 [\varepsilon - n_6 l_{в2} / (n_5 l_H)]} + \frac{n_4 (n_2 l_p - n_3 l_{в1}) U_1}{n_1 (n_5 l_H \varepsilon - n_6 l_{в2})}.$$

Если датчик и измерительную цепь выполнить так, чтобы соблюдались равенства  $n_6 l_{в2} = n_5 l_H$  и  $n_2 l_p = n_3 l_{в1}$ , то получим  $U_2 = \frac{h}{l_H} \frac{n_2 n_4}{n_1 n_5} U_1$ .

Таким образом, показания прибора пропорциональны измеряемому уровню  $h$  и не зависят от величины диэлектрической постоянной  $\varepsilon$ .

На рис. 20-9, б штриховыми линиями показаны экраны, которые позволяют практически полностью исключить погрешности от

емкостей кабелей, соединяющих датчик с измерительной цепью [101]. Поскольку емкости воздушных конденсаторов  $C_{в1}$  и  $C_{в2}$  зависят от диэлектрической проницаемости воздуха, которая достаточно стабильна, то вместо верхних компенсационных конденсаторов  $C_{в1}$  и  $C_{в2}$  (рис. 20-9, а) могут быть использованы обычные постоянные конденсаторы.

## 20-5. ИЗМЕРЕНИЕ РАССТОЯНИЙ

Простейшим и наиболее распространенным методом измерения расстояния, пройденного движущимся объектом, является подсчет числа оборотов колеса, сцепляющегося с полотном дороги. Таким методом измеряется путь автомобиля с помощью механического счетного механизма барабанного типа, подключаемого к трансмиссии автомобиля через соответствующий понижающий редуктор. В более сложных устройствах, например в морских лагах, передача угла поворота крыльчатки лага к измерительному устройству осуществляется электрическим путем с помощью синхронной сельсинной передачи. А в наиболее совершенных современных приборах этого типа преобразователь, воспринимающий скорость вращения колеса или крыльчатки, преобразует ее в частоту электрических импульсов. Пройденный путь определяется как интеграл от скорости по времени путем подсчета полного числа электрических импульсов за время пути. Этот подсчет осуществляется электронными счетчиками числа импульсов с непрерывной выдачей результатов на светящееся табло цифрового прибора и с их одновременным вводом в цифровые вычислительные или управляющие устройства.

По существу, этим же методом производится точное измерение пути на начальном, наиболее ответственном участке при запуске космических ракет. Однако из-за отсутствия в этом случае элементов, «сцепляющихся с полотном дороги», в качестве исходного явления используется эффект Доплера, состоящий в кажущемся для неподвижного наблюдателя изменении частоты передатчика удаляющейся ракеты. Это изменение частоты пропорционально (как и при использовании элементов, сцепляющихся с полотном дороги) скорости движения. Поэтому подсчет электронными счетчиками интеграла от «доплеровской частоты» позволяет получить непосредственный цифровой отсчет мгновенных значений пройденного пути.

Другим широко используемым методом измерения расстояний является метод радиолокации. Этот метод состоит в том, что мощным передатчиком в направлении объекта, расстояние до которого должно быть измерено, излучается короткий (например, 1 мкс) радиоимпульс. Достигнув объекта, этот импульс отражается от него, и через некоторое время отраженный импульс возвращается обратно и воспринимается чувствительным приемником. Естественно, что время, прошедшее с момента излучения импульса до момента его возвращения, тем больше, чем больше расстояние до отразившего его

объекта, так как скорость распространения электромагнитных колебаний есть величина постоянная. Эта скорость, как известно, равна  $c = 300\,000$  км/с, и если расстояние до объекта равно, например, 30 км, то ему соответствует затрата времени 200 мкс. Наблюдение таких малых отрезков времени обычно производится на экране электроннолучевой трубки.

Описанный метод не пригоден для измерения малых расстояний (меньше нескольких километров), так как в этом случае затрачиваемое время становится слишком малым. Поэтому для измерения расстояний в несколько сотен метров удобнее использовать для локации не электромагнитные, а акустические колебания, скорость распространения которых много меньше. Для газового акустического канала частота колебаний выбирается в пределах 18—25 кГц, а для твердых тел и жидкостей частота ультразвука принимается равной 0,5—10 МГц [4].

Наиболее типичным примером использования акустической локации может служить измерение глубины моря с помощью ультразвуковых эхолотов. Скорость распространения звуковых и ультразвуковых колебаний в морской воде составляет около 1,5 км/с, т. е. в 200 000 раз меньше скорости распространения электромагнитных колебаний. Поэтому данным методом могут измеряться как достаточно большие (несколько километров), так и очень малые (несколько миллиметров) расстояния.

Этот же метод используется для ультразвукового «просвечивания» металлических изделий с целью обнаружения в них трещин, раковин или других инородных включений (ультразвуковая дефектоскопия). Передатчик и приемник ультразвуковых колебаний непосредственно соприкасается с исследуемой деталью. Вследствие малости расстояний (несколько миллиметров) время прохождения импульса оказывается весьма малым (примерно таким же, как в описанном выше методе радиолокации), и для его наблюдения также используется развертка на экране электроннолучевой трубки.

С появлением и развитием оптических квантовых генераторов (ОКГ) для точного измерения расстояний стали применять локацию световыми волнами.

В импульсных светодальномерах выходной величиной является интервал времени, необходимый для прохождения световым сигналом (короткой вспышкой) расстояния от источника до объекта и обратно. В другой разновидности светодальномеров применяют непрерывное излучение, модулированное по интенсивности синусоидальным сигналом частоты  $f$ . Выходной величиной такого дальномера служит разность фаз между напряжением на выходе приемника оптического излучения и модулирующим напряжением. При измерении расстояний порядка 15—20 км частоту модулирующего напряжения выбирают около 60 МГц, при этом разность фаз  $\Delta\varphi$  не превышает  $2\pi$ . В современных светодальномерах модуляция света осуществляется с помощью практически безынерционных электрооптических ячеек Керра или Поккельса [160], позволяющих с по-



мощью электрического поля осуществлять амплитудную модуляцию света в полосе частот от 0 до  $10^9 - 10^{10}$  Гц.

Для создания узконаправленного потока электромагнитного излучения в радиолокации используются антенны, размеры которых должны быть значительно больше длины волны излучения. Ввиду того что длины волн оптического диапазона составляют доли микрон, оптические «антенны», роль которых выполняют зеркально-линзовые

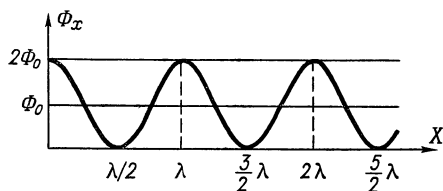


Рис. 20-10

системы, получаются весьма компактными и позволяют формировать весьма остронаправленные световые потоки. Так, угол расходимости излучения лазеров может достигать нескольких угловых секунд. По указанным причинам оптические дальномеры обладают существенными преимуществами перед радиолокаторами: меньшими габаритами, массой, стоимостью и более высокой точностью. Выпускаемые промышленностью для геодезических работ светодальномеры [47] имеют массу порядка 10—20 кг и обеспечивают в любое время суток измерение расстояний до 15—20 км с погрешностью  $\pm 10$  мм.

При измерениях малых длин (от метра до долей микрона) рассмотренные выше методы оказываются непригодными, ибо интервалы времени становятся чрезвычайно малыми. Поэтому измерение малых длин целесообразно осуществлять путем сравнения их с длиной световой волны с помощью интерферометров.

Сущность работы интерференционных преобразователей заключается в том, что при сложении двух когерентных световых потоков они могут ослаблять или усиливать друг друга в зависимости от разности фаз между ними.

Если длина волны применяемого светового излучения равна  $\lambda$ , а интенсивность обоих складывающихся световых потоков равна  $\Phi_0$ , то зависимость интенсивности света на выходе интерференционного преобразователя от измеряемого перемещения  $X$  будет выглядеть так, как показано на рис. 20-10. Поскольку одному периоду изменения этой интенсивности соответствует перемещение на расстояние, равное длине волны света, то путем подсчета полного числа периодов можно выразить перемещение в единицах длин волн [104].

В практических конструкциях интерферометров (рис. 20-11), предназначенных для измерений отрезков длин или перемещений, два когерентных потока, поступающих в фотоприемник 1, создаются

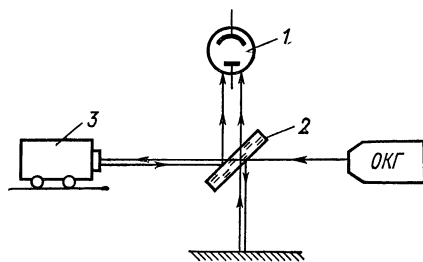


Рис. 20-11

за счет разделения светового потока одного источника (ОКГ) на две части, например, с помощью наклоненного полупрозрачного зеркала 2, причем разность фаз между ними образуется за счет того, что один из потоков дважды проходит измеряемое расстояние до объекта 3.

## *Глава двадцать первая*

# **МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ МЕХАНИЧЕСКИХ УСИЛИЙ, КРУТЯЩИХ МОМЕНТОВ, ДАВЛЕНИЙ И НАПРЯЖЕНИЙ**

## **21-1. ОБЩИЕ СООБРАЖЕНИЯ**

Усилия, воздействующие на детали машин или механизмов, могут быть как сосредоточенными, так и распределенными по какой-либо поверхности. Различают линейно направленные и вращательные (крутящие моменты) сосредоточенные усилия, распределенные усилия подразделяют на внешние — давления и внутренние — напряжения, возникающие в теле исследуемого объекта.

**Диапазон сосредоточенных сил**, в измерении которых нуждаются различные отрасли современной науки и техники, чрезвычайно широк. При натурных испытаниях машин или контроле технологических процессов измеряемые усилия достигают значений  $10^6$  —  $10^8$  Н. С другой стороны, при научных исследованиях встречается необходимость в изменении очень малых усилий — порядка  $10^{-5}$  Н, а иногда и до  $10^{-12}$  Н. Таким образом, полный диапазон измеряемых усилий простирается от  $10^{-12}$  до  $10^8$  Н, т. е. составляет  $D_{\pi} = 10^{20}$ .

Создание единых измерительных устройств с подобным диапазоном пока еще недостижимо, и приходится применять различные методы измерения, так как даже лучшие из современных силоизмерительных устройств имеют рабочий диапазон практически не более  $D = 10^4$ .

**Диапазон давлений**, встречающихся в современной технике, простирается от 0 до  $10^{10}$  Па. При этом порог чувствительности измерительных устройств пока ограничен значением порядка 0,1—0,01 Па. Поэтому полный диапазон измеряемых давлений составляет около  $D_{\pi} = 10^{11}$ .

Современная вакуумная техника имеет дело и с гораздо большими разрежениями газов, чем 0,1 Па. Но в этом случае из-за отсутствия методов измерения таких давлений приходится измерять уже не силу, возникающую от давления среды, а непосредственно концентрацию частиц разреженного вещества (см. § 14-8).

**Внутренние напряжения** в деталях конструкций лежат в пределах от 0 до 1500 МПа (0—15 000 кгс/см<sup>2</sup>). Измерение этих напряжений интересует исследователей прежде всего с точки зрения прочности тех или иных деталей машин. Поэтому измерение напряжений, меньших 10 МПа, чаще всего не представляет интереса. Отсюда

полный диапазон измерения внутренних напряжений составляет практически  $D_n = 150$  и может быть перекрыт единым измерительным устройством, например, с использованием проволочных тензорезисторов.

Для электрических измерений механических усилий могут быть применены различные виды измерительных преобразователей, описанные в гл. 9—17. При этом следует различать два несколько различных метода их применения.

Во-первых, можно использовать те преобразователи, естественная входная величина которых как раз соответствует измеряемому усилию (сила, крутящий момент, давление или напряжение). Так, для измерения давления можно использовать пьезоэлектрические или магнитоупругие преобразователи, естественной входной величиной которых является внешнее распределенное давление. Для измерения внутренних напряжений и малых деформаций материала детали — тензорезисторы, чувствительные именно к деформациям детали, на которую они наклеены.

Во-вторых, посредством упругих элементов можно преобразовать измеряемое усилие, давление или крутящий момент в достаточно большое (доли миллиметра) перемещение и тогда уже применять преобразователи, воспринимающие перемещение.

Оба эти метода применяют на практике, а выбор того или иного из них определяется конкретной задачей. Одним из важных условий выбора метода построения приборов для измерения усилий, давлений или деформаций является характер изменения измеряемой величины во времени. При измерении быстропеременных величин все преобразователи измерительного устройства должны обладать весьма малой инерционностью, чтобы динамический процесс передавался с допустимым минимумом искажений. Наибольшей инерционностью среди преобразователей, входящих в прибор для измерения усилия, обладают, как правило, упругий элемент и регистрирующее устройство, поэтому именно эти преобразователи определяют метод построения приборов для измерения быстропеременных усилий.

## 21-2. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ ДЕФОРМАЦИЙ И МЕХАНИЧЕСКИХ НАПРЯЖЕНИЙ

Для измерения деформаций и механических напряжений наиболее часто используются тензорезисторы (см. гл. 10) и струнные или индуктивные тензометры (см. гл. 13).

Проволочные, фольговые и пленочные тензорезисторы применяются для измерений относительных деформаций  $\varepsilon_l$  от 0,005—0,02 до 1,5—2%. Полупроводниковые тензорезисторы применяются для измерения деформаций до 0,1%. Свободные проволочные тензорезисторы, закрепленные по концам базы, а также эластичные (см. рис. 15-12) тензорезисторы могут быть использованы для измерения деформаций соответственно до 6—10% и 30—50%. Тензорезисторы практически безынерционны и применяются в диапазоне частот

от 0 до 100 кГц. Струнные тензометры используются для измерения статических деформаций от 0,1 до 5%.

При исследовании линейно-напряженного состояния детали тензорезисторы наклеиваются в направлении действия этого напряжения. В этом случае деформация детали и напряжение в ней определяются формулами:  $\epsilon_l = \epsilon_R/k$  и  $\sigma = E\epsilon_l$ , где  $\epsilon_l = \Delta l/l$  — относительная деформация;  $k$  — относительная чувствительность тензорезистора (см. § 10-3);  $E$  — модуль упругости материала;  $\epsilon_R = \Delta R/R$  — относительное изменение сопротивления. Для стали

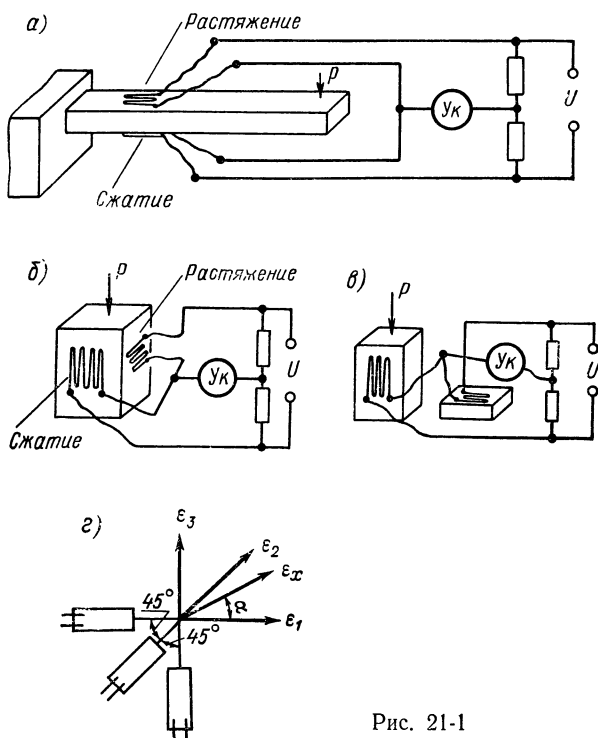


Рис. 21-1

с  $E = 200$  ГПа, применяя проволоочные тензорезисторы из константана, имеем  $k = 2$ . Тогда напряжению 100 МПа соответствует  $\epsilon_R = 0,1\%$ . За пределом пропорциональности изотропного материала модуль упругости не постоянен и переход от деформации к напряжениям затруднителен.

При измерении тензорезисторы обычно включаются в мостовую цепь. Для уменьшения самой существенной для тензорезисторов температурной погрешности в соседнее плечо моста должен быть включен такой же преобразователь, наклеенный на тот же самый материал и помещенный в те же температурные условия, что и рабочий преобразователь. В ряде случаев можно разместить на детали и

включить в соседние плечи моста два тензорезистора, испытывающих равную деформацию разного знака (рис. 21-1, а). При этом одновременно достигается температурная коррекция и повышается вдвое чувствительность измерительной цепи. Когда деталь не имеет областей равных деформаций разного знака, корректирующий тензорезистор может быть наклеен на испытываемую деталь хотя бы так, как это показано на рис. 21-1, б, или наклеен на образец, изготовленный из того же материала, что и деталь, и находящийся в одинаковых температурных условиях с рабочим преобразователем (рис. 21-1, в).

В случае сложного напряженного состояния, когда направления главных напряжений неизвестны, необходимо использовать розетку тензорезисторов (рис. 21-1, г). Величины и направления главных деформаций и напряжений определяются по соответствующим формулам [238].

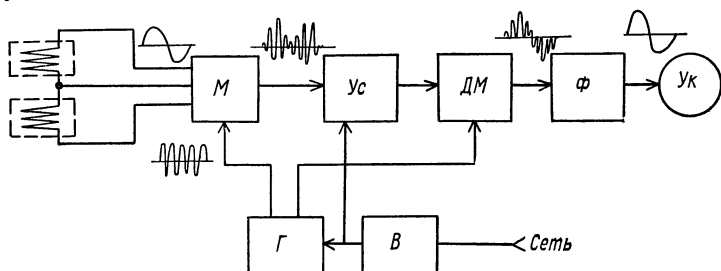


Рис. 21-2

**Измерительные цепи тензорезисторов** весьма разнообразны [9, 43, 52, 238]. Преимущественное распространение получили приборы с усилителями на несущей частоте. Эти приборы обычно называют тензостанциями. На рис. 21-2 приведена типичная структурная схема одного канала тензостанции. Измерительный мост  $M$  питается переменным напряжением от генератора  $G$  несущей частоты. Модулированный сигнал несущей частоты с измерительной диагонали моста подается на вход усилителя  $Ус$ . Усиленный сигнал демодулируется фазочувствительным демодулятором  $ДМ$  и через фильтр  $F$  поступает в указатель (вибратор осциллографа)  $Ук$ . Цепи усилителя и генератора несущей частоты питаются от выпрямителя  $B$ . В мосте предусмотрены элементы предварительного уравнивания его по активной и реактивной составляющим, а также возможность изменения сопротивления одного из нерабочих плеч на вполне определенную величину (путем шунтирования). Выходной сигнал моста при этом должен быть эквивалентен сигналу при некоторой заданной деформации, и, таким образом, возможно произвести проверку чувствительности аппаратуры непосредственно в процессе измерения.

Так как при исследовании различных машин обычно ставится задача определения деформации (или напряжения) одновременно во

многих точках, то тензостанции выполняются, как правило, многоканальными, т. е. содержат 2, 3, 4, 6, 8, 12 однотипных измерительных мостов, соответствующее количество каналов усиления и один общий задающий генератор несущей частоты. Измерительный мост каждого канала питается от своего буферного каскада усиления мощности. Эти каскады во избежание биений между несущими частотами каналов получают возбуждение от общего для всех каналов задающего генератора несущей частоты.

При необходимости передачи сигнала на большие расстояния могут использоваться преобразователи неравновесия тензорезисторного моста в частоту.

Для измерения статических деформаций наиболее распространены автоматические приборы уравнивания, отличающиеся количеством точек измерения (до 360), видом указателя (цифровое табло, цифropечатание на ленте и т. д.) и другими параметрами.

### **21-3. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ СОСРЕДОТОЧЕННЫХ СИЛ, ДАВЛЕНИЙ И КРУТЯЩИХ МОМЕНТОВ**

Методы электрических измерений этих величин весьма сходны между собой и могут быть подразделены на две разновидности: методы, основанные на использовании преобразователей, естественной входной величиной которых является сила, давление или крутящий момент, и методы, основанные на измерении деформаций упругих элементов, подвергающихся воздействию сил, давлений или крутящих моментов.

**Структурные схемы и принципиальные конструкции датчиков** приведены на рис. 21-3. Прибор, построенный по первому методу, показан на рис. 21-3, *а*. Поскольку измеряемая величина не всегда совпадает с естественной входной величиной преобразователя, то необходимо учитывать и предварительное преобразование, показанное на схеме рис. 21-3, *а* применительно к преобразователям, естественной входной величиной которых является давление, а измеряемой величиной может быть как давление  $P$ , так и сила  $F$  или крутящий момент  $M$ . В приборах, использующих деформацию упругого элемента, измерению могут подвергаться как относительная деформация  $\Delta l/l$  или механические напряжения  $\sigma$  (рис. 21-3, *а*), возникающие в теле упругого элемента, так и абсолютное изменение размеров или положения упругого элемента  $\delta$  (рис. 21-3, *б*). В первом случае преобразователями служат тензорезисторы (проволочные, полупроводниковые и др.) или используется свойство механических резонаторов изменять собственную частоту в зависимости от напряжения в материале. Во втором случае (рис. 21-3, *б*) используются преобразователи перемещения (индуктивные, емкостные, фотоэлектрические и т. д.), причем для увеличения точности преобразователя перемещения и упрощения измерительной цепи необходимо иметь перемещения  $\delta \doteq 0,1 \div 1$  мм.

Особенностью приборов для измерения давления является то обстоятельство, что в ряде случаев для передачи давления от объекта к датчику приходится использовать относительно длинный трубопровод. Эта пневматическая линия связи может обладать существенной инерционностью (см. § 7-9) и заметно влиять на динамические свойства прибора (см. § 7-12), поэтому передаточная функция трубопровода должна обязательно учитываться при анализе динамических свойств прибора.

Как видно из рассмотрения структурных схем и принципиальных конструкций приборов (рис. 21-3), общим звеном для них является упругий элемент, помещенный в приборах, построенных по структурной схеме рис. 21-3, а, непосредственно с основным преобразователем. Конструкции упругих элементов, их деформации,

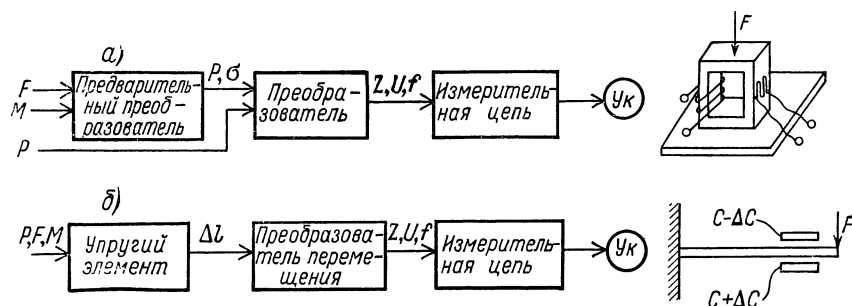


Рис. 21-3

напряжения в упругих элементах и их динамические свойства рассмотрены в гл. 9. Основными требованиями к упругим элементам являются, во-первых, воспроизводимость показаний, во-вторых, отсутствие боковой чувствительности, в-третьих, минимальные погрешности гистерезиса и линейности. Для обеспечения воспроизводимости показаний необходимо, чтобы сила прикладывалась к упругому элементу всегда в одной и той же точке, для этого на нем делается сфера из более твердого несминаемого материала так, как показано на рис. 21-4, или осуществляется передача силы через специальный шарик. Необходимая твердость материала сферы может быть создана местным упрочнением (закалка ТВЧ, цементация, азотирование). Существенного уменьшения боковой чувствительности можно добиться применением дополнительного упругого элемента, обладающего малой жесткостью по оси чувствительности и большой жесткостью по перпендикулярным осям. В качестве такого элемента часто используется мембрана, показанная на рис. 21-4, а, в, или набор балок, работающих на изгиб, как показано на рис. 21-4, б [271].

Минимальные погрешности гистерезиса и линейности обеспечиваются выбором специальных материалов для упругих элементов (см. гл. 9), ограничением величин допустимых напряжений в мате-

риале упругого элемента, выбором типа упругого элемента так, чтобы в нем были деформации двух знаков и обе измерялись дифференциальным методом, и так, чтобы в упругом элементе максимальные деформации были при минимальных напряжениях. Наконец, область в которой измеряются напряжения или деформации, должна быть расположена на достаточно большом расстоянии от точки приложения силы, как это показано на рис. 21-4, в.

Динамические свойства приборов для измерения сил и крутящих моментов определяются жесткостью упругого элемента и присоединенной к нему массой, обычно во много раз превышающей собственную массу упругого элемента, поэтому расчет динамических свойств

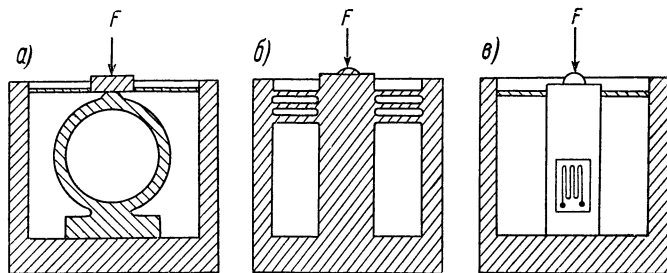


Рис. 21-4

этих приборов имеет смысл проводить только применительно к конкретным условиям нагружения. Динамические свойства некоторых упругих элементов, преобразующих давление, а также диапазон измеряемых ими давлений характеризуется табл. 21-1.

Таблица 21-1

Наименование упругого элемента	Диапазон измеряемых перепадов давления, $10^6$ Па	Диапазон частот, Гц
Плоская мембрана	$0,1-10^3$	$0-10^3$
Гофрированная мембрана	$10^{-5}-10$	$0-10$
Мягкая мембрана, опертая на пружину	$10^{-7}-1$	$0-1$
Сильфон	$10^{-5}-10$	$0-10$
Поршень	$10^{-2}-10^3$	Применяется только в приборах уравнивания

**Методы измерений без предварительного преобразования измеряемой величины.** Для измерения больших давлений (больше  $10^7$  Па) могут использоваться пьезоэлектрические и магнитоупругие преобразователи (см. гл. 10). Пьезоэлектрические и магнитоупругие преобразователи непосредственно воспринимают давление, и прибо-



ры с этими преобразователями не нуждаются в дополнительных преобразующих элементах. Однако для предохранения от воздействия внешней среды эти преобразователи обычно прикрываются мягкими мембранами (см. рис. 11-5).

Манганиновые пьезопреобразователи датчиков давления основаны на свойстве манганина изменять свое сопротивление под действием всестороннего сжатия. Малые величины чувствительности этих преобразователей ограничивают их применение, и эти преобразователи используются для измерения только сверхвысоких давлений (от  $10^8$  до  $3 \cdot 10^9$  Па). Максимальную чувствительность

$$S = \frac{\Delta R/R_0}{\Delta P} = 2,41 \cdot 10^{-11} \text{ Па}^{-1} \text{ манганин имеет при давлении } (0,3 \div$$

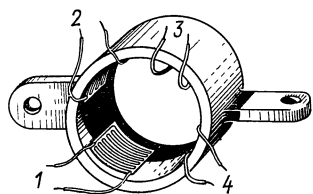


Рис. 21-5

$\div 0,4) \cdot 10^9$  Па, при больших давлениях чувствительность уменьшается [178].

При использовании магнитоупругих и пьезоэлектрических преобразователей для измерения силы предел измерения прибора определяется площадью магнитоупругого или пьезоэлектрического элемента. Допустимые напряжения в материале магнитоупругого преобразователя не должны превышать  $\sigma_{\text{доп}} = 40$  МПа,

а для кварцевого пьезоэлемента  $\sigma_{\text{доп}} = 70 \div 100$  МПа. Магнитоупругие и пьезоэлектрические преобразователи деформируются под действием силы очень незначительно (при  $l = 50$  мм для магнитоупругого преобразователя  $\Delta l \leq 10$  мкм), имеют высокую жесткость и собственную частоту до 20—50 кГц.

Приборы с пьезоэлектрическими преобразователями, как правило, могут измерять только переменные силы с частотой не менее 5—10 Гц (см. § 11-3), поэтому градуировка прибора статической силой затруднена. Вследствие этого погрешность градуировки составляет основную долю в общей погрешности прибора, которая без учета погрешности градуировки оказывается не менее 0,5—2%.

**Методы, основанные на измерении механических напряжений в материале упругих элементов, подвергающихся воздействию измеряемых усилий.** В этом случае для измерения сосредоточенных сил могут быть использованы существующие детали исследуемой машины или механизма с размещенными на них тензорезисторами согласно рис. 21-1 или специальные упругие элементы, часто называемые динамометрическим звеном. В качестве примера на рис. 21-5 изображено кольцевое динамометрическое звено (см. рис. 9-1, е). Наклеенные на него тензорезисторы 1 и 3 работают на растяжение, а тензорезисторы 2 и 4 — на сжатие.

При измерении давлений тензорезисторы могут быть установлены непосредственно на стенках сосуда, давление в котором измеряется, а для повышения чувствительности их можно разместить на мембранах, сильфонах, трубках Бурдона и т. д. В случае применения круглых мембран целесообразно использовать специальные фоль-

говые тензорезисторы, которые были показаны на рис. 10-4, б. Наименьшие погрешности при измерении давления позволяет получить упругий элемент, выполненный в виде стакана с двойными стенками, рабочие тензометры в котором наклеиваются на внешний и внутренний цилиндры и испытывают соответственно растяжение и сжатие, а также в виде выпукло-вогнутой трубы (см. рис. 9-3, и).

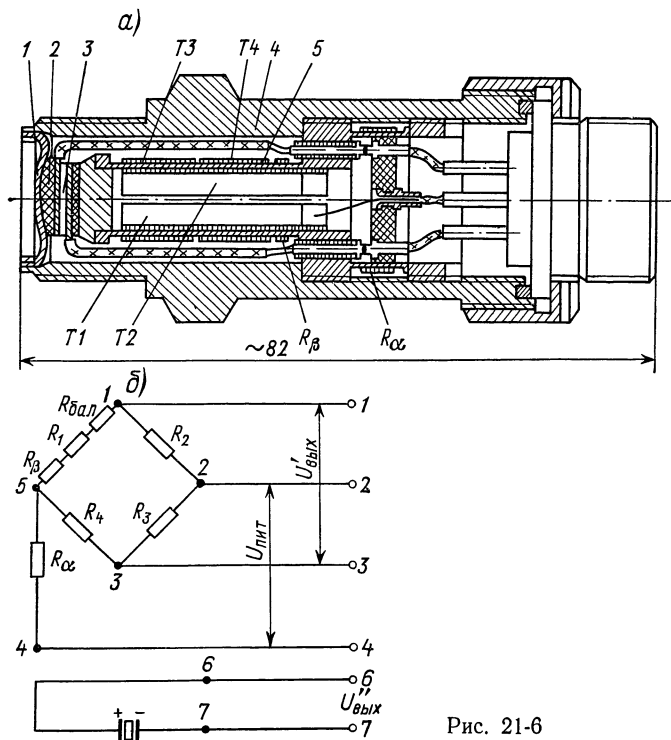


Рис. 21-6

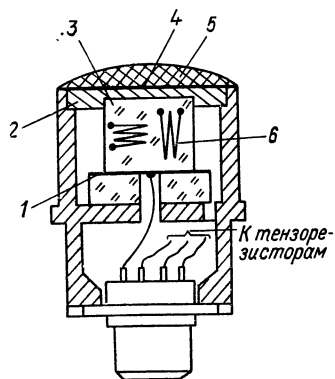
На рис. 21-6, а приведена конструкция датчика манометра, разработанного Н. И. Асташиным и Л. Н. Букиным, а на рис. 21-6, б показана измерительная схема прибора. Манометр предназначен для измерения пульсирующего давления и выдает одновременно информацию о полной величине давления  $U'_{\text{вых}}$  и о величине пульсаций  $U''_{\text{вых}}$ , составляющей  $(10 \div 25)\% P_n$ . Для измерения полного давления в датчике используется упругий элемент в виде стакана 5, на внутреннюю стенку которого наклеены два тензорезистора  $T1$  и  $T2$  вдоль образующей цилиндра, и на наружную стенку — два тензорезистора  $T3$  и  $T4$  по периметру цилиндра. Для измерения пульсаций в датчике используется пьезоэлектрический преобразователь 3. Корпус датчика 4 ввинчивается в стенку сосуда, и давление передается на преобразователи через мембрану 1 и керамическую

Для температурной коррекции нуля прибора используется медный резистор  $R_B$ , размещенный на стакане, а для температурной коррекции чувствительности — резистор  $R_\alpha$ , также расположенный в корпусе прибора. Для уравнивания моста в нужное плéчо включается отрезок проволоки, обозначенный на схеме  $R_{\text{бал}}$ . Погрешность измерения полного давления 0,8%, пульсаций — 10%, температурный диапазон датчика от  $+50$  до  $-196^\circ\text{C}$ , максималь-

Стремление повысить точность измерения, а также надежность работы приводит к необходимости создания датчиков, позволяющих осуществить проверку их работоспособности и градуировку прибора в целом в условиях, близких к условиям эксплуатации, без снятия датчика с объекта. Принципиальная конструкция такого датчика [170] показана на рис. 21-7. Тензорезисторы 6 наклеены на упругий элемент 3, выполненный из пьезоэлектрика. Давление на

Крутящий момент можно измерить путем измерения напряжения в материале вала при помощи тензорезисторов, наклеенных так, как показано на рис. 21-8. Крутящий момент выражается через измеренное напряжение  $\tau$  как  $M_{кр} = \tau W_p$ , где  $W_p = \pi r^3/2$  — полярный момент сопротивления сплошного круглого вала.

474



применения схемы наклейки (рис. 21-8, а) коррекция влияния изгиба при вращении вала получается менее удовлетворительной, так как напряжения от изгиба, воспринимаемые преобразователями, не равны по величине в каждый момент времени. Схема наклейки, показанная на рис. 21-8, б, свободна от этого недостатка, зато она хуже в том случае, если напряжения от изгиба непостоянны вдоль образующей вала.

Погрешность измерения тензорезисторами составляет не менее 5—10%, когда прибор предварительно не градуируется, и может быть снижена до значений порядка 1—2% при непосредственной градуировке его путем нагружения упругого элемента с наклеенными на него тензорезисторами соответствующей силой. При измерении деформаций вращающихся валов тензорезисторы приходится включать через токосъемные устройства [17, 238], что значительно усложняет прибор.

Для измерения больших крутящих моментов (например, на валах бурового инструмента) используют магнитоупругие датчики с магнитным съемом сигнала. Магнитное поле возбуждается неподвижными статорными катушками с магнитопроводами, а изменяется за счет магнитной анизотропии скручиваемого стального вала. Подобный датчик, разработанный ЦКБ Министерства геологии СССР, выпускается серийно под маркой ДМ [50] и обеспечивает измерение момента (до  $\tau = 2 \cdot 10^7$  Па) с основной погрешностью 1,5% и дополнительной температурной погрешностью 0,5% на 10 °С.

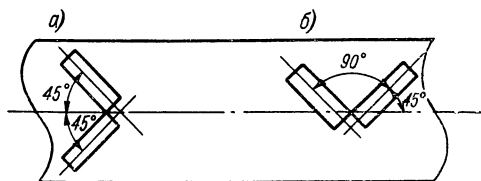


Рис. 21-8

#### 21-4. ИЗМЕРЕНИЕ СИЛ, ДАВЛЕНИЙ И КРУТЯЩИХ МОМЕНТОВ С ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ В ПЕРЕМЕЩЕНИЕ

Прибор для измерения силы с индуктивным преобразователем и частотным выходом описан в работе [258]. На овальном упругом элементе 1 датчика (рис. 21-9, а) укреплены посредством держателей 2 и 3 ферритовые сердечники 4 катушек индуктивности. Средние сердечники приклеены к держателю 2, укрепленному на основании упругого элемента, крайние сердечники приклеены к держателю 3, укрепленному на верхней пластине упругого элемента. Таким образом, при действии силы верхний зазор уменьшается, а нижний увеличивается, соответственно индуктивность верхнего преобразователя, состоящая из двух последовательно соединенных обмоток, увеличивается, а нижнего — уменьшается. Для повышения надежности датчик выполнен двухканальным (рис. 21-9, б). Катушки индуктивности включены в контуры двух генераторов Г1 и Г2 с начальными частотами 490 и 500 кГц, выходные напряжения генераторов

подаются на смеситель  $C_m$  и через согласующий трансформатор  $T_p$  на вход линии связи.

Изменение разностной частоты при действии номинального значения силы и изменении зазоров на 160 мкм составляет 50 кГц. Вся измерительная цепь монтируется на крышке 5 датчика. Упругий элемент является одновременно корпусом датчика и закрывается с боковых сторон крышками 5 и 6, присоединяемыми к нему через мягкие резиновые прокладки 7, обеспечивающие герметиза-

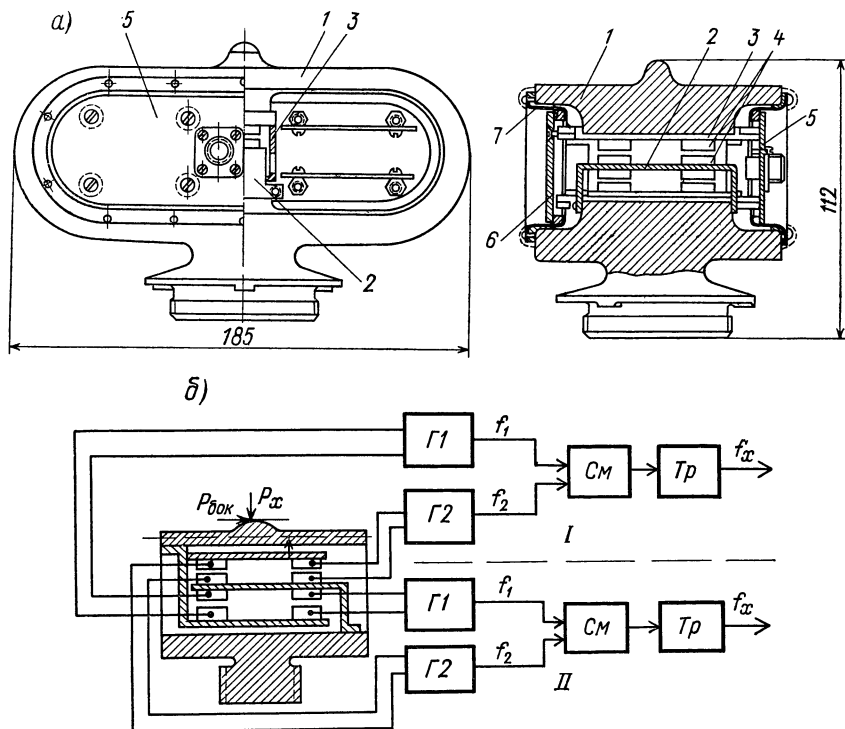


Рис. 21-9

цию. Предел измерения динамометра зависит от типа упругого элемента, серия разработанных овальных элементов предназначена для диапазона 1—500 кН [206].

Овальный элемент по сравнению с широко распространенным кольцевым позволяет значительно уменьшить погрешность от действия боковой силы (рис. 21-9, б). Полная измерительная схема прибора приведена в работе [105], погрешность прибора не превышает 0,5%.

**Приборы для измерения давления.** На рис. 21-10 показано устройство малогабаритного индуктивного датчика прибора для измерения малых давлений воздуха (от 15 Па, т. е. 1,5 мм вод. ст.),

изменяющихся с частотой до 800 Гц [245]. Измеряемое давление воздействует через трубку 1 на тонкую (0,03 мм) гофрированную мембрану 8, выполненную из молибденового пермаллоя. Эта мембрана припаяна к корпусу 2 преобразователя. Магнитный поток, создаваемый каждой из катушек 3, замыкается через сердечник 4, стаканы 7 и мембрану 8. Под воздействием измеряемого давления, действующего на мембрану с одной стороны, мембрана прогибается, благодаря чему магнитное сопротивление для потока одной катушки уменьшается, а для потока другой катушки увеличивается. Начальный воздушный зазор между системой «сердечник—стакан» и мембраной равен 30—50 мкм. Этот зазор регулируется перемещением стаканов (с сердечниками), имеющих микрометрическую резьбу и закрепляемых гайкой 6.

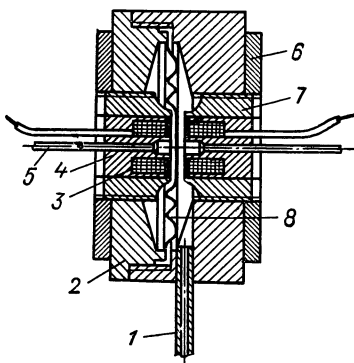


Рис. 21-10

При исследовании пульсирующих газовых потоков часто представляет интерес измерять только переменную составляющую давления, обычно значительно меньшую постоянной составляющей.

В описываемом преобразователе возможность измерения только переменной составляющей давления газа обеспечена соединением полостей с обеих сторон мембраны через тонкие трубки 5 диаметром 0,2—0,3 мм и резервуар достаточного объема. Подобная система соединения обладает столь большой инерцией, что пульсации давления через нее не передаются, а постоянная составляющая измеряемого давления практически уравнивается давлением с другой стороны мембраны. Внешний диаметр преобразователя равен 10 мм, длина 6 мм, собственная частота мембраны при толщине ее 0,03 мм около 8000 Гц.

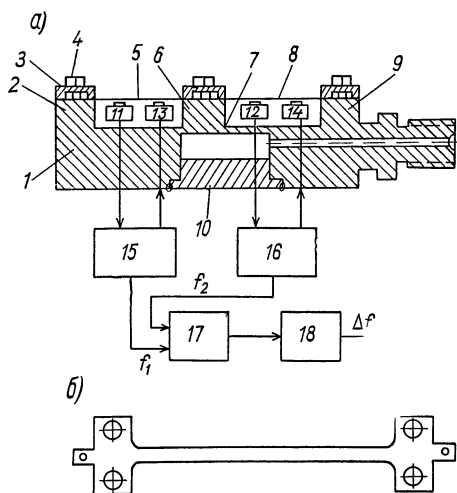


Рис. 21-11

На рис. 21-11 показано устройство разработанного под руководством А. И. Жучкова датчика давления со струнным дифференциальным преобразователем, обеспечивающим линейность характеристики преобразования. Упругий элемент представляет собой мем-

натяжение и собственную частоту струны 8. Под струнами в виде катушек с вставленными в них магнитами расположены приемники 11 и 12 и возбуждители 13 и 14, образующие вместе с усилителями 15 и 16 генераторы. Выходные напряжения генераторов с частотами  $f_1$  и  $f_2$  поступают на смеситель 17 и фильтр 18, на выходе которого получается сигнал разностной частоты  $\Delta f$ . Для уменьшения нелинейности длина укорачиваемой под действием давления струны выбрана большей [174, 184].

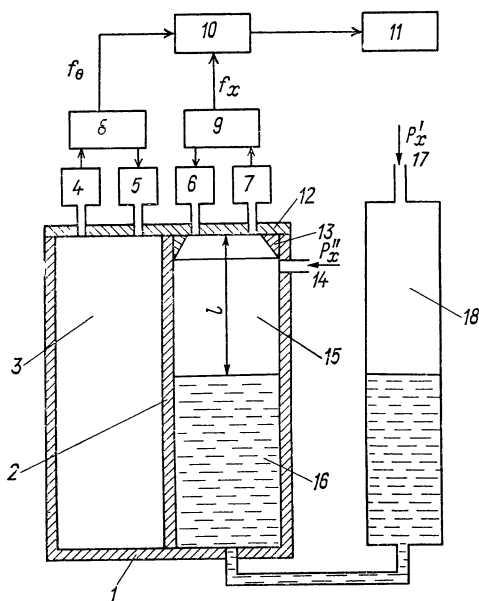


Рис. 21-12

На рис. 21-12 схематически изображено устройство цифрового прибора для измерения давления с акустическим частотным

датчиком [69, 172, 240, 263], разработанного в ЛПИ им. М. И. Калинина. Датчик состоит из корпуса 1, закрытого крышкой 12 и разделенного перегородкой 2 на две полости 3 и 15, одна из которых частично заполнена жидкостью 16 и сообщается с полостью 18. Акустический резонатор 15, длина  $l$  которого зависит от уровня жидкости и изменяется в зависимости от измеряемого давления, включен с помощью электроакустических преобразователей — микрофонов 6 и 7 в цепь положительной обратной связи усилителя 9, образуя электроакустический автогенератор, частота которого  $f_x = c/2l$ , где  $c$  — скорость звука в газовой среде резонатора, а  $l$  — его длина.

Для коррекции зависимости частоты  $f_x$  от температуры  $\Theta$  полость 3 используется как резонатор акустического термометра (заполнена тем же составом газа, что и первый резонатор) и возбуждается с помощью электроакустических преобразователей 4

и 5, включенных в цепь положительной обратной связи усилителя 8, образуя автогенератор частоты  $f_0$ . Отношение частот обоих генераторов измеряется цифровым частотомером (ключ 10 и счетчик импульсов 11). Приборы этого вида могут работать в трех режимах. При измерении малых давлений (дифференциальным манометром) эти давления подаются в штуцеры 14 и 17 и их разность уравнивается разностью уровней жидкости в полостях 15 и 18. При измерении давлений  $(0,5 \div 2) \cdot 10^5$  Па штуцер 14 герметизируется, а давление подается в штуцер 17 и уравнивается «воздушной пружиной» сжатого газа в полости 15. Для измерения больших давлений — до  $(10 \div 20) \cdot 10^5$  Па — герметизируется штуцер 17, а давление подается в штуцер 14. В этом случае «воздушной пружиной» работает полость 18, а предел измерения при допустимом перемещении уровня жидкости в полости 15 определяется отношением сечений полостей 15 и 18.

Для предохранения мембран микрофонов 6 и 7 от воздействия больших статических давлений давление из резонатора 15 через узкие каналы подается в замембранный объем микрофонов, а для сохранения линейности шкалы прибора (при работе через штуцер 17) в полость 15 вводится конусная шайба 13, объем которой равен объему внутренних полостей микрофонов. Габаритные размеры датчика такого прибора  $40 \times 40 \times 200$  мм, постоянная времени 0,5 с, долговременная (3 месяца) нестабильность характеризуется  $\sigma = 0,01\%$ , а изменение выходной частоты линейно связано с измеряемым давлением.

**Приборы для измерения крутящего момента (торсиометры).** В них могут быть использованы индуктивные, индукционные, емкостные, проволочные и другие преобразователи. Желательно строить датчик таким образом, чтобы избежать применения токосъемных устройств, так как загрязнение трущихся контактных поверхностей особенно маслом служит источником погрешностей измерения.

Из электрических торсиометров без контактного устройства широкое распространение получили индуктивные торсиометры, как наиболее надежные в эксплуатации [131]. Датчик подобного прибора изображен на рис. 21-13. Предварительным преобразователем, т. е. элементом, подвергающимся деформации под действием измеряемого момента, здесь является вал 4, выполненный из высоколегированной стали (45ХНФА). Соединение вала с испытуемыми агрегатами производится при помощи шлицевых муфт. В трех сечениях вала приварены диски 3 из немагнитной стали, к которым в свою очередь приварен цилиндр ротора 1, выполненный из мягкой стали. Ротор после фрезеровки в нем зубцов оказывается состоящим из трех колец. Между зубцами ротора образованы воздушные зазоры, одни из которых (например, правые на рис. 21-13) при скручивании вала увеличиваются, а другие (левые) уменьшаются на ту же величину. Статор датчика 5 также выполнен из мягкой стали и представляет собой цилиндр, в котором укреплены две охватывающие ротор катушки 2. Магнитный поток каждой из катушек замыкается через



зубцы и воздушные зазоры соответствующей части ротора и через ярмо статора. При изменении зазоров изменяется магнитное сопротивление, что приводит к изменению полного электрического сопротивления катушек, которое и характеризует измеряемую величину крутящего момента.

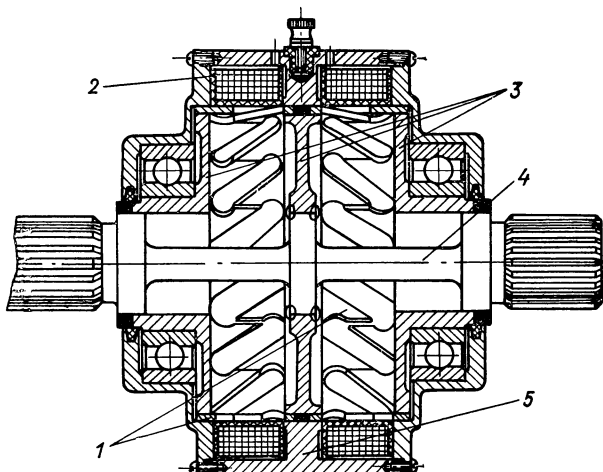


Рис. 21-13

На рис. 21-14 представлена схема самоуравновешивающейся измерительной цепи такого прибора. Катушки преобразователя  $Z_1$  и  $Z_2$  включаются в мостовую цепь, питаемую от сети переменного тока 50 Гц. Два других плеча моста образованы первичной обмоткой

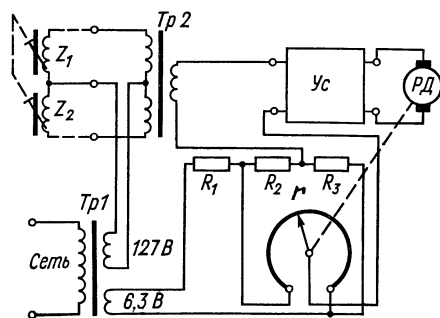


Рис. 21-14

дифференциальной катушки взаимной индуктивности  $Tr2$ , со вторичной обмотки которой (см. рис. 13-11) снимается сигнал неравновесия моста (сдвинутый по фазе на  $90^\circ$ ) и подается на вход усилителя  $Ус$  автоматического следящего устройства. Одновременно на вход этого усилителя в противофазе подается напряжение со вспомогательного моста, образованного реохордом следящего устрой-

ства  $r$  и резисторами  $R_2$  и  $R_3$  и питаемого от трансформатора  $Tr1$  через резистор  $R_1$ .

Ввиду того что индуктивный преобразователь датчика работает в режиме заданного напряжения, прирост тока в первичной обмотке катушки взаимной индуктивности  $Tr2$  оказывается сдвинутым

относительно питающего напряжения на  $90^\circ$  (см. § 13-3). Однако благодаря взаимоиндуктивности обмоток  $Tr2$  напряжение на измерительной диагонали основного моста (во вторичной обмотке  $Tr2$ ) совпадает по фазе с напряжением питания и, следовательно, с падением напряжения на реохорде  $r$ . Практически катушку взаимной индуктивности можно выполнить в виде трансформатора  $Tr2$  со стальным сердечником и воздушным зазором 0,5—1 мм. Это позволяет осуществлять уравнивание моста, пользуясь всего одним регулируемым элементом — реохордом  $r$ , и по положению его движка судить о величине крутящего момента. В качестве автоматического следящего устройства (усилитель, реверсивный двигатель РД и реохорд) можно использовать следящее устройство любого из существующих электронных автоматических мостов или компенсаторов. Погрешность такого прибора при применении мер по коррекции температурных погрешностей датчика может быть снижена до 0,7—0,5%. Торсионметры этого типа имеют пределы измерения от 50—100 до 8000 Н·м, быстродействие 1—2 с.

Для регистрации быстрых изменений крутящего момента этот же датчик может использоваться в цепи неравновесного моста, работающего через фазочувствительный демодулятор на вибратор осциллографа. Несущая частота при этом может быть повышена до 400—2000 Гц.

## 21-5. ИЗМЕРЕНИЕ СИЛ, ДАВЛЕНИЙ И КРУТЯЩИХ МОМЕНТОВ МЕТОДОМ УРАВНОВЕШИВАНИЯ

Приборы уравнивания для измерения давлений, сил и моментов строятся в основном с магнитоэлектрическими обратными преобразователями (см. § 18-2). Предел измерения прибора определяется силой, создаваемой магнитоэлектрическим обратным преобразователем, и не превышает 2—5 Н. При измерении больших сил необходимо вводить рычажные передачи. Погрешность измерения прибора может достигать 0,05%, полный диапазон  $D_n = 10^3 \div 10^4$ . Собственная частота прибора уравнивания зависит от глубины уравнивания  $K\beta$  и легко может быть получена равной 200—500 Гц.

В качестве примера на рис. 21-15 представлена конструкция датчика уравнивания манометра, разработанного в ЛПИ им. М. И. Калинина [130]. Измеряемое давление  $P_x$  через неуплотненный поршень 1 площадью  $S_n$  с вращающимся цилиндром (схематически показано на рис. 21-15, а) действует на подвижную часть датчика, создавая силу  $F_x = P_x S_n$ . Эта сила уравнивается силой магнитоэлектрического обратного преобразователя (рис. 21-5, б), в кольцевом зазоре которого расположена катушка 2. Магнитная система обратного преобразователя состоит из кольцевого магнита 10, набранного из прямоугольных магнитов, склеенных эпоксидной смолой, полюсного наконечника 9 и магнитопровода 6. Катушки 7 используются для намагничивания магнита в сборе.

Преобразователь неравновесия — емкостный, дифференциальный. Внешние подвижные пластины 3 укреплены на каркасе 8, неподвижные пластины 5 припаяны через стеклянные «слезки» к корпусу. Винты 4 имеют технологическое значение и используются для регулировки зазоров между пластинами перед их подпайкой. Подвижная часть подвешена к неподвижной на 6—14 растяжках 12. Для уве-

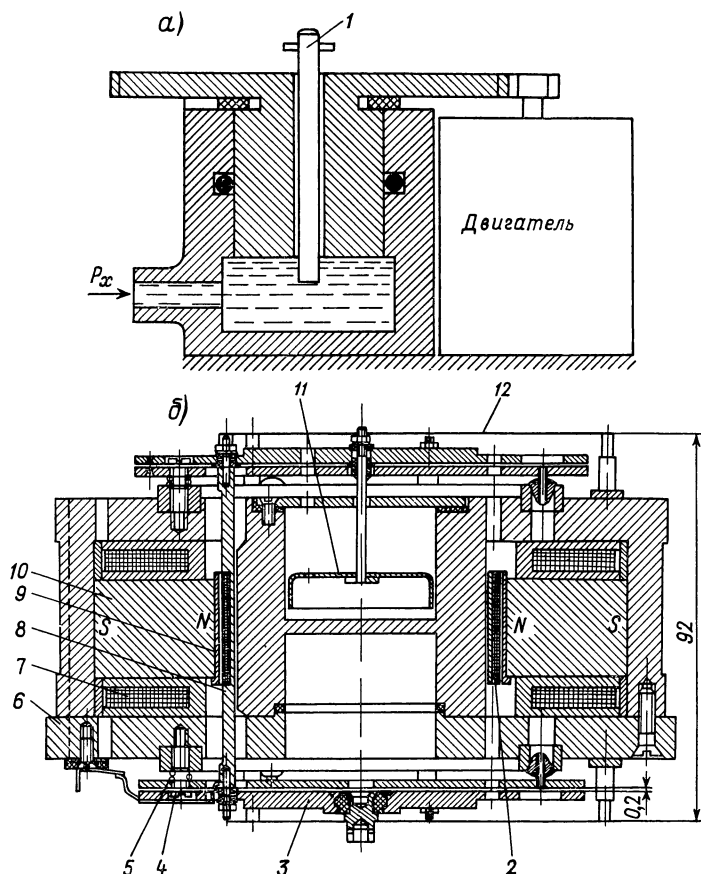


Рис. 21-15

личения коэффициента успокоения датчика на ось подвижной части закреплен поршень 11, помещаемый в камеру с маслом.

Уравновешивающий силу  $F_x$  ток в обмотку 2 подается в виде двухполярных широтно-модулированных импульсов. Таким образом, его среднее значение  $I_{cp} = I_0 (\Delta t/T - 1/2)$ , и выходной величиной прибора может быть как средний ток, так и относительная длительность импульса  $\Delta t/T$  [130]. Использование двухполярных импульсов, действующее значение тока которых постоянно незави-

симо от уравниваемой ими силы, позволяет существенно повысить предел измерения прибора, ограничиваемый нагревом собственным током (см. § 18-2).

Структурная схема измерительного блока цифрового манометра представлена на рис. 21-16. Емкостный преобразователь неравновесия  $ПН$  включен в измерительный мост, питаемый от генератора  $Г2$  переменным напряжением частотой  $f_{\text{нес}} = 40$  кГц. Выходное напряжение моста  $\Delta U_{\infty}$  усиливается и выпрямляется фазочувствительным демодулятором. Напряжение  $U_{\Sigma}$  через корректирующие цепи  $КЦ$  и двойной Т-образный мост, подавляющий составляющую

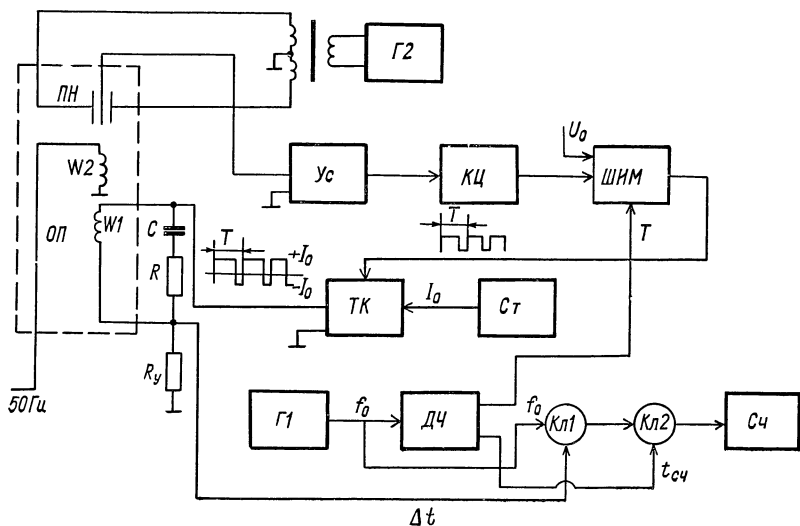


Рис. 21-16

частоты  $2f_{\text{нес}}$ , в сумме с начальным напряжением  $U_0$  подается на вход широтно-импульсного модулятора  $ШИМ$  (управляемый мультивибратор, запускаемый тактовыми импульсами  $T$ ). При  $U_{\Sigma} = 0$  и  $U_{\Sigma} = U_0$  с выхода  $ШИМ$  следуют симметричные импульсы, при  $U_{\Sigma} = U_0 \pm U_{\Sigma}$  в зависимости от знака при  $U_{\Sigma}$  уменьшается или увеличивается длительность положительного импульса  $\Delta t$  ( $T = \text{const}$ ). Широтно-модулированные импульсы управляют транзисторным реверсивным ключом  $ТК$ , переключающим направление тока, идущего от стабилизатора тока  $Ст$  в катушку  $W1$  обратного преобразователя  $ОП$ . Поскольку катушка обладает индуктивностью, при переключении тока могут возникать большие э. д. с. самоиндукции, затрудняющие работу ключа и стабилизатора тока. Для того чтобы этого избежать, к обмотке подключаются сопротивление  $R$  и емкость  $C$ , образующие цепь «вечного» резонанса, имеющую чисто активное сопротивление независимо от частоты. Погрешность прибора определяется в основном погрешностью обратного преобразователя, погрешностью ключа, переключающего ток (остаточными

параметрами и длительностью фронтов переключения), погрешностью стабилизатора тока. Соответствующие схемы и погрешности этих узлов подробно рассмотрены в работах [68, 128, 162].

Для измерения относительной длительности снимаемых с сопротивления  $R_y$  импульсов  $\Delta t/T$  интервал  $\Delta t$  через ключ  $Kл1$  заполняется высокочастотными счетными импульсами  $f_0$  генератора  $Г1$ , задающего через делитель частоты  $ДЧ$  такт  $T$  следования импульсов. Для уменьшения погрешности дискретности на счетчик  $Сч$  через ключ  $Kл2$  подается не одна, а  $n$  пачек импульсов частотой  $f_0$ ; число пачек  $n = f_{сч}/T$  определяется коэффициентом деления делителя частоты  $ДЧ$ . Для нарушения синхронизации между счетными импульсами  $f_0$  и заполняемыми ими интервалами  $\Delta t$  (так как только в этом случае погрешность дискретности при усреднении уменьшается в  $\sqrt{n}$  раз) в датчике пропусканием через его обмотку  $W2$  переменного тока от сети создается принудительная вибрация очень малой величины, вызывающая «дрожание» фронтов. Таким образом, число импульсов, попадающих на счетчик за время измерения  $t_{сч}$ , составляет  $N' = f_0 \Delta t n$  или, поскольку такт  $T$  задается также генератором  $Г1$  и  $T = n_1/f_0$ ,  $N' = n_1 n \Delta t/T$ . Если предварительно записать в счетчик число  $N_0 = n_1 n/2$  (соответствующее  $\Delta t = T/2$ ), то число импульсов, регистрируемое счетчиком,  $N = n_1 n (\Delta t/T - 1/2)$  будет пропорционально среднему току и, следовательно, измеряемому давлению. Частота  $f_0 = 250$  кГц, такт  $T \approx 1$  мс, время счета  $t_{сч} = 2$  с, погрешность прибора не более 0,15%, предел измерения по давлению определяется диаметром поршня, сила, развиваемая магнитоэлектрическим преобразователем, при  $I_0 = 100$  мА составляет  $F_\beta = 1$  Н.

## *Глава двадцать вторая*

# МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ

## 22-1. ОБЩИЕ СООБРАЖЕНИЯ

По естественной входной величине прибора методы измерения параметров движения могут быть разбиты на две группы.

К первой группе относятся методы, основанные на осуществлении непосредственного контакта между движущимся объектом и системой, принятой за неподвижную. Контакт не обязательно должен быть механическим, он может осуществляться оптическими, акустическими методами, радиометодами и др. Основным свойством всех без исключения приборов, основанных на этом методе, является их общность по естественной входной величине, которой может быть только *п е р е м е щ е н и е*. Приборы, основанные на этом методе, называются контактными. К этой группе приборов относятся все устройства, предназначенные для измерения параметров относительного движения.

Ко второй группе относятся методы, не требующие осуществления непосредственного контакта с неподвижной системой отсчета. Приборы, реализующие этот метод, называются инерционными, а принцип их действия основан на интегрировании основного уравнения механики. Поэтому естественной входной величиной таких приборов может быть только сила инерции, воспринимаемая корпусом датчика, с которым связана собственная (подвижная) система отсчета. Инерционные приборы для измерения параметров линейного движения принято называть сейсмическими, а углового — гироскопическими.

Это свойство приборов для измерения параметров движения, т. е. способность реагировать или на взаимное перемещение, или на силу инерции, нашло свое отражение в их структуре. Так как основные параметры механического движения — перемещение, скорость и ускорение — связаны между собой простейшими дифференциальными зависимостями, то обычно прибор для измерения какого-либо параметра имеет предварительный преобразователь, реагирующий на другой параметр, легче поддающийся измерению, а искомая величина получается путем применения операционных звеньев в цепи дальнейшего преобразования (в датчике, измерительной цепи или указателе).

Операции интегрирования или дифференцирования входного параметра могут осуществляться различными элементами. В § 8-5 были приведены основные соображения по применению электрических цепей для интегрирования и дифференцирования входного параметра, а в § 7-5 рассмотрены свойства механической колебательной системы, способной производить операции интегрирования входной механической величины. Свойством дифференцировать входной параметр обладают индукционные преобразователи (см. § 13-5), а также некоторые виды гироскопических систем (см. § 22-5). Интегрирующими свойствами обладают также различные виды указателей: вибраторы, цифровые указатели и др.

Выбор структурной схемы и элементов прибора для измерения параметров механического движения определяется не столько самим параметром, сколько диапазоном его изменения как по амплитуде, так и по частоте. Величины параметров механического движения, с которыми приходится сталкиваться в науке и технике, можно примерно разбить на несколько диапазонов. Например, в диапазоне скоростей движения могут быть выделены области космических скоростей  $(8 \div 12) \cdot 10^3$  м/с, скоростей современных самолетов (300—400 м/с), транспортных скоростей (до 10 м/с), промышленных скоростей (0,1—10 м/с), малых технических скоростей (0,1—0,01 м/с) и, наконец, весьма малых скоростей (до  $10^{-7}$  м/с), встречающихся в современной технике (например, скорость осадки шахтной кровли). При измерении ускорений также приходится иметь дело с весьма большими ( $1000\text{—}200\,000$  м/с<sup>2</sup>), средними (1—200 м/с<sup>2</sup>), малыми (ниже 1 м/с<sup>2</sup>) и весьма малыми (до  $10^{-5}$  м/с<sup>2</sup>) значениями измеряемого параметра. Диапазон изменения параметров враща-

тельного движения также весьма широк и распространяется от долей оборота в минуту до 300 000 об/мин.

По характеру изменения параметры движения могут быть разбиты на два основных класса: параметры поступательного (или вращательного) движения и параметры колебательного движения, называемого вибрацией. При измерении параметров механического колебательного движения (виброметрия) [93] также приходится сталкиваться с различными значениями амплитуд виброперемещений (от единиц микрон до сотен миллиметров) и виброускорений (от  $10^{-1}$  до 1000 g; в виброметрии принято измерять ускорения в единицах ускорения свободного падения  $g = 9,81 \text{ м/с}^2$ ). Приборы, служащие для измерения виброперемещений, называются виброметрами, а для измерения ускорений — акселерометрами.

Как и всякий измерительный прибор, прибор для измерения параметров движения не должен заметным образом искажать измеряемый процесс. Иначе говоря, датчики этих приборов по возможности не должны увеличивать массу и изменять собственную частоту колебательной системы объекта измерения. Особенно это относится к инерционным приборам, обязательно содержащим инерционную массу. Вследствие этого для большинства инерционных приборов характерно наличие динамической погрешности (методы уменьшения этой погрешности рассмотрены в § 7-12 и 22-4).

Это объясняется прежде всего тем, что необходимые значения собственной частоты  $\omega_0$  и степени успокоения  $\beta$  (см. § 7-5) сейсмического преобразователя не всегда могут быть реализованы в механической системе. Так, например, в дорезонансной области частотной характеристики конструктор сталкивается с противоречивыми требованиями повышения чувствительности и связанного с ней значения собственной частоты. Реализация оптимального демпфирования в высокочастотных (выше 300—1000 Гц) механических системах также крайне затруднительна. При проектировании приборов, работающих в зарезонансной зоне (например, виброметры), стремление понизить собственную частоту системы наталкивается на ряд технических трудностей, связанных с необходимостью преодоления возрастающего влияния сухого трения, увеличения свободного прогиба (см. § 7-7) и влияния гравитационной силы.

## **22-2. КОНТАКТНЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ**

**Измерение перемещения (пути)** при взаимном движении различных узлов механизмов обычно осуществляется теми же методами, что и измерение линейных и угловых размеров (см. гл. 20). При необходимости измерения транспортного перемещения (пути) прибегают к суммированию дискретных значений этого перемещения, определяемых длиной окружности колеса. Чаще всего в таких случаях с прокатываемым по земле основным для транспортной машины или вспомогательным, установленным на «осязошащем шупе» колесом, связывают контактный или индукционный преоб-

разователь, вырабатывающий импульсы за каждый оборот колеса (или за его дробную часть). Эти импульсы затем суммируются счетчиком импульсов.

Аналогичные методы применяются и для измерения перемещений конвейеров, прокатываемых лент, проволоки и др. Очень часто прибегают к нанесению на движущееся тело «меток» (механических, магнитных и т. д.), расстояние между которыми является дискретной мерой перемещения. Метод «осязющего щупа» применяется также и при измерении вертикальной (или угловой) составляющей транспортного перемещения.

На рис. 22-1, а приведена схема измерения мгновенного значения высоты центра тяжести транспортного средства. Высота  $H$  центра тяжести  $A$  определяется как

$$H = h_1 + h_2 = L_1 \sin \alpha + L_2 \sin \beta, \quad (22-1)$$

и не зависит от положения мгновенного центра качания. Здесь  $L_1$  — расстояние от центра тяжести машины до шарнира;  $L_2$  — длина

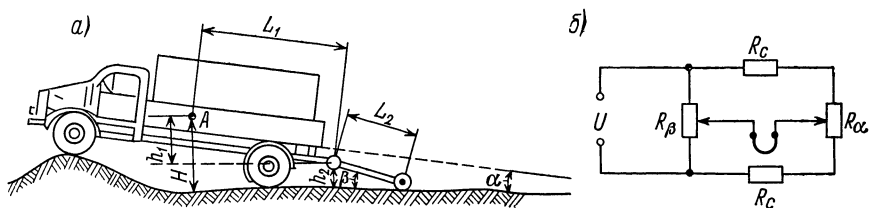


Рис. 22-1

«осязющего щупа»;  $\alpha$  — угол наклона корпуса в вертикальной плоскости (угол дифферента);  $\beta$  — угол наклона щупа.

Измерение углов  $\alpha$  и  $\beta$  целесообразно производить при помощи двух гировертикалей (см. § 22-5). При этом реостатные преобразователи обоих гировертикалей включаются в мостовую цепь (рис. 22-1, б). Для того чтобы выходной сигнал мостовой цепи оказался пропорциональным искомой величине  $H$ , последовательно с основным преобразователем одной из гировертикалей включаются согласующие резисторы  $R_c$ , величина сопротивлений которых при  $R_\alpha = R_\beta = R$  определяется как  $R_c = \left(\frac{L_2}{L_1} - 1\right) \frac{R}{2}$  при  $L_2 > L_1$  или  $R_c = \left(\frac{L_1}{L_2} - 1\right) \frac{R}{2}$  при  $L_1 > L_2$ . При таком способе включения основных преобразователей устройство обладает систематической погрешностью, обусловленной заменой в выражении (22-1) значений синусов углов углами и при углах  $23^\circ$  достигающей 2,5%.

В случае предъявления к прибору более жестких требований линейные реостаты основных преобразователей должны быть заменены на синусные.

При использовании «осязющих щупов» (в том числе и вспомогательных колес) необходимо обеспечивать их безотрывный контакт



с поверхностью земли, для чего прижимающая их пружина должна иметь начальную деформацию (натяг)  $\varphi_0$  такой величины, чтобы развиваемый ею момент  $M$  всегда мог противостоять инерции «щупа», т. е.  $W(\varphi_0 + \varphi) \geq J \frac{d^2\varphi}{dt^2}$ , где  $W$  — удельная жесткость пружины;  $\varphi$  — угол закрутки пружины;  $J$  — момент инерции «щупа» относительно шарнира. В случае наезда со скоростью  $v$  на одиночное препятствие высотой  $h$  и длиной  $S$  для начального момента  $M$  поджатия пружины может быть получено приближенное выражение

$$M \geq \frac{2JhL_2v^2 \cos \varphi_{\max}}{S^2}.$$

При синусоидальном профиле дороги это приводит к приближенному условию

$$M_0 \geq \left( \frac{v^2 W}{4\pi S^2 J} - 1 \right) W \varphi_{\max}.$$

Для измерения весьма малых значений скорости поступательного и колебательного движения (до  $10^{-7}$  м/с) в последнее время успешно используется явление резонансного поглощения гамма-квантов, открытое немецким физиком Рудольфом Мессбауэром [270].

При измерении пути поступательного движения объектов, движущихся по водной поверхности, применяют различного рода вертушки (лаги), естественной входной величиной которых служит количество воды, прошедшее через преобразователь. Общим недостатком таких приборов является зависимость их показаний от степени турбулентности потока.

Примером подобного прибора может служить измеритель пути, пройденного по воде. Устройство датчика этого прибора приведено на рис. 22-2. Пластмассовая шестилопастная вертушка 6, армированная стальной фигурной шайбой 2, укрепена на оси, покоящейся в двух текстолитовых подшипниках 1. В четырех цилиндрических расточках корпуса укреплены катушки 4 с постоянными магнитами 5, замкнутыми стальным ярмом 3. Обмотки катушек соединены между собой последовательно.

При вращении вертушки потоком жидкости стальная шайба 2 замыкает магнитную цепь, в результате чего в катушках наводится э. д. с. Наличие шести лопастей вертушки (расположенных через  $60^\circ$ ) и четырех магнитных систем (через  $90^\circ$ ) обеспечивает получение двенадцати импульсов за каждый оборот вертушки и уверенную работу прибора при скоростях движения выше 1,5 км/ч.

**Измерение скорости** поступательного движения производится как дифференцированием пути, так и интегрированием ускорения этого движения. Наиболее простым способом дифференцирования сигнала, пропорционального перемещению, является применение индукционных преобразователей (см. гл. 13). Так же как при измерении пути, при измерении скоростей линейное движение предварительно преобразуется во вращательное, воспринимаемое дат-

чиками. Широкое распространение для измерения скорости получили различного рода тахометры. Тахометры с амплитудной модуляцией обычно выполняются с индукционными преобразователями (с генераторами постоянного или переменного тока), выходной величиной которых является э. д. с. Кроме того, используются частотные и стробоскопические тахометры. Тахометры каждой из перечисленных групп встречаются в практике измерений скорости вращения в весьма различных конструктивных модификациях [241]. При измерении скоростей движения в воздухе и в воде, помимо описанных выше тахометрических вертушек, широкое применение находят трубки скоростного напора, подключаемые к дифференциальному манометру.

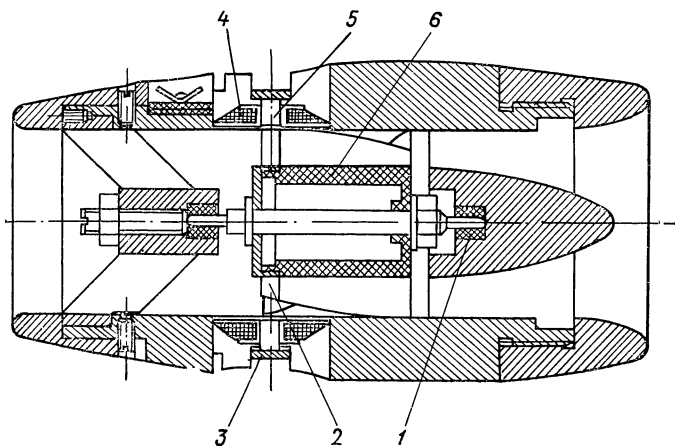


Рис. 22-2

Весьма перспективными способами измерения скорости движения в воздухе и в воде следует считать способы, основанные на корреляционном методе, т. е. на использовании естественных «меток».

Сущность корреляционного метода измерения скорости можно проиллюстрировать рис. 22-3. К поверхности, над которой со скоростью  $v$  движется объект (корабль, самолет, судно на воздушной подушке и др.), направленные излучатели  $И1$  и  $И2$  (антенны эхолота или радиовысотомера,  $\gamma$ -источники, осветители и др.) посылают поток энергии. Отраженные сигналы воспринимаются соответствующими приемниками  $П1$  и  $П2$ , расположенными на расстоянии  $l$  друг от друга. Вследствие различных неоднородностей поверхности (естественные «метки»), над которой движется объект, интенсивность (или другой параметр) отраженных сигналов изменяется. Усилители  $Ус1$  и  $Ус2$  усиливают эти сигналы до уровня, достаточного для нормальной работы коррелятора, состоящего из блока регулируемого запаздывания  $БРЗ$ , множительного устройства  $МУ$  и интегратора (или фильтра нижних частот)  $Ин$ .

Поскольку второй приемник смещен относительно первого в направлении движения на расстояние  $l$ , то сигнал  $f_1(t)$  повторится сигналом во втором приемнике  $f_2(t)$  с запаздыванием  $\tau_t$ , пропорциональным расстоянию  $l$  между приемниками и обратно пропорциональным скорости объекта  $v$ , т. е. равным  $\tau_t = l/v$ . В идеальном случае оба сигнала были бы идентичны, в реальных же условиях сигналы будут хотя и близки по форме, но все же значительно отличны друг от друга. Поэтому в качестве сравнивающего устройства используют коррелятор.

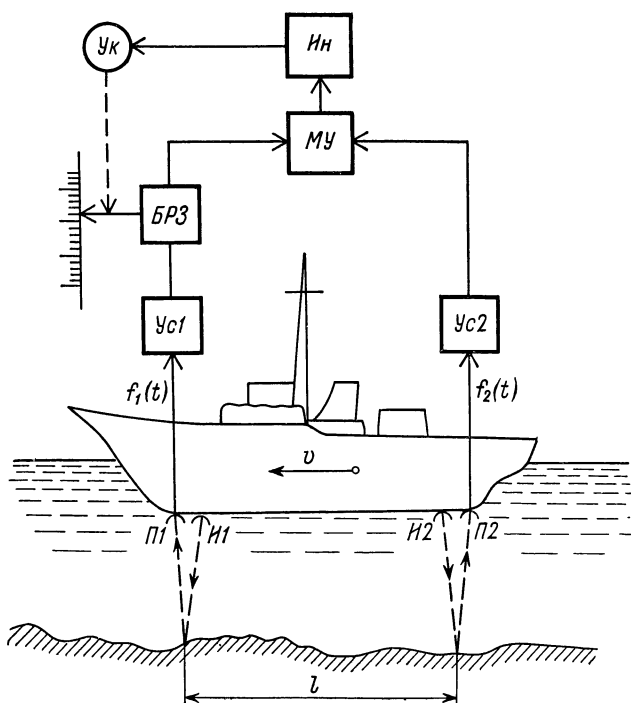


Рис. 22-3

В канал первого сигнала включен БРЗ, который может быть выполнен, например, в виде магнитной ленты, или магнитного барабана с подвижной читающей головкой, или, наконец, с помощью электрической цепи с регулируемой задержкой времени  $\tau$ .

Выходной сигнал коррелятора максимален при  $\tau = \tau_t$ , т. е. при равенстве введенного регулируемого запаздывания  $\tau$  транспортному запаздыванию  $\tau_t$ . Изменяя величину  $\tau$ , можно добиться максимального показания указателя  $Ук$  и обеспечить условие  $\tau = \tau_t$ . В этом случае скорость движения объекта определяется как  $v = l/\tau$ . Шкала БРЗ может быть проградуирована непосредственно в единицах скорости, а управление БРЗ автоматизировано. В работе [107]

подробно рассмотрены различные методы автоматизации корреляционного способа измерения. В этой же работе указывается, что реально достигнутая величина погрешности корреляционного измерителя скорости проката составляет 0,1%.

### 22-3. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ЖИДКИХ И ГАЗООБРАЗНЫХ ВЕЩЕСТВ

Основными параметрами движения потоков жидкости в открытых каналах или внутри трубопроводов, а также потоков пара, газа или плазмы являются расход, т. е. количество вещества, протекающее через какое-либо сечение потока в единицу времени, и общее количество протекшего вещества. Расход и количество связаны между собой точно так же, как скорость и путь при движении твердых тел. И ту и другую величину можно выразить через единицы объема и массы, соответственно говоря об объемном расходе  $Q$  и массовом расходе  $M$ . Иногда интересуются также скоростью  $v$  потока, которая может быть местной (в данной точке сечения потока), усредненной по некоторой части сечения потока и средней по всему сечению.

Измерение количества жидкости, газа и пара производится либо путем периодического отмеривания одинаковых объемных или массовых доз вещества, либо путем интегрирования расхода. Первый метод, как правило, осуществляется с помощью чисто механических средств [113], и поэтому ниже рассматриваются только методы, связанные с измерением расхода.

Особенностью приборов для измерения расходов является малое значение их полного диапазона, редко превышающее  $D_n = 10 \div 15$ , в то время как величина измеряемых расходов может лежать в диапазоне от  $10^{-3}$  до нескольких тысяч кубометров в час.

Расходомеры с преобразованием в перепад давления состоят чаще всего из некоторого сужающего устройства (диафрагма, сопло и т. д.) и дифференциального манометра, измеряющего перепад давления, создаваемый сужающим устройством. Объемный и массовый расходы выражаются соответственно формулами:

$$Q = \alpha S \sqrt{\frac{2}{\rho} \Delta P} \quad \text{и} \quad M = \alpha S \sqrt{2\rho \Delta P},$$

где  $\alpha$  — коэффициент расхода;  $S$  — площадь сечения сужающего устройства;  $\rho$  — плотность вещества;  $\Delta P$  — перепад давления. Такую же зависимость перепада давления от расхода дают напорные трубки (трубки Пито) и преобразователи в виде изогнутого участка трубы, в которых разность давлений возникает под действием центробежных сил. Поскольку перепад давления пропорционален квадрату расхода, дифференциальные манометры снабжаются различными устройствами для извлечения квадратного корня (например, датчик уравнивания с ферродинамическим обратным преобразователем (см. гл. 18), развивающий уравнове-

шивающую силу, пропорциональную квадрату тока). Упрощенная схема устройства такого расходомера показана на рис. 22-4. Приборы этой группы в настоящее время широко распространены. Их рабочий диапазон невелик и составляет  $D = 3 \div 5$ . Они могут применяться для измерения расходов как жидкостей, так и газов при температурах до сотен градусов и давлениях до десятков мегапаскалей. Погрешность их составляет 1—2%.

**Расходомеры с преобразованием в силу или перемещение** содержат помещенное в поток тело, воспринимающее динамическое давление потока [113] или перемещающееся под действием этого давления. Примером приборов второго типа являются ротаметры, состоящие из конической трубки, и поплавка, высота подъема которого определяется скоростью потока и может быть измерена, например,

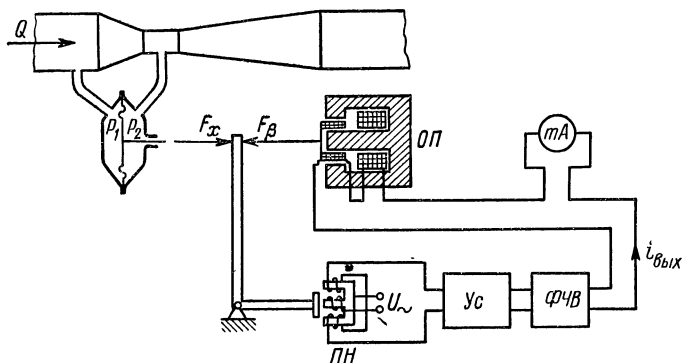


Рис. 22-4

с помощью дифференциального индуктивного преобразователя, роль сердечника которого выполняет поплавок. Ротаметры используются в основном для измерения малых расходов жидкости и газа ( $10^{-7} - 10^{-6} \text{ м}^3/\text{с}$ ), их рабочий диапазон составляет  $D = 5 \div 10$ . Ротаметры являются инерционными и малоточными приборами ( $\gamma = 2 \div 3\%$ ), однако благодаря простоте конструкции и эксплуатации они пригодны для широкого применения.

**Расходомеры с преобразованием в скорость вращательного или возвратно-поступательного движения** имеют ряд разновидностей: шариковые, с овальными колесами, поршневые и т. д. Наиболее распространенной разновидностью являются тахометрические расходомеры с турбинными преобразователями. Датчики с турбинными преобразователями (с крыльчатками) могут применяться не только в трубопроводах, но и в открытых каналах, а также для измерения скорости различных объектов (кораблей) относительно жидкости. Принцип действия и устройство такого расходомера рассмотрены в § 22-2 на примере датчика для измерения скорости кораблей. Подобные приборы используются для измерения расходов различных жидкостей (в частности, поршневые — для вязких жидкостей,

таких, как смола и мазут) при давлениях до 50 МПа и температурах от  $-240$  до  $+500$  °С, величина измеряемого расхода  $0,3 \cdot 10^{-5}$  —  $0,3$  м<sup>3</sup>/с, рабочий диапазон 10 и более. Погрешность тахометрических расходомеров лежит в пределах 0,3—1,5%, инерционность их невелика, постоянная времени в зависимости от типа и конструкции вращающегося элемента составляет 1—50 мс.

Погрешность датчиков такого типа в основном определяется погрешностью предварительного преобразователя, обусловленной трением в подшипниках и вязкостью жидкости. Для уменьшения этой погрешности прибегают к различным приемам: используют высококачественные подшипники, иногда заменяя их на опоры часового типа (на рубиновых камнях), выполняя ротор турбинки из фторопласта, применяют меры по гидравлической компенсации осевой силы ротора и т. д. В датчиках для измерения малых расходов ( $1$ — $50 \cdot 10^{-6}$  м<sup>3</sup>/с) начинает сказываться влияние тормозного момента основного (индукционного) преобразователя. В этих случаях принимают меры по уменьшению потерь на вихревые токи или используют другие виды основного преобразователя (ионизационные, фотоэлектрические и др.). Наиболее эффективным приемом уменьшения погрешности турбинных расходомеров является применение в их измерительной цепи принципа уравнивания. На рис. 22-5

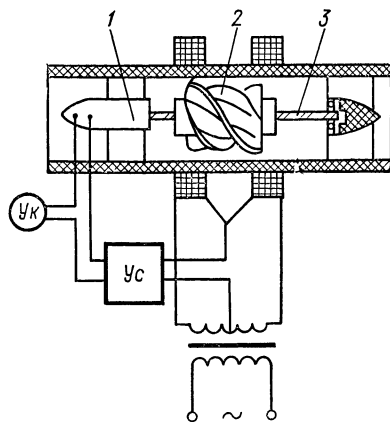


Рис. 22-5

В измерительную диагональ мостовой цепи включен усилитель  $U_c$ , регулирующий скорость вращения электродвигателя 1 таким образом, чтобы она стала равной скорости вращения ротора под действием измеряемого потока. При отсутствии равенства этих скоростей ротор, перемещаясь вдоль ходового винта, нарушает равновесие электрической цепи. Мерой расхода в этом случае является скорость вращения электродвигателя либо пропорциональная ей величина протекающего через него тока.

Все перечисленные выше способы измерения расхода могут быть условно названы «энергетическими», так как они основаны на использовании (преобразовании) части кинетической энергии движущейся среды. Поэтому для этих приборов характерно сильное обратное воздействие на среду, в которой расположен датчик. Другая

группа приборов для измерения расхода, для которой характерно малое или незначительное обратное воздействие, основана на использовании кинематических характеристик движущейся среды. Ниже приводятся описания типичных представителей этой группы приборов.

**Расходомеры с преобразованием в скорость поступательного движения «меток».** Метки в зависимости от их природы могут использоваться для измерения расходов как жидкостей, так и газов. Для газов наиболее часто применяются ионные метки, которые создаются либо периодической ионизацией потока радиоактивным излучением, либо искровым разрядом. В первом случае малые значения ионных токов ( $10^{-11} — 10^{-13}$  А) требуют создания специальных электрометрических усилителей; при использовании же искрового разряда ионизационный ток может быть повышен за счет увеличения тока разряда до  $10^{-2} — 10^{-3}$  А, что позволяет обходиться вообще без усилителей. В конструктивном отношении аппаратура для создания искрового разряда также проще. К этой же группе приборов могут быть отнесены и расходомеры, основанные на измерении скорости движения естественных «меток», подобные описанному в § 22-2 корреляционному измерителю скорости движения.

По принципу работы к расходомерам с «метками» близки ультразвуковые расходомеры с излучением колебаний по потоку и против потока, которые применяются в основном для жидкостей. Примером подобного прибора может служить расходомер РУЗ-282, разработанный КБ ВНИКИ «Цветометавтоматика» [113]. Этот расходомер двухканальный, т. е. имеет два независимых излучателя и два приемника; измерение расхода сводится к измерению разности фаз двух ультразвуковых колебаний. Ультразвуковые расходомеры, несмотря на сложность измерительной цепи, имеют ряд достоинств, таких, как возможность измерения расхода любой жидкости, высокое быстродействие, отсутствие дополнительных потерь давления в трубопроводе. Они позволяют измерять скорость потоков, начиная от нескольких сантиметров в секунду. Погрешность их не менее 1 %.

**Расходомеры со сносом излучения** основаны на измерении интенсивности ультразвукового излучения или ионизационного тока, направляемого поперек потока. Для уменьшения погрешности от непостоянства источника излучения преимущественно используются дифференциальные преобразователи с двумя приемниками ультразвукового излучения или ионизационного тока.

В качестве примера на рис. 22-6 изображен ионизационный расходомер, который состоит из помещенных в поток газа приемных электродов 1 и 2 и дифференциальной измерительной цепи 3. На общий электрод (корпус) нанесен слой радиоактивного излучателя, ионизирующего пространство между электродами, а кроме того, между электродами создано электрическое поле, заставляющее ионы двигаться поперек потока со скоростью  $v_x = uE$ , где  $u$  — подвижность ионов, а  $E$  — напряженность поля. Измерительная цепь 3, создающая разность токов обоих приемных электродов,

уравновешивается при отсутствии потока. При движении потока ионы приобретают дополнительную скорость  $v_y$  в направлении потока, и ток электрода 1 уменьшается, а ток электрода 2 возрастает. Расходомеры этой группы имеют погрешность порядка нескольких процентов, их показания заметно зависят от свойств среды.

Тепловые расходомеры по принципу действия можно разделить на калориметрические, которые величину расхода измеряют по изменению температуры потока, и термоанемометры (см. § 14-7 и рис. 19-2), которые величину скорости потока измеряют по изменению температуры подогреваемого тела, помещенного в поток. И в том, и в другом случае можно либо измерять температуру при постоянной подводимой мощности, либо измерять мощность нагревателя при поддержании постоянной температуры. Оба метода при-

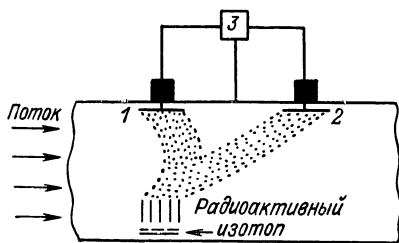


Рис. 22-6

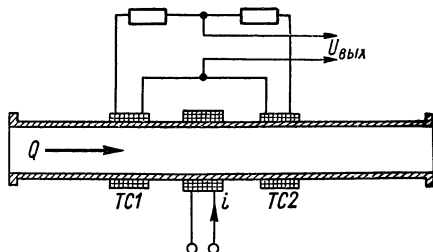


Рис. 22-7

меняются преимущественно для газов, так как большая теплоемкость и теплопроводность жидкостей требуют слишком большой мощности нагревателя.

На рис. 22-7 изображен датчик калориметрического расходомера, у которого и нагреватель и два термометра сопротивления  $TC1$  и  $TC2$ , измеряющих температуру газа до и после нагревателя, расположены снаружи трубы. При отсутствии потока оба термометра имеют одинаковую температуру. При малых скоростях потока (до нескольких десятых метра в секунду) прибор с таким датчиком работает как расходомер со сном излучения, и разность температур почти прямо пропорциональна расходу. При увеличении скорости большую роль начинает играть унос тепла потоком, и температура термометра, расположенного за нагревателем, а вместе с ней и разность температур начинают падать. В этом случае выгоднее при постоянной разности температур измерять мощность нагревателя, которая прямо пропорциональна массовому расходу. Для поддержания постоянной разности температур используется стандартный регулятор температуры. Мощность нагревателя измеряется ваттметром, а для получения общего количества протекшего газа ваттметр заменяется электрическим счетчиком.

Тепловые расходомеры позволяют измерять как очень малые расходы, так и расходы в несколько тысяч кубометров в час; их погрешность не превышает 1—2%.



Индукционные расходомеры [31, 113] основаны на том, что в потоке электропроводной жидкости (рис. 22-8), движущейся в трубопроводе 1 из немагнитного материала, между полюсами 2 и 4 электромагнита, питаемого переменным током, возникает э. д. с., величина которой пропорциональна скорости движения потока:  $e = Bdv$ , где  $B$  — магнитная индукция;  $d$  — внутренний диаметр трубы;  $v$  — скорость движения жидкости. Эта э. д. с. снимается с помощью электродов 3 и 6, изолированных от трубопровода. Величина э. д. с. обычно не превышает 10 мВ. Поскольку измеряемая э. д. с. невелика, основная часть погрешности

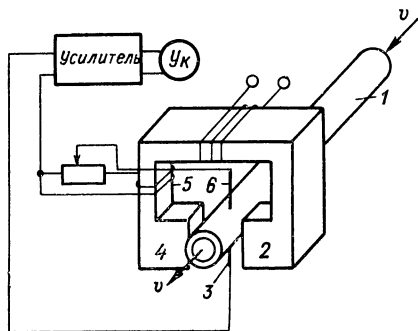


Рис. 22-8

определяется дополнительными э. д. с., возникающими в цепи электродов 3 и 6 под действием внешних полей, в частности трансформаторной э. д. с., наведенной переменным полем самого электромагнита. Во всех случаях, кроме измерения быстропеременного расхода и расхода расплавленных металлов, пользоваться постоянным полем нежелательно, так как при этом возникает э. д. с. поляризации, направленная навстречу основ-

ной э. д. с. Наиболее простой путь уменьшения погрешности от дополнительных э. д. с. — компенсация их с помощью специальной обмотки 5.

Индукционными расходомерами можно производить измерения как в трубопроводах, так и в открытых руслах. Диаметр трубопроводов может быть от нескольких миллиметров до 1,5—2 м, а расход — от  $3 \cdot 10^{-8}$  до  $3 \text{ м}^3/\text{с}$ . Рабочий диапазон достигает 10, погрешность находится в пределах 1,0—2,5%.

Индукционные расходомеры практически безынерционны и позволяют производить измерения в быстропеременных потоках. Они измеряют расходы вязких, агрессивных и сильно загрязненных жидкостей (пульп), а также расплавленных металлов. Единственное требование к жидкости состоит в том, чтобы ее удельное сопротивление не превышало  $10^3$ — $10^5 \text{ Ом} \cdot \text{м}$ .

#### 22-4. МЕТОДЫ КОРРЕКЦИИ ЧАСТОТНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИНЕРЦИОННЫХ ПРИБОРОВ

Инерционным приборам на основе сейсмических или гироскопических предварительных преобразователей (за исключением свободного гироскопа) свойственны частотные погрешности, обусловленные режимом работы колебательного звена и ограничивающие рабочий диапазон как в области низких частот (характерно для виброметров), так и в области верхних частот (характерно для

акселерометров и гироскопов). Поскольку конструктивными мерами существенного уменьшения этих погрешностей добиться не удается, в инерциальных приборах широко применяются различные способы коррекции частотных погрешностей, которые могут быть разделены на две группы: пассивные и активные.

**Пассивная коррекция.** Наиболее широкое распространение получила параметрическая коррекция, основанная на использовании цепей или усилителей, имеющих в идеальном случае частотную характеристику, описываемую (в требуемом диапазоне частот) функцией обратной функции корректируемого узла. Корректирующая (частотно-зависимая) цепь может быть расположена на входе измерительной цепи, на ее выходе, между каскадами усилителя или, наконец, в цепи обратной связи последнего. Такой способ коррекции может быть назван последовательной параметрической коррекцией. Независимо от вида корректирующей цепи в ней всегда происходит некоторая потеря энергии, причем чем больше расширяется частотный диапазон прибора, тем больше энергии теряется в корректирующей цепи. Поэтому подобные корректирующие цепи и называются пассивными и обычно применяются в совокупности с усилителями, часто являясь их органической частью.

В литературе [10, 45, 49] широко освещены методы синтеза таких цепей исходя из заданных требований (см. также § 5-12).

**Активная коррекция** частотных погрешностей основана на активном воздействии на звено, являющееся источником погрешности. Это воздействие осуществляется при помощи электромеханических обратных связей, охватывающих корректируемое звено.

Такой метод коррекции можно рассмотреть на примере сейсмического преобразователя. Дифференциальное уравнение для этого преобразователя имеет вид

$$mx'' + Px' + Wx = ma''.$$

На рис. 22-9 приведена структурная схема коррекции такого преобразователя. Здесь электрический выходной сигнал датчика  $U_{\text{вых}} = kx$ , пропорциональный относительному перемещению подвижной части, через цепи обратной связи 1, 2 и 3 поступает обратно в датчик, где преобразуется (с помощью магнитоэлектрического преобразователя) в дополнительную силу  $F_{\text{кор}}$ , действующую на подвижную часть. При этом в цепи 1 производится двойное дифференцирование сигнала по времени, и составляющая силы, вызываемая выходным сигналом этой цепи, равна  $B_1x''$ ; в цепи 2 происходит однократное дифференцирование сигнала, что дает составляющую силы  $B_2x'$ ; в цепи 3 сигнал преобразуется линейно, в результате чего получается составляющая силы  $B_3x$ . Дифференциальное уравнение системы с коррекцией может быть записано в виде

$$mx'' + Px' + Wx = ma'' \pm B_1x'' \pm B_2x' \pm B_3x$$

или, что то же самое,

$$(m \mp B_1)x'' + (P \mp B_2)x' + (W \mp B_3)x = ma''.$$

Отсюда видно, что, меняя только коэффициенты передачи цепей 1, 2 и 3 и оставляя неизменными сами механические параметры преобразователя  $m$ ,  $P$  и  $W$ , можно активно воздействовать на три основных параметра прибора: собственную круговую частоту  $\omega_0 = \sqrt{\frac{W \mp B_3}{m \mp B_1}}$ , степень успокоения  $\beta = \frac{P \mp B_2}{2 \sqrt{(m \mp B_1)(W \mp B_3)}}$  и масштабный фактор  $\eta = \frac{m}{m \mp B_1}$ .

Подобными возможностями обладает большинство приборов, в структуре которых предусмотрена электромеханическая обратная связь (см. гл. 18). Поэтому преимущественное применение этот метод коррекции частотных характеристик находит в приборах, имеющих цепи уравнивания [11, 247].

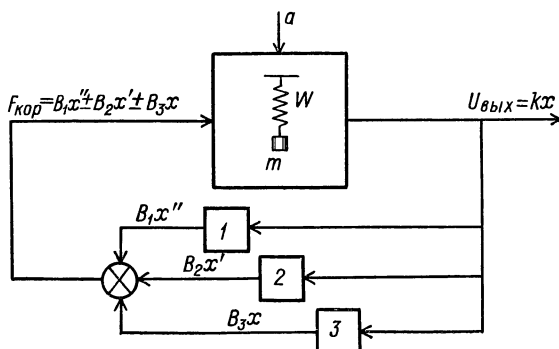


Рис. 22-9

Анализ возможностей активной коррекции показывает, что при расширении частотного диапазона обычных инерционных приборов как вниз, так и вверх в лучшем случае может быть достигнута возможность электрической регулировки параметров прибора. Никакого принципиального выигрыша в чувствительности при этом получено быть не может. Иными словами, при расширении частотного диапазона обычных инерционных приборов путем введения электромеханической обратной связи происходит такая же потеря чувствительности, как и при аналогичном расширении частотного диапазона за счет изменения механических параметров системы или за счет применения последовательной параметрической коррекции.

Это объясняется тесной взаимосвязью параметров классической системы инерционного прибора — чувствительности и частоты свободных колебаний, определяемых массой инерционного звена и податливостью упругого элемента. Поэтому применение активной коррекции наиболее эффективно в системах, в которых эта взаимосвязь исключается.

Типичным представителем таких систем является маятниковый дисбалансный виброметр, схема которого приведена на рис. 22-10, а.

Механическая часть этого прибора представляет собой коромысло, которое может вращаться вокруг оси и имеет относительно этой оси момент инерции  $J$ . На одном из плеч коромысла на расстоянии  $l$  от оси находится неуравновешенный груз массой  $m$ . Эта система удерживается в горизонтальном положении пружиной с удельным моментом  $W$ . Если основание (корпус) датчика колеблется в вертикальном направлении, то движение коромысла относительно корпуса можно рассматривать так, как если бы оно вызывалось силой инер-

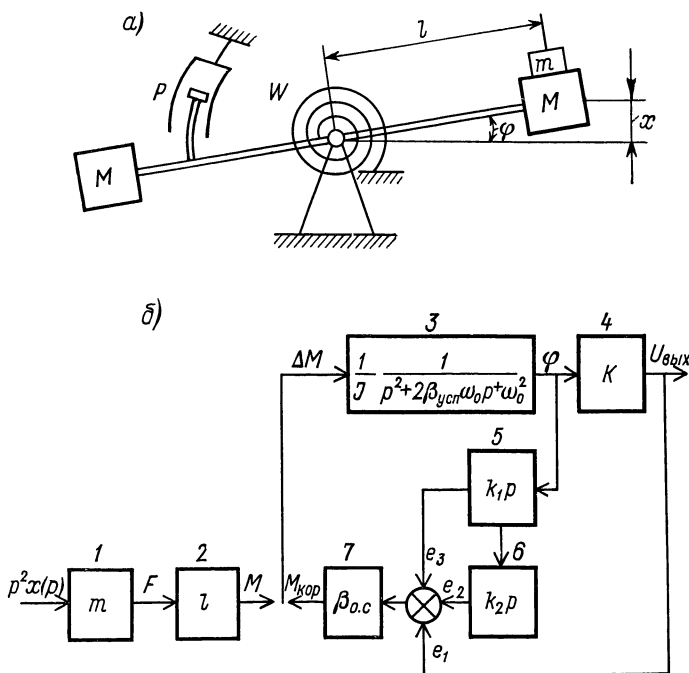


Рис. 22-10

ции  $ma''$  неуравновешенной массы ( $a$  — измеряемое виброперемещение). Отсюда уравнение моментов можно записать так:

$$J\varphi'' + P\varphi' + W\varphi = ma''l \cos \varphi,$$

где  $P$  — коэффициент успокоения;  $\varphi$  — угол поворота коромысла. При малых  $\varphi$  можно принять, что  $\cos \varphi = 1$  и  $\varphi = x/l$ , где  $x$  — линейное перемещение груза (выходная величина). Тогда уравнение моментов принимает вид:

$$Jx'' + Px' + Wx = ml^2 a''.$$

Это уравнение совпадает с уравнением классической колебательной системы (см. рис. 7-27) с той разницей, что коэффициенты при  $x''$  и  $a''$  оказались различными. Поэтому приближенное выраже-

ние для  $x$ , которое получится, если оставить в левой части только первый член, будет иметь вид

$$x = \frac{ml^2}{J} a = \eta a.$$

Коэффициент  $\eta = ml^2/J$  — масштабный коэффициент, связывающий входное и выходное перемещения (он всегда меньше единицы и при желании может быть сделан достаточно малым путем надлежащего выбора параметров  $m$ ,  $l$  и  $J$ ).

Это свойство маятникового виброметра позволяет использовать его для измерения вибраций, амплитуда которых значительно превосходит размеры датчика. Измерить такие вибрации с помощью обычных виброметров нельзя.

Частотные свойства маятникового виброметра описываются теми же выражениями, что и характеристики простой колебательной системы; собственная круговая частота его равна  $\omega_0 = \sqrt{W/J}$ , а степень успокоения  $\beta = P/(2J\omega_0)$ , откуда видно, что у этого прибора возможна независимая регулировка частоты свободных колебаний и чувствительности.

На рис. 22-10, б приведена структурно-функциональная схема такого прибора (см. § 22-5), снабженного цепями активной коррекции. На вход системы поступает ускорение  $p^2x$  ( $p$ ), воздействующее на дисбалансную массу  $m$  (звено 1). Сила инерции  $F$  на рычаге  $l$  (звено 2) развивает момент  $M$ , воздействующий на колебательную систему 3, выходной величиной которой является угловое перемещение  $\varphi$ . В преобразователях 4, 5 и 6 угловое перемещение  $\varphi$  преобразуется в электрические сигналы  $e_1$ ,  $e_2$ ,  $e_3$ , которые через цепь обратной связи при помощи обратного магнитоэлектрического преобразователя 7 подводятся к колебательной системе датчика в виде  $M_{\text{кор}}$ .

По аналогии с вышеизложенным можно показать, что в этом случае основные параметры прибора будут выражены как

$$\beta = \frac{P \pm B_2}{2\sqrt{(J \pm B_1)(W \pm B_3)}}; \quad \omega_0^2 = \frac{W \pm B_3}{J \pm B_1} \quad \text{и} \quad \eta = \frac{ml^2}{J \pm B_1},$$

откуда видно, что у этого прибора реализуется независимая электрическая регулировка чувствительности, степени демпфирования и частоты свободных колебаний.

Еще более отчетливо преимущества активной коррекции проявляются при расширении (вверх) частотного диапазона у гиротахметров [14]. У этих приборов также функции инерционной массы разделены между гироскопическим моментом, интегрирующим входное воздействие, и массой гиروزла (ротор в кардановом подвесе), участвующей в колебаниях. Иными словами, в гиротахметре чувствительность определяется жесткостью упругого звена и моментом количества движения ротора, частота же свободных колебаний определяется упругим звеном и массой гиروزла. Следовательно, введя в систему электромеханическую обратную связь,

компенсирующую инерционные свойства гироузла, можно систему из колебательного режима перевести в апериодический, т. е. резко расширить частотный диапазон ее работы, не меняя при этом чувствительности.

Уравнение движения обычного двухстепенного гироскопа (гиротаксметра) записывается в виде

$$J\varphi'' + D\varphi' + W\varphi = H\alpha', \quad (22-2)$$

где  $H$  — кинетический момент ротора;  $J$  — момент инерции подвижной части прибора относительно оси прецессии;  $\alpha'$  — угловая скорость (возмущения);  $\varphi$  — угол разворота гироузла относительно оси прецессии.

Чувствительность  $S_r$  прибора определяется выражением  $S_r = k/W$ , а частота свободных колебаний

$$\omega_0 = \sqrt{W/J}.$$

В случае применения электромеханической обратной связи по первой и второй производным (по времени) от угла разворота гироузла уравнение движения гиротаксметра запишется в виде

$$(J - k_2)\varphi'' + (D - k_1)\varphi' + W\varphi = H\alpha', \quad (22-3)$$

где  $k_1$  и  $k_2$  — коэффициенты передачи цепей обратной связи. Очевидно, что при выполнении условий  $J = k_2$  и  $D = k_1$  уравнение (22-3) приводится к виду  $W\varphi = H\alpha'$ , т. е. угол  $\varphi$  поворота гироузла в этом случае зависит только от измеряемой скорости  $\alpha'$  и не зависит от частоты изменения этой скорости. Чувствительность же прибора в этом случае определяется тем же выражением, что и у исходного (некорректированного) прибора.

Однако такие возможности активной коррекции, т. е. возможности расширения частотного диапазона без уменьшения чувствительности, могут быть реализованы исключительно редко, и только применительно к системам с разделением функций инерционной массы и чувствительного элемента. Во всех остальных случаях применение активной коррекции (так же как и последовательной пассивной) приводит к потере чувствительности. Кроме того, осуществление активной коррекции всегда связано со значительным усложнением аппаратуры, а эффективность методов активной коррекции всегда ограничена угрозой потери устойчивости. Поэтому более прогрессивным следует считать применение параллельной (пассивной) параметрической коррекции, основанной на прибавлении к сигналу датчика части этого же сигнала, преобразованного корректирующей цепью таким образом, чтобы получающаяся поправка была равна и противоположна по знаку частотной погрешности датчика.

Особенно эффективно при расширении частотного диапазона вверх применение усовершенствованной разновидности параллельной коррекции — сквозной коррекции, обеспечивающей работу «сквозь» резонанс частотной характеристики.

**Метод сквозной коррекции** основан на использовании информации, содержащейся во всех членах дифференциального уравнения, описывающего поведение колебательной системы датчика. Принцип сквозной коррекции может быть легко уяснен на примере применения ее для расширения частотного диапазона акселерометра. Если вернуться к уравнению (7-14) и переписать его в виде

$$x = \frac{a''}{\omega_0^2} - \left( \frac{2\beta}{\omega_0} \dot{x}' + \frac{1}{\omega_0^2} x'' \right), \quad (22-4)$$

т. е. относительно естественной выходной величины прибора, то можно заключить, что в полученном выражении член  $a''/\omega_0^2$  отражает измеряемое ускорение в масштабе  $1/\omega_0^2$  данного прибора, а член

в скобках — частотную погрешность.

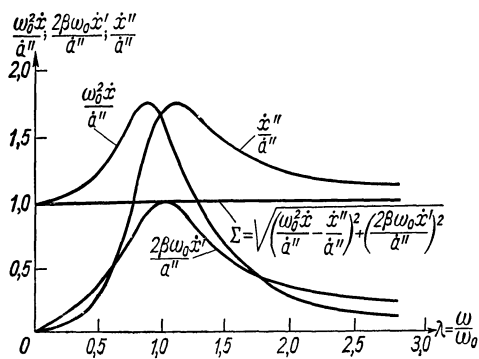


Рис. 22-11

Таким образом, в измерительной цепи любого сейсмического прибора его выходной сигнал (пропорциональный для акселерометра относительному смещению  $x$  инерционной массы) содержит информацию лишь об одном из членов уравнения (22-2) (в частности, для акселерометра о третьем члене).

Полная же информация об измеряемом процессе содержится в сумме всех трех членов левой части уравнения (22-2) (рис. 22-11), которая всегда тождественно равна правой части, т. е. возмущающему воздействию, вне зависимости от частоты последнего и  $\omega_0$  прибора. Очевидно, что если измерительную цепь прибора построить таким образом, чтобы она учитывала влияние всех трех членов уравнения (22-4) или, иначе говоря, всех трех параметров относительного перемещения инерционной массы (скорость, пусть и ускорение), выходной сигнал прибора окажется пропорциональным измеряемому ускорению при любом значении частоты процесса.

Основные ограничения величины частотного диапазона прибора в этом случае обуславливаются практической реализуемостью в измерительной цепи сигналов, пропорциональных параметрам относительного перемещения инерционной массы, и конструктивными особенностями колебательной системы прибора, т. е. частотами, при которых еще сохраняют справедливость допущения, сделанные при написании уравнения (22-2). При этом, очевидно, колебательная система датчика должна иметь достаточное демпфирование для обеспечения линейности электрического преобразования при работе прибора в области своего резонанса.

На рис. 22-12 приведена структурно-функциональная схема сквозной коррекции акселерометра с датчиком, снабженным этой цели двумя основными преобразователями. Здесь звено 1 представляет собой инерционную массу датчика, воспринимающую воздействующее ускорение  $p^2 x(p)$  ( $p$ ) (естественную входную величину прибора). На выходе звена развивается сила  $F$ , действующая на колебательную систему 2. Выходной сигнал  $x$  звена 2 (относительное перемещение инерционной массы) звеньями 3 и 4 преобразуется в электрические сигналы, пропорциональные этому перемещению и его скорости соответственно. Причем роль звена 3 выполняет параметрический (например, реостатный) основной преобразователь, а звена 4 — генераторный (индукционный). Звено 5 производит

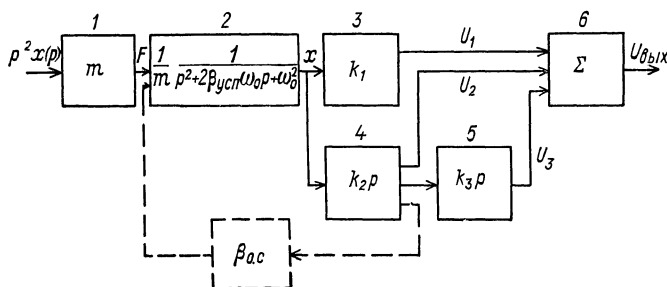


Рис. 22-12

дифференцирование по времени сигнала звена 4, а звено 6 суммирует эти сигналы.

Выходной сигнал системы может быть выражен как

$$U_{\text{вых}} = \frac{x''k}{p^2 + 2\beta_{\text{усп}}\omega_0 p + \omega_0^2} (k_1 + k_2 p + k_3 p^2) = U_1 + U_2 + U_3.$$

Очевидно, что при выполнении условий  $k_1 = \omega_0^2$ ,  $k_2 = 2\beta_0$  и  $k_3 = 1$  на выходе звена 6 будет иметь место сигнал  $U_{\text{вых}} = kx''$ , пропорциональный входному сигналу прибора и совпадающий с ним по фазе независимо от частоты возмущающего воздействия.

## 22-5. ИНЕРЦИАЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ

Необходимость в использовании инерциальных приборов для измерения параметров движения возникает при невозможности осуществления контакта с системой, принятой за начало отсчета. Такое положение имеет место в инерциальной навигации, гравиметрии, где, как правило, приходится измерять постоянные или медленно меняющиеся значения ускорения. Виброметрия, т. е. измерения колебательных процессов, также практически основана на применении сейсмических (или гироскопических) преобразователей.

Измерение пути и скорости поступательного движения при помощи инерциальных приборов, как уже указывалось в § 22-1, может



осуществляться только путем интегрирования действующего на датчик ускорения. В приборах инерциальной навигации, предназначенных для измерения пути и скорости поступательного движения, интегрирование производится, как правило, в самом датчике.

На рис. 22-13 схематически дана конструкция датчика дважды интегрирующего акселерометра [59]. Разбалансированный грузом  $m$  и действующий, как маятник с длиной  $l$ , статор двигателя укреплен на опорах в корпусе  $C$  с малым трением. При действии ускорения  $x''$  в направлении, перпендикулярном чертежу, на статор двигателя действует момент  $M_{вх} = mlx''$ , статор отклоняется, а с укрепленного на нем преобразователя неравновесия  $ПН$  снимается сигнал, пропорциональный ускорению объекта. Этот сигнал

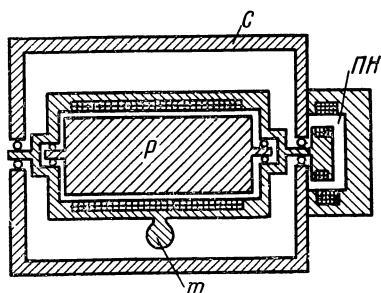


Рис. 22-13

усиливается, и усиленное напряжение подается на обмотку возбуждения. Ротор двигателя  $P$ , обладающий большим моментом инерции  $J_p$ , начинает вращаться с ускорением  $\varphi''$ . Электромагнитный момент  $M = J_p \varphi''$ , разгоняющий ротор, одновременно стремится повернуть статор в обратном направлении, и, следовательно, уравновесить момент  $M_{вх}$ .

Пренебрегая вязким трением ротора, моментом трения статора, а также моментом, вызываемым поворотом статора, можно считать, что  $mlx'' = J_p \varphi''$ . Таким образом, угол поворота ротора  $\varphi$  равен двойному интегралу ускорения:

$$\varphi = \int \int x'' dt dt.$$

Погрешность прибора определяется моментом трения между статором и корпусом. Интересной особенностью прибора является отсутствие погрешности от трения между ротором и статором.

**Скорость поступательного движения** измеряется интегрирующими акселерометрами (велосиметрами). Примером подобного устройства может служить интегрирующий акселерометр с гидродинамическим подвесом инерционной массы (рис. 22-14). Этот прибор представляет собой герметичную цилиндрическую камеру 4, заполненную жидкостью, в которой плавает цилиндрический поплавок 5. Камера приводится во вращение с постоянной круговой скоростью при помощи вспомогательного двигателя 1. Под действием возникающих при вращении жидкости центробежных сил поплавки удерживаются по оси симметрии цилиндра, вдоль которой он может перемещаться. При наличии составляющей  $x''$  ускорения в направлении оси вращения  $XX'$  на поплавок действует сила инерции

$$F_{и} = (\rho_{ж} + \rho_{п}) V_{п} x'',$$

где  $\rho_{\text{ж}}$  — плотность жидкости;  $\rho_{\text{п}}$  — плотность поплавка;  $V_{\text{п}}$  — объем поплавка. Эта сила, направленная в сторону, противоположную действию ускорения, вызывает движение поплавка и уравновешивается силой гидродинамического сопротивления жидкости, пропорциональной скорости движения поплавка:  $F_{\text{г}} = kx'$ , где  $x'$  — скорость движения поплавка;  $k$  — коэффициент пропорциональности. Приравняв правые части выражений, можно получить  $x' = Kx''$ , где  $K = (\rho_{\text{ж}} - \rho_{\text{п}}) V_{\text{п}}/k$ .

Таким образом, перемещение поплавка  $X$  в рассматриваемом приборе оказывается пропорциональным интегралу во времени от измеряемого ускорения:

$$X = K \int x'' dt.$$

Основной преобразователь этого прибора осуществляется так, как это было пояснено на рис. 12-10, в; в менее ответственных слу-

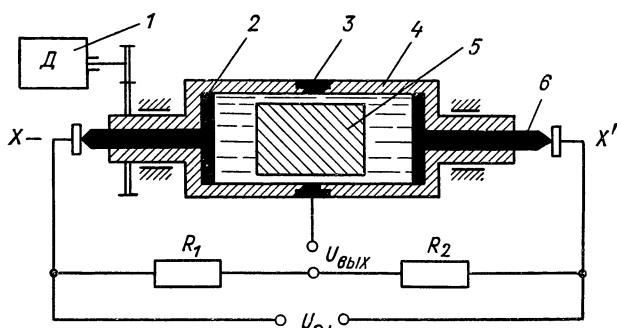


Рис. 22-14

чаях он выполняется следующим образом. Внутренняя поверхность камеры (рис. 22-14) покрывается диэлектриком, а в качестве рабочей жидкости используется электролит. Внутри камеры размещаются три электрода, два из которых 2 и 6 располагаются на торцевых поверхностях камеры, а третий, выполненный в виде кольца 3, находится в середине цилиндра камеры. От всех трех электродов сделаны выводы наружу с помощью скользящих контактов.

Измерительная цепь представляет собой мост, два плеча которого образованы одинаковыми сопротивлениями  $R_1$  и  $R_2$ , а два других плеча — сопротивлениями электролита между средним электродом и двумя торцевыми. Погрешность такого прибора в основном определяется погрешностью от непостоянства вязкости жидкости, определяемой ее температурой.

**Ускорение поступательного движения** с погрешностью 1—5% измеряется обычно при помощи датчиков прямого преобразования маятникового или пружинного типов. В маятниковых акселерометрах сила, вызванная воздействием измеряемого ускорения на инерционную массу датчика, уравновешивается силой тяжести, в пружинных — силой деформируемой пружины. В качестве основного

преобразователя как маятниковых, так и пружинных акселерометров используются реостатные, индуктивные, емкостные, фотоэлектрические или другие типы преобразователей в зависимости от величины рабочего перемещения инерционной массы и конструктивных соображений.

В ряде случаев отсутствует необходимость в знании текущего значения ускорения и важно лишь установить, не превышает ли оно заданного размера. Для этих целей используются акселерометры с контактными преобразователями, получившие название предельных или максимальных акселерометров или сигнализаторов перегрузок.

Весьма перспективны методы измерения малых ускорений, основанные на преобразовании в частоту и время. Достоинством частотной модуляции при измерении малых постоянных ускорений является легкость обнаружения очень малых изменений частоты путем сравнения частоты, пропорциональной измеряемой величине, со стабильной частотой кварцевого генератора. Этот принцип используется в струнных гравиметрах, позволяющих измерять изменения ускорения силы тяжести с погрешностью порядка  $(1 \div 2) \cdot 10^{-6}$  этого ускорения.

**Измерение параметров колебательного движения**, которое в технике называется **в и б р о м е т р и е й**, имеет дело с процессами, носящими периодический (например, промышленные вибрации, сейсмометрия), случайный (например, транспортные вибрации) или импульсный (удары, взрывы) характер. Соответственно и к приборам, предназначенным для измерения параметров различных видов колебательного движения, предъявляются различные требования как по чувствительности, так и по необходимой величине частотного диапазона. Например, для исчерпывающей характеристики наиболее элементарного вида колебательного движения — гармонического (синусоидального) колебания — достаточно определить частоту его и один из параметров: скорость, путь или ускорение. Причем требования к частотному диапазону прибора в этом случае не предъявляются. Для измерения же параметров движения, имеющего характер одиночного импульса (удара), формально необходим прибор с частотным диапазоном от 0 до  $\infty$ . Поэтому при выборе метода или прибора для измерения того или иного параметра колебательного движения необходимо в большей степени, чем в других областях измерительной техники, располагать априорными сведениями о характере изучаемого процесса.

Для измерения виброперемещений используют датчики с различными типами основных преобразователей: реостатными, тензорезисторными [9], индуктивными, фотоэлектрическими, индукционными и др. Следует отметить, что применение в датчике сейсмического виброметра основного преобразователя индукционного типа превращает его в велосиметр, ввиду того что выходная величина такого датчика оказывается пропорциональной производной относительного перемещения. Это свойство широко используется

для построения универсальных виброизмерительных устройств, в измерительной цепи которых значения вибро смещений и виброускорений получаются путем интегрирования или дифференцирования выходного сигнала датчика. В работе [48] приводятся данные промышленной установки такого типа.

Другим направлением при построении широкодиапазонных виброизмерительных приборов является применение корректирующих цепей (см. § 22-4), позволяющих использовать один и тот же датчик для измерения виброперемещений или виброускорений в зависимости от вида корректирующей цепи. Примеры универсальных виброизмерительных приборов с применением корректирующих цепей приведены в работе [49]. Один из приборов, описание которого дано в работе [49], универсальный виброизмерительный прибор ВВА-2, обеспечивает измерение вибро смещений от 1 до 500 мкм, скоростей — от 0,01 до 100 мм/с и ускорений — от 0,3 до 100 м/с<sup>2</sup> в диапазоне частот от 7 до 400 Гц. Причем в приборе используются два вида коррекции. В области низких частот — активная коррекция в виде положительной электромеханической обратной связи по перемещению, а в области высоких частот — пассивная параметрическая.

Измерение инфранизкочастотных виброперемещений большой амплитуды (транспортные вибрации) представляет определенные технические трудности [106]. На рис. 22-15 приведена конструкция маятникового дисбалансного виброметра, принцип действия которого описан в § 22-4. Этот прибор [10, 11, 15] снабжен цепями активной коррекции, выполненной в соответствии со структурной схемой рис. 22-10, б, благодаря чему он приобрел возможность при габаритах 155 × 70 × 75 мм измерять инфранизкочастотные (до 0,3 Гц) колебания большой (до 5 м) амплитуды. Виброметр основан на двойном интегрировании ускорения, действующего на несбалансированную массу при вертикальном перемещении корпуса прибора. Возникающий при действии ускорения  $a''$  на несбалансированную массу  $m$  (см. рис. 22-10) вращающий момент  $ma''l$  уравнивается, по существу, только инерцией сбалансированной массы ( $J\varphi''$ ). Благодаря этому угловое (а при малых углах и линейное) перемещение массы оказывается пропорциональным второму интегралу по времени от действующего ускорения, т. е. измеряемому перемещению. При этом коэффициент пропорциональности  $\eta$  (масштабный коэффициент) между перемещением  $x$  массы относительно корпуса прибора и перемещением самого корпуса прибора (т. е. измеряемым перемещением)  $a$  определяется отношением момента инерции дисбалансной массы относительно оси балансира  $ml^2$  к моменту инерции самого балансира  $J$ .

Датчик (рис. 22-15) выполнен следующим образом. Крыло-балансир 2 из дюралюминиевой фольги толщиной 0,1 мм имеет по концам отогнутые лепестки с приклеенными к ним катушками 4. Для придания системе чувствительности к линейным колебаниям балансир снабжен неуравновешенной массой (дисбалансом) 3.

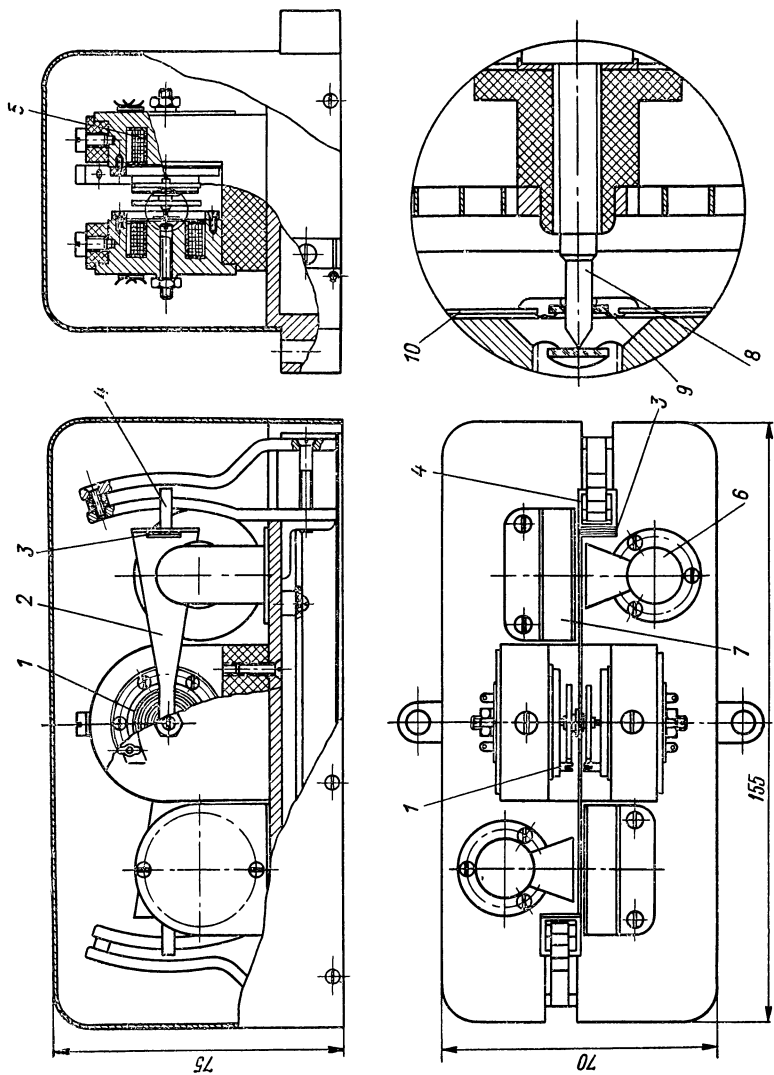


Рис. 22-15

Подвижная часть прибора подвешивается так: ось 8 балансира опирается на проходные агатовые камни 9, закрепленные в центре круглых упругих мембран 10, которые приводятся в колебательное движение при помощи двух электромагнитов 5 и генератора, генерирующего напряжение с частотой, равной частоте механического резонанса мембран. Такая система подвески подвижной части прибора практически устраняет влияние сухого трения, понижая его величину в 40—60 раз.

Балансир 2 удерживается в горизонтальном положении спиральными пружинами 1. Основные преобразователи датчика образованы осветителями 6 и фотоэлементами 7, закрытыми фигурными масками, служащими для обеспечения линейной зависимости выходного тока в одной из катушек 4, перемещающейся в поле постоянного магнита, от углового перемещения крыла-балансира. Вторая катушка 4 выполняет роль электромеханического преобразователя активной коррекции.

**Измерение виброускорений** низкой частоты осуществляется теми же приборами, что и измерение ускорений поступательного движения. Поэтому все изложенное выше полностью относится и к приборам для измерения виброускорений. Однако при выборе типа основного преобразователя виброакселерометра необходимо учитывать частотный диапазон работы прибора. Так, например, применение в акселерометрах основного преобразователя реостатного типа, требующего относительно больших рабочих перемещений, неизбежно приводит к снижению частоты свободных колебаний системы предварительного преобразователя, ограничивая тем самым частотный диапазон использования прибора значениями 10—30 Гц.

Наиболее широкое распространение получили виброакселерометры с пьезоэлектрическими основными преобразователями, отличающиеся простотой и надежностью конструкции, высокой чувствительностью и малыми габаритами и массой. Существует большое количество различных типов промышленных пьезоакселерометров. Характерными представителями таких приборов являются серийно выпускаемые датчики типов ИС, ПД «Брюль и Кьер» [48]. Эти приборы имеют чувствительность 0,5—50 мВ/г, массу 10—100 г и обеспечивают частотный диапазон работы от 30—50 Гц до 40—50 кГц.

Однако в области низких частот, характерных для транспортных виброускорений, возможности приборов с пьезоэлектрическими преобразователями резко ограничены. В этом случае приходится использовать акселерометры с параметрическими преобразователями и для расширения их возможностей снабжать цепями коррекции.

На рис. 22-16, а приведена конструкция акселерометра с применением сквозной коррекции [12], выполненного по структурной схеме рис. 22-12. Подвижная часть прибора содержит инерционную массу, образованную двумя массивными грузами 6 и 7, шарнирно скрепленными между собой. Система подвижна благодаря двум парам плоских пружин 3 и 8. Основными преобразователями

прибора служат укрепленный на корпусе реостат, относительно которого перемещается токосъемник, и катушка 5, перемещающаяся в зазоре постоянного магнита 4. Демпфирование системы осуществляется при помощи перемещающейся в зазоре постоянного магнита 1 катушки 2, к которой подводится напряжение, пропорциональное относительной скорости подвижной системы.

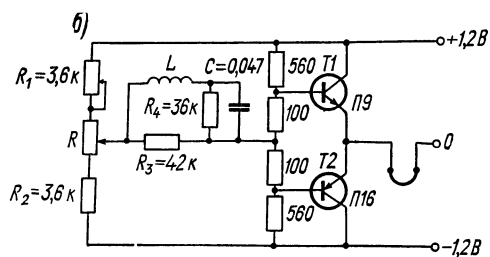
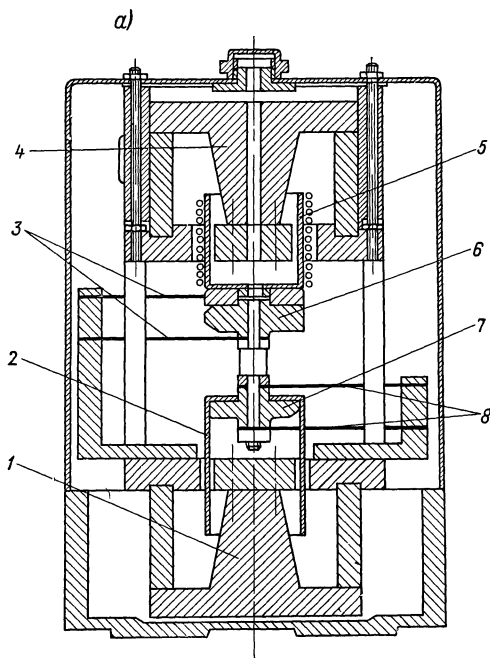


Рис. 22-16

Схема измерительной цепи прибора (без цепи обратной связи) приведена на рис. 22-16, б. Здесь  $R$  — сопротивление реостатного преобразователя,  $L$  — катушка второго основного преобразователя. Суммирующим элементом цепи является резистор  $R_3$ . Этот же резистор совместно с емкостью  $C$  образует контур дифференциатора, а совместно с резисторами  $R_4$  — делитель сигнала второго преобразователя. Согласующим звеном является эмиттерный повторитель, образованный двумя транзисторами  $T1$  и  $T2$  противоположной проводимости.

Все элементы измерительной цепи, включая источники питания (два кадмиевоникелевых аккумулятора типа Д0,06), расположены внутри корпуса датчика, и наружу выводятся лишь два конца для присоединения регистратора. Диапазон по ускорению прибора  $\pm 3\text{ г}$ .

Частотная характеристика равномерна в диапазоне 0—120 Гц при собственной частоте колебательной системы около 12 Гц и степени успокоения  $\beta = 0,6$ .

Подобным же образом устроен и описанный в работе [16] гиротаксометр, который при собственной частоте колебательной системы  $f_0 = 6\text{ Гц}$  имеет равномерную частотную характеристику от 0 до 90 Гц.

Не менее перспективно при построении виброизмерительных приборов применение уравнивающего преобразования. Датчик такого прибора (рис. 22-17) [135] содержит индуктивный преобразователь неравновесия, образованный ферритовой шайбой 6, перемещающейся между двумя катушками, расположенными в ферритовых сердечниках 7. Обратный магнитоэлектрический преобразователь образован двумя цилиндрическими магнитами 5, имеющими полюсные наконечники 4 с кольцевым магнитопроводом 3, в зазоре которого перемещается катушка 2, снабженная двумя обмотками. Первая обмотка служит для создания уравнивающей силы  $F_x = mx''$ , вторая уравнивает составляющую (в зависимости от положения датчика) гравитационной силы  $F_r = mg$ . Ферритовая шайба 6 вклеена в отверстие перегородки 1, связанной с каркасом катушки тремя радиальными спицами. Подвижная часть подвешена на шести растяжках 8, крепящихся с обеих сторон кольца 3. Схема измерительной цепи этого прибора приведена на рис. 22-18. Индуктивный преобразователь ПН включен в мостовую цепь, питаемую частотой 20 кГц от генератора Г. Выходное напряжение мостовой цепи через согласующий трансформатор и усилители напряжения УН и мощности УМ поступает на фазочувствительный демодулятор ДМ коммутируемый напряжением генератора Г через фазовращатель ФВ.

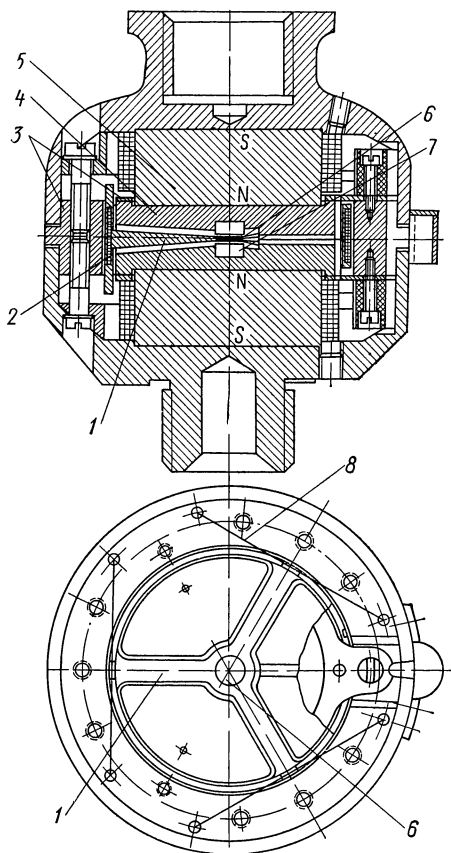


Рис. 22-17

В выходную цепь демодулятора включены обмотка 1, корректирующая цепь  $R_1C_1$ , и индуктивность  $L_1$ , уменьшающая высокочастотную составляющую 40 кГц. Параллельно корректирующей цепи включено устройство для измерения амплитудного значения тока с встроенным аналогичным указателем Ук2, имеющим сопротивление не менее 10 МОм, или внешним цифровым вольтметром, а также индикатор нуля Ук1, подключаемый при установке нуля прибора.



Для наблюдения формы кривой может включаться электронный осциллограф. Последовательно с обмоткой 1 через ключи  $Kл1$  и  $Kл2$  могут включаться термоэлектрический миллиамперметр для измерения действующего значения тока и, следовательно, ускорения и вибратор осциллографа для записи мгновенных значений ускорения. Для компенсации статического прогиба растяжек под действием веса подвижной части через обмотку 2 пропускается ток стабилизатора напряжения  $CН$ , регулируемый резистором  $R_4$ . При горизонтальном расположении измерительной оси включается резистор  $R_5$ , уменьшающий ток до величины, необходимой для установки нуля; направление устанавливающего тока изменяется

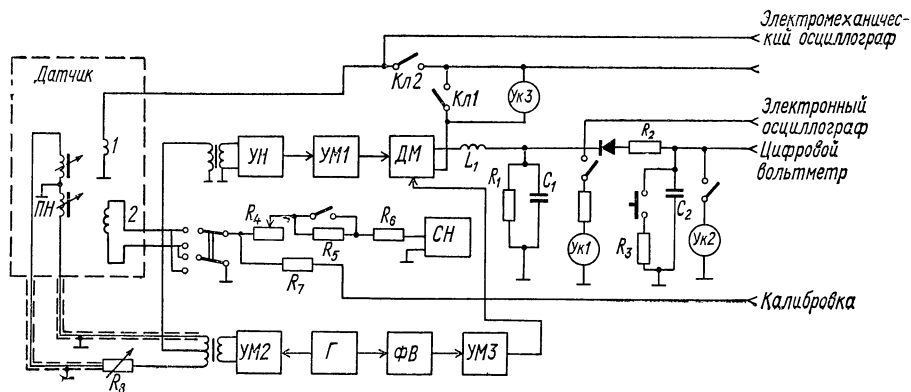


Рис. 22-18

переключателем. Проверка амплитудно-частотной характеристики прибора может осуществляться путем подачи от внешнего генератора в обмотку 2 через резистор  $R_7$  тока, имитирующего действие вибрации.

Предел измерения прибора 2,5 g, погрешность измерения амплитудного значения не более 1,5% в диапазоне частот 0,5—400 Гц, масса датчика 200 г.

**Приборы с гироскопическими преобразователями.** Особую группу приборов для измерения параметров вращательного движения представляют устройства, содержащие в качестве предварительного преобразователя гироскоп. Принцип действия гироскопических преобразователей основан на свойстве трехстепенного свободного гироскопа в карданном подвесе сохранять неизменным в инерциальной системе отсчета вектор главного момента количества движения.

Естественной входной величиной таких устройств, как и всех инерциальных приборов, является сила инерции (угловое ускорение), выходной величиной — угол поворота оси гиросузда относительно корпуса прибора.

Ввиду того что датчик свободного гироскопа не содержит упругих элементов, создающих противодействующий момент (не образует колебательной системы), частотный диапазон гироскопа определяется лишь конструктивными особенностями датчика и принципиально не ограничен.

Конструктивно предварительный преобразователь гироскопов обычно представляет собой трехфазный асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором, закрепленный в рамках карданного подвеса. В качестве основного преобразователя обычно используются реостатные (реже индуктивные) параметрические преобразователи. Подобные приборы обычно снабжаются несколькими основными преобразователями, обеспечивающими измерение угловых перемещений одновременно в двух или трех взаимно перпендикулярных плоскостях.

Помимо основной погрешности, обусловленной прежде всего несбалансированностью системы и трением в подшипниках, преобразователям таких приборов свойственна еще погрешность, обусловленная вращением Земли. Эта прогрессирующая погрешность, равная  $15^\circ$  в час, ограничивает возможности приборов этого типа.

Свободными от этого недостатка являются трехстепенные гироскопы, снабженные коррекцией. Название таких приборов обычно определяется той координатой, по которой производится коррекция положения гироузла (например, гировертикаль, географический гирокомпас, магнитный гирокомпас и т. д.). Отличие этих приборов от приборов, содержащих свободный гироскоп, заключается в том, что ось вращения их гироузла принудительно приводится к выбранному направлению (к гравитационной вертикали, магнитному или географическому меридиану и т. д.). Осуществляется такой принудительный привод оси гироскопа путем введения в конструкцию прибора различного рода следящих систем. Например, у гировертикали для этого имеются маятниковый переключатель и два корректирующих двигателя. Подобные приборы обеспечивают измерение перемещений не более чем в двух плоскостях. Приборы, подобные описанным, позволяют измерять как постоянные во времени, так и знакопеременные угловые смещения, причем, как уже указывалось выше, частотные погрешности этим приборам не свойственны.

Приборы с гироскопическим предварительным преобразователем могут применяться и для измерения скорости углового перемещения. С этой целью используют двухстепенные гироскопы, в которых восстанавливающий момент создается упругим элементом. Принцип действия таких приборов, называемых обычно гиротаксметрами или скоростными гироскопами, основан на свойстве гироскопа с двумя степенями свободы совмещать вектор главного момента количества движения с вектором вынужденного движения, и легко уясняется из рассмотрения его конструктивной схемы (рис. 22-19). Здесь: 1 — ротор, 2 — рамка, 3 — пружина, 4 — демп-

фирующее устройство, 5 — основной преобразователь. При вращении корпуса прибора относительно оси чувствительности  $XX'$  со скоростью  $\bar{\omega}_{кор}$  ротор 1 гироскопа вынужден повернуться вокруг двух осей  $ZZ'$  и  $YY'$ . Вследствие этого возникает гироскопический момент  $\bar{M}_г$ , который поворачивает рамку, преодолевая момент пружины  $\bar{M}_{пр}$ . Поворот рамки продолжается до тех пор, пока момент пружины не уравнивает гироскопического момента  $\bar{M}_г$ . Угол поворота связанной с основным преобразователем 5 рамки будет пропорционален, следовательно, угловой скорости вращения кор-

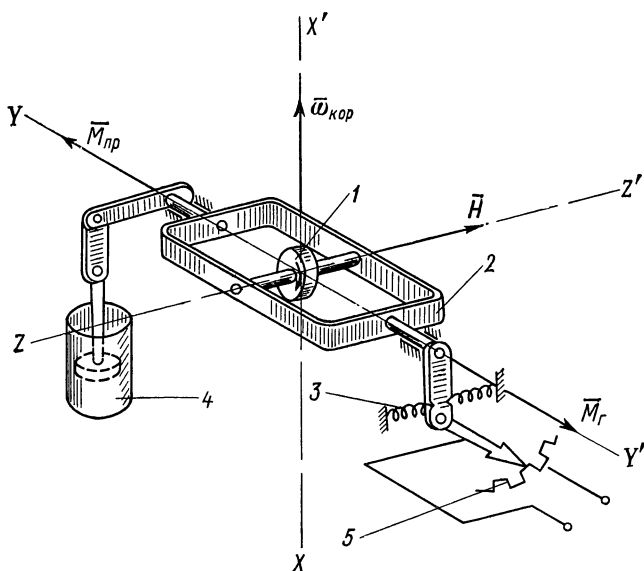


Рис. 22-19

пуса относительно оси чувствительности, т. е. интегралу по времени от входной величины.

Ввиду того что предварительный преобразователь таких приборов содержит колебательную систему, им свойственны все процессы, характерные для таких систем. В частности, частотный диапазон работы таких устройств, так же как и сейсмических преобразователей, работающих в режиме акселерометра, обычно не превышает  $0,1-0,3 \omega_0$ .

Третьей разновидностью гироскопических устройств, применяемых для измерения ускорений вращательного движения, являются гиротахоакселерометры (или ускорительно-скоростные гироскопы). В этих устройствах используется свойство гироскопа с ограниченными двумя степенями свободы реагировать на угловое ускорение, испытываемое корпусом прибора. Частотный диапазон таких приборов также ограничен сверху значениями  $0,1-0,3 \omega_0$ .

## **МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ ТЕМПЕРАТУРЫ**

### **23-1. ОБЩИЕ СООБРАЖЕНИЯ**

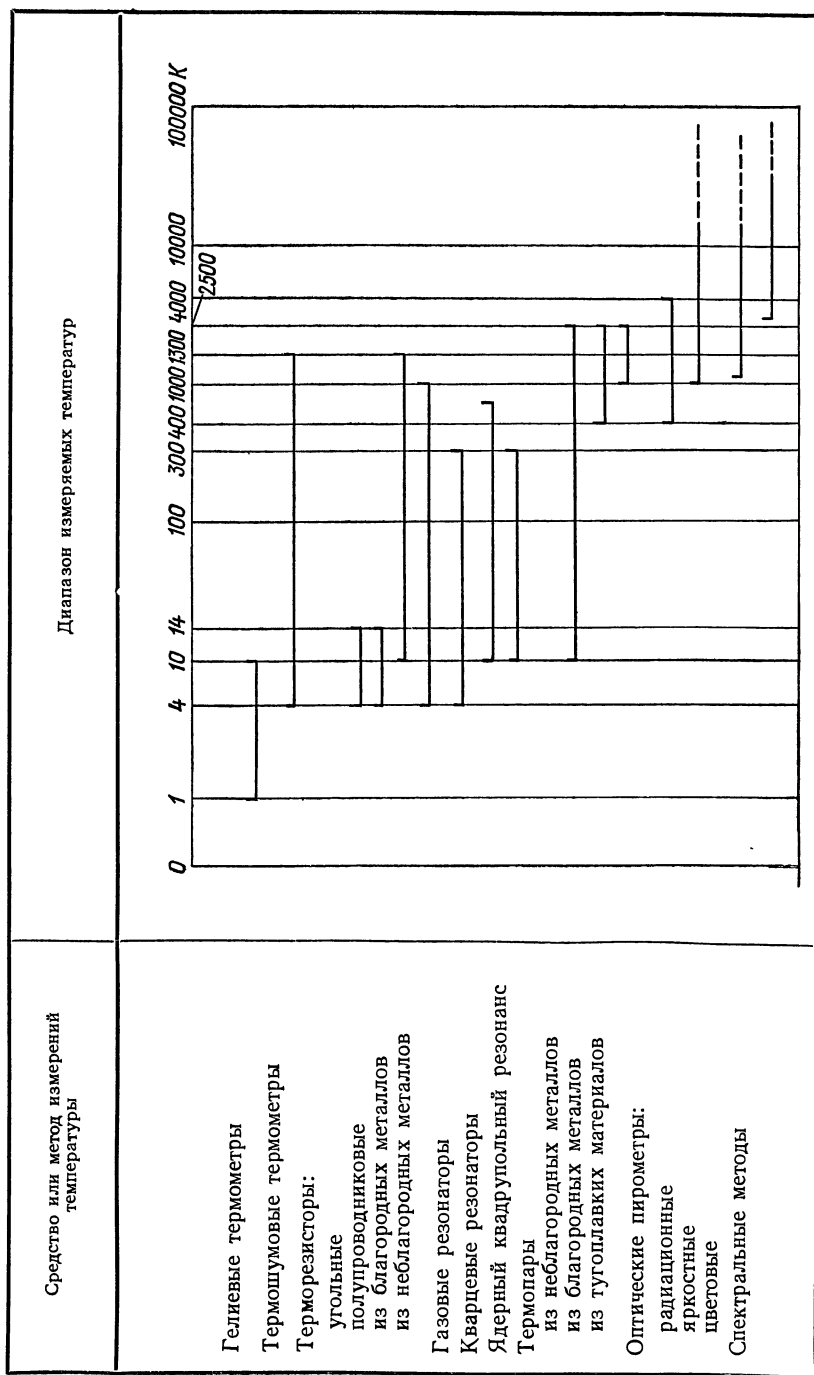
Современная термодинамика определяет температуру как величину, выражающую состояние внутреннего движения равновесной макроскопической системы и определяемую внутренней энергией и внешними параметрами системы [22]. Непосредственно температуру измерить невозможно, можно лишь судить о ней по изменению внешних параметров, вызванному нарушением состояния равновесия благодаря теплообмену с другими телами.

Каждому методу определения температуры, в основе которого лежит зависимость между каким-либо внешним параметром системы и температурой, соответствует определенная последовательность значений параметра для каждого размера температуры, называемая температурной шкалой. Наиболее совершенной шкалой является термодинамическая температурная шкала (шкала Кельвина). Практическая ее реализация осуществляется с помощью Международной практической температурной шкалы (МПТШ), устанавливающей определенное число фиксированных воспроизводимых реперных точек, соответствующих температуре фазового равновесия различных предельно чистых веществ.

Исходным эталоном температуры является комплекс изготовленных в разных странах мира газовых термометров, по показаниям которых определяются численные значения реперных точек по отношению к точке кипения химически чистой воды при давлении 101325 Па, температура которой принята равной 100,00°C (373,15 К точно). Для практического воспроизведения и хранения МПТШ международным соглашением установлены единые числовые значения реперных точек, которые с развитием техники время от времени уточняются и корректируются. Последняя корректировка была произведена в 1968 г. Согласно МПТШ—68 установлены следующие реперные точки, соответствующие давлению 101325 Па: точка кипения кислорода —182,97 °C (90,18 К), тройная точка воды (при давлении 610 Па) +0,01 °C (273,16 К), точка кипения воды +100,00 °C (373,15 К), точки затвердевания: олова +231,9681 °C (505,1181 К), цинка +419,58 °C (692,73 К), серебра +961,93 °C (1235,08 К) и золота +1064,43 °C (1337,58 К).

В настоящее время ВНИИМ совместно с ВНИИФТРИ разрабатывают ГОСТ «Шкалы температурные практические», реализующего МПТШ—68 в области температур от 1,5 до 100 000 К. Весь температурный диапазон перекрывается семью шкалами, для воспроизведения которых в зависимости от области шкалы используются различные методы: от 1,5 до 4 К — измерение давления паров гелия-4, от 4,2 до 13,8 К — германиевые терморезисторы, от 13,8 до 273,16 К и от 273,16 до 903,89 К — платиновые терморе-

Таблица 23-1



зисторы от 903,89 до 1337,58 К — термодпары платинородий — платина, от 1337,58 до 2800 К — температурные лампы и от 2800 до 100 000 К — спектральные методы.

Огромный диапазон существующих температур (теоретически максимально возможное значение температуры составляет  $10^{12}$  К) обусловил большое разнообразие методов их измерения. Наиболее распространенные методы измерения температуры и области их применения приведены в табл. 23-1.

### 23-2. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ СВЕРХНИЗКИХ ТЕМПЕРАТУР

К сверхнизким, или «гелиевым», температурам относятся температуры, получаемые с помощью жидкого гелия (температура кипения около 4 К). Специфика методов измерения температур ограничивает этот диапазон значениями от 0 до 10 К.

Существующие методы измерения сверхнизких температур распространяются лишь на отдельные участки этого диапазона. Так, для измерения температур от 1 до 4 К используются терморезисторы из фосфористой бронзы с мелкими включениями свинца. Свинец при температуре около 4 К переходит в состояние сверхпроводимости, и сопротивление терморезистора изменяется. Такие терморезисторы имеют максимальную чувствительность при температурах от 1,5 до 4 К [219, 231], но их показания зависят от величины рабочего тока, протекающего через терморезистор, и внешних магнитных полей.

Для измерения температур ниже 1 К используются методы магнитной термометрии, основанные на зависимости объемной магнитной восприимчивости  $\chi$  ряда парамагнитных солей от абсолютной температуры  $\Theta$ , описываемой законом Кюри—Вейсса [44]:  $\chi = C/(\Theta - \Delta)$ , где  $C$  и  $\Delta$  — постоянные, характерные для используемой соли.

Термометр, осуществленный по этому принципу, представляет собой катушку индуктивности, внутри которой в достаточно однородном поле размещен образец из меднокалиевых или железоалюминиевых квасцов. Катушка включается в мостовую цепь, и изменение температуры, вызывающее изменение  $\chi$  образца, приводит к изменению индуктивности катушки, пропорциональному измеряемой температуре.

Для измерения температуры выше 4 К используются термодшумовые термометры. Область их применения простирается до 1300 К, и поэтому они описаны в следующем параграфе.

Основной трудностью при измерениях в области сверхнизких температур, кроме осуществления теплового контакта термометра и объекта измерения, являются методы градуировки используемой аппаратуры.

В диапазоне температур от 1 до 4 К базовым прибором для воспроизведения температурной шкалы является гелиевый газовый термометр. Примером такого термометра может служить прибор, созданный во ВНИИФТРИ [32] и имеющий строго постоянный объем,

давление в котором, изменяющееся линейно с температурой, измеряется точным мембранным манометром. Кроме того, в диапазоне температур от 1 до 5 К используются конденсационные термометры, в основе которых лежит хорошо изученная зависимость давления насыщенных паров жидких газов от температуры. Точность, достигаемая при измерениях температуры с помощью конденсационных термометров, весьма велика. Так, при использовании жидкого гелия погрешность измерения не превышает 0,002 К.

Осуществление градуировки термометров в диапазоне температур от 4 до 10 К производится интерполяцией показаний платинового термометра, для чего используются угольные терморезисторы, изготовленные из специально обработанного каменного угля. Используя эмпирические зависимости сопротивления от температуры в области выше 14 К и ниже 4 К и производя интерполяцию внутри этого диапазона температур, получают выражения, описывающие температурную зависимость сопротивления угольных термометров для температур от 1 до 14 К, которая обеспечивает определение температуры с погрешностью, не превышающей  $\pm 0,1$  К [231]. При этом следует иметь в виду, что угольным терморезисторам свойственна сильная нестабильность, поэтому градуировку производят перед каждым измерением.

В последнее время разрабатываются германиевые терморезисторы, применение которых для измерения сверхнизких температур от 4 до 14 К может оказаться весьма перспективным.

### 23-3. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ НИЗКИХ ТЕМПЕРАТУР

Термин «низкие температуры» не имеет строго установленного значения. Обычно в понятие «низкие» включают область температур от 10 до 800 К. Для измерения таких температур используются металлические и полупроводниковые терморезисторы, термопары или термобатареи, описание принципов действия, электрических схем и погрешностей которых было дано в гл. 14.

Достаточно точное измерение температур в диапазоне от 4 до 1300 К может быть основано на зависимости шумового напряжения  $U_{\text{ш}}$  на резисторе  $R$  от температуры  $\Theta$ . Средний квадрат напряжения шума по формуле Найквиста  $\overline{U_{\text{ш}}^2} = 4 k\Theta R \Delta f$ , где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К — постоянная Больцмана;  $\Delta f$  — полоса воспринимаемых частот. Практическая реализация метода заключается в сравнении шумов двух идентичных резисторов, один из которых находится при известной, а другой — при измеряемой температуре. Сравнение шумов резисторов осуществляется двумя методами: либо по величине шумового напряжения (усиленного и выпрямленного), если уровень шумов достаточно высок, что соответствует температуре выше 500 К, либо по числу шумовых импульсов — для более низких температур.

В первом случае датчик термометра выполняется из платиновой проволоки диаметром 2,5 мкм с платиновым экраном толщиной 50 мкм в кварцевой оболочке. Использование такого термометра

позволяет производить достаточно точные измерения температуры (погрешность измерения  $\Theta = 1000$  К составляет 1% [32]). Во втором случае [136] датчиком служит резистор типа УЛИ, МЛТ или БЛП, так как для увеличения уровня шума собственная емкость датчика должна быть минимальной, ибо она ограничивает частотную полосу шума  $\Delta f$ . В практических конструкциях ее величина не превышает 3 пФ.

На рис. 23-1 приведена структурная схема импульсного термошумового термометра. Шумовое напряжение на резисторе  $R_x$ , находящемся при температуре  $\Theta_x$ , включенном во входную цепь предусилителя ПУ, пропускается через полосовой фильтр  $\Phi$ , усиливается до уровня 10 В и подается через дискриминатор Д на частотомер, измеряющий число шумовых импульсов. Шумовое напряжение от второго резистора  $R_0$ , находящегося при известной температуре

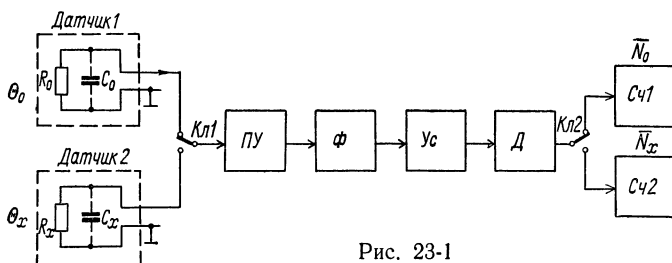


Рис. 23-1

$\Theta_0$ , подается на ту же измерительную цепь (поочередно с напряжением от датчика). Переключение каналов производится ключами  $Кл1$  и  $Кл2$  через 25 с. Если значения сопротивлений резисторов подобраны таким образом, что  $R_0\Theta_0 \approx R_x\Theta_x$ , то показания  $\bar{N}_0$  и  $\bar{N}_x$  счетчиков  $Сч1$  и  $Сч2$  частотомера при работе обоих каналов будут близкими и измеряемую температуру можно найти как  $\Theta_x = (R_0/R_x) \Theta_0 + \delta$ , где  $\delta = k (\bar{N}_0 - \bar{N}_x)$ .

Термометры ядерного квадрупольного резонанса (ЯКР) [1, 33, 277] основаны на взаимодействии градиента электрического поля кристаллической решетки и квадрупольного электрического момента ядра, вызванного отклонением распределения заряда ядра от сферической симметрии. Это взаимодействие обуславливает прецессию ядер, частота которой называется частотой ЯКР, зависит от градиента электрического поля решетки и для различных веществ имеет значения от сотен килогерц до тысяч мегагерц. Градиент электрического поля решетки зависит от температуры, и с повышением температуры  $\Theta$  частота ЯКР понижается. Приближенно температурная зависимость частоты ЯКР описывается выражением  $f_0 = k(1 - a\Theta + b/\Theta)$ , где  $k$ ,  $a$ , и  $b$  — постоянные, характерные для данного вещества и определяемые экспериментально.

Датчик ЯКР-термометра представляет собой ампулу с веществом, помещенную внутри катушки индуктивности, включенной в контур LC-генератора. При совпадении частоты генератора с частотой ЯКР



происходит поглощение энергии от  $LC$ -генератора. Для периодического поглощения энергии электромагнитное поле модулируется напряжением низкой частоты. Полученные на контуре генератора периодические изменения напряжения подаются на указатель резонанса и служат сигналом к отсчету частоты генератора частотомером. В качестве термометрического вещества ЯКР используется гранулированный  $KClO_3$ , очищенный двойной рекристаллизацией, а частота ЯКР  $Cl^{35}$  при  $20^\circ C$  составляет  $28213324 \pm 10$  Гц. Ширина сигнала ЯКР (полоса частот, в которой происходит поглощение энергии) порядка 500 Гц. Погрешность измерения температуры 10 К составляет  $\pm 0,02$  К, а при 300 К равна  $\pm 0,002$  К. Чувствительность в районе 300 К равна 4,8 кГц/К. Зависимость сигнала ЯКР от внешних магнитных полей требует экранировки датчика (магнитное поле Земли вызывает расширение резонансного сигнала на 200 Гц).

Достоинством ЯКР-термометра является его неограниченная во времени стабильность, так как зависимость частоты от температуры определяется только молекулярными свойствами вещества и остается неизменной для всех образцов данного химического вещества. Недостаток ЯКР-термометров — резкая нелинейность их характеристики, исключающая возможность прямого цифрового отсчета температуры.

Электроакустический частотно-цифровой термометр основан на зависимости скорости распространения звука в газах от их температуры. Датчик электроакустического термометра состоит из цилиндрического резонатора, в котором возбуждаются продольные акустические колебания. Собственная частота трубчатого полуволнового резонатора (см. § 7-12) длиной  $l$  с учетом  $\gamma = c_p/c_v$  и вириального коэффициента  $B$ , учитывающего отклонение свойств реального газа от свойств идеального, равна

$$f_0 = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{\gamma R \Theta + 2BP}{M}}, \quad (23-1)$$

где  $R = 8,314$  Дж/(К·моль) — универсальная газовая постоянная;  $\Theta$  — измеряемая температура;  $P$  — давление;  $M$  — молекулярная масса газа.

Конструкция датчика частотно-цифрового акустического термометра, разработанного в ЛПИ им. М. И. Калинина, приведена на рис. 23-2. В полости резонатора 1 электростатическим возбудителем 2 возбуждаются продольные акустические колебания, которые принимаются аналогичным по конструкции приемником 4. Использование электростатических преобразователей позволяет создать конструкции приемника и возбудителя, работоспособные как при низких ( $-100^\circ C$ ), так и при высоких ( $+400^\circ C$ ) температурах, обладающие равномерной характеристикой чувствительности в диапазонах частот акустических колебаний от 5 до 15 кГц. Мембраны 3 и 5 соответственно возбудителя 2 и приемника 4 толщиной 4 мкм

выполнены из никеля методом электрохимического напыления и имеют собственную частоту около 30 кГц.

Вывод от электрода приемника акустических колебаний окружен эквипотенциальным экраном, потенциал которого специальным электронным устройством непрерывно поддерживается равным потенциалу вывода (см. рис. 12-12). Резонатор включен в цепь положительной обратной связи усилителя, образуя генератор, частота которого определяется измеряемой температурой согласно формуле (23-1). При 20 °С она равна 10 кГц, а при измерении температуры изменяется на 1,8% на 10 К.

Для обеспечения непосредственного цифрового отсчета измеряемой температуры в кельвинах устройство цифрового отсчета рабо-

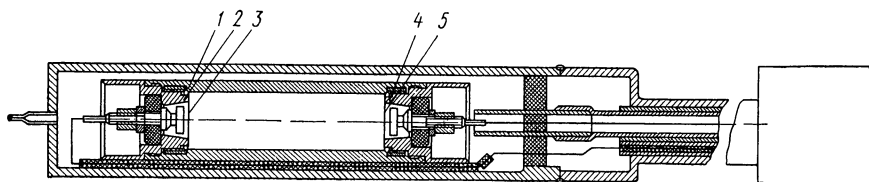


Рис. 23-2

тает в два такта и осуществляет линейризацию функции преобразования в виде полинома второй степени:

$$N = \pm N_0 \pm N_1 \frac{f_\Theta}{f_0} + \frac{T_1}{f_0} f_\Theta^2,$$

где  $T_1$  — длительность первого такта измерения;  $f_0$  — опорная образцовая частота;  $N_0$  и  $N_1$  — постоянные числа, вводимые в измерительное устройство. Выбор значения и знака этих постоянных позволяет изменять соотношение между членами, пропорциональными  $\Theta$  и  $\pm \sqrt{\Theta}$ , чем достигается устранение нелинейности шкалы прибора, вызываемой неравенством нуля вириального коэффициента  $B$  в выражении (23-1) и другими причинами. Погрешность термометра составляет 0,05 К и менее.

Термометры с кварцевыми резонаторами используются для измерения температур от 10 до 500 К, но наиболее высокую точность обеспечивают в области от 193 до 473 К (от  $-80$  до  $+200$  °С). Их принцип действия основан на зависимости от температуры  $\Theta$  модуля упругости, а следовательно, и собственной частоты кварцевых пластин, описываемой соотношением

$$f_0 = \frac{N}{h} (1 + a\Theta + b\Theta^2 + c\Theta^3),$$

где  $N$  — постоянная;  $h$  — толщина кварцевой пластины;  $a$ ,  $b$  и  $c$  — коэффициенты, зависящие от азимута и широты среза. Так, в тонких кварцевых пластинах (при  $h = 0,2$  мм), вырезанных перпендикулярно оси  $Y$  и возбуждаемых сдвигом по толщине [32],

$a = 92,5 \cdot 10^{-6} \text{ 1/K}$ ,  $b = 57,5 \cdot 10^{-6} \text{ 1/K}^2$ ,  $c = 5,8 \cdot 10^{-12} \text{ 1/K}^3$ ,  $N = 1950 \text{ кГц} \cdot \text{мм}$ , а термочувствительность составляет  $1000 \text{ Гц/K}$ .

Для линейризации температурной зависимости (т. е. получения  $b = c = 0$ ) используется двойной поворот  $Y$  — среза (широта  $11,166^\circ$ , азимут  $9,39^\circ$ ), однако практически удается лишь снизить  $b$  и  $c$  до значений  $b = 6 \cdot 10^{-11} \text{ 1/K}^2$  и  $c = 2,4 \cdot 10^{-13} \text{ 1/K}^3$  при  $a = 35,4 \text{ 1/K}$ . Собственная частота при  $h = 0,1 \text{ мм}$  получается равной  $28,203 \text{ МГц}$ , а термочувствительность  $1000 \text{ Гц/K}$ .

Датчик кварцевого термометра представляет собой кристаллический резонатор, выполненный в виде тонкого диска или линзы, помещенный в герметизирующий кожух, заполненный для лучшей теплопроводности гелием при давлении  $0,1 \text{ мм рт. ст.}$  (диаметр кожуха  $7\text{—}10 \text{ мм}$ ). В центральной части линзы или диска нанесены золотые электроды возбуждения, а держатели (выводы) располагаются на периферии.

Точность и воспроизводимость показаний определяются главным образом изменением частоты и добротностью резонатора, понижающейся при эксплуатации вследствие развития микротрещин от периодического нагрева и охлаждения.

Измеряемая схема кварцевого термометра состоит из датчика, включенного в цепь положительной обратной связи усилителя, и частотомера. При добротности датчика до  $3 \cdot 10^6$  [32] погрешность измерения температуры равна  $10^{-3} \text{ К}$ . Существенным недостатком кварцевых термометров является их инерционность, составляющая несколько секунд, и нестабильность работы при  $\Theta > 100^\circ \text{C}$  из-за возрастающей невоспроизводимости (более  $10^{-7}$ ).

#### **23-4. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ СРЕДНИХ И ВЫСОКИХ ТЕМПЕРАТУР С ПОМОЩЬЮ ТЕРМОПАР**

Средними в термометрии считаются температуры от  $500$  (начало свечения) до  $1600^\circ \text{C}$  (белоекаление), а высокими — от  $1600$  до  $2500^\circ \text{C}$ , до которых удастся распространить термоэлектрический метод с использованием высокотемпературных, жаростойких материалов.

Принцип термоэлектрического метода и основные свойства термоэлектродов были рассмотрены выше в гл. 14. Основным вопросом при использовании этого метода для измерения средних и высоких температур является защита термоэлектродов от разрушающего химического и термического воздействия среды. Для этого термопары снабжаются защитной арматурой в виде чехлов, трубок или колпачков из огнеупорных материалов. Главное требование к защитной оболочке — высокая плотность строения и температурная стойкость. При измерении температур ниже  $1300^\circ \text{C}$  используются фарфоровые чехлы, при более высоких температурах — колпачки из тугоплавких материалов (такие, как корунд, окиси алюминия, бериллия или тория), заполненные инертным газом.

Зависимость срока службы термопар от пористости защитной оболочки (вещества)  $P_\lambda$  [51] показана на рис. 23-3.

При измерении температуры поверхности тел особенную трудность составляет контакт рабочего спая термопары с поверхностью нагретого тела. Для улучшения контакта используются термопары, рабочий спай которых выполнен в виде ленты или пластины. Такая конфигурация рабочего спая при деформации позволяет воспроизводить поверхность объекта измерения.

Для измерения температур до 2000—2500 °С используются вольфрамовые или иридиевые термопары. Особенностью их применения является измерение в вакууме, в инертной или восстановительной средах, так как на воздухе они окисляются. Чувствительность вольфрамо-молибденовой термопары составляет 7 мкВ/К, а вольфрамо-рениевой 13 мкВ/К.

В условиях высоких температур применяются термопары из огнеупорных материалов (пары: карбид титана—графит, карбид циркония — борид циркония и дисилицид молибдена — дисилицид вольфрама). В таких термопарах внутри цилиндрического электрода (диаметр около 15 мм) имеется второй электрод — стержень, соединенный с первым электродом на одном конце трубки. Чувствительность термопар из огнеупорных материалов достигает 70 мкВ/К, однако их применение ограничено инертными и восстановительными средами.

Для измерения температуры расплавленного металла термопарами из благородных металлов используется метод, заключающийся в погружении термопары в металл на время, безопасное для ее работоспособности. При этом термопара на короткое время (0,4—0,6 с) погружается в контролируемую среду, и измеряется скорость нарастания температуры рабочего спая. Зная зависимость между скоростью нагрева термопары (ее тепловую инерционность) и температурной среды, можно рассчитать значение измеряемой температуры. Этот метод применяется для измерения температуры расплавленного металла (2000—2500 °С) и газового потока (1800 °С) [57].

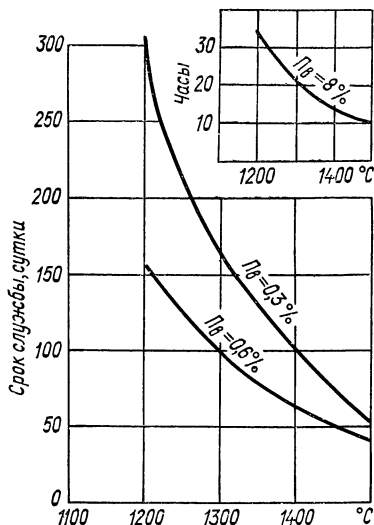


Рис. 23-3

### 23-5. БЕСКОНТАКТНЫЕ ОПТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ ТЕМПЕРАТУРЫ

Бесконтактные методы основаны на законах теплового излучения и имеют ряд преимуществ. Они не требуют введения датчика в контролируемую среду, поэтому измеряемая температура не влияет на свойства термометра, который не разрушается в агрессивной

среде. Кроме того, оптические методы характеризуются очень малой тепловой инерционностью, достигающей тысячных долей секунды.

В основе бесконтактных методов лежит температурная зависимость излучения абсолютно черного тела.

Тепловое излучение всякого тела можно характеризовать спектральной плотностью  $R_\alpha$ , т. е. количеством энергии, получаемым в единицу времени с единицы площади поверхности тела и приходящимся на единицу диапазона длин волн.

Зависимость спектральной светимости абсолютно черного тела от температуры и длины волны (см. гл. 16) выражается формулой

$$R_\lambda^* = C_1 \lambda^{-5} \frac{1}{e^{\frac{C_2}{\lambda \Theta}} - 1},$$

где  $\lambda$  — длины волны;  $\Theta$  — абсолютная температура;  $C_1$  и  $C_2$  — постоянные;  $C_1 = 3,741832 \cdot 10^{-16}$  Вт·м<sup>2</sup>, а  $C_2 = 1,438786 \cdot 10^{-2}$  м·К. Кривые  $R_\lambda^* = f(\lambda)$  при различных температурах были изображены на рис. 16-3.

Оптические пирометры делятся по естественной входной величине датчика на радиационные, воспринимающие полную энергию излучения (соответствующую всей площади под кривыми на рис. 16-3), яркостные, воспринимающие энергию излучения в какой-либо узкой области спектра, и цветовые, основанные на измерении отношения интенсивностей излучения в двух различных точках кривой рис. 16-3.

**Радиационные пирометры** используются для измерения температур от 20 до 2500 °С. Температура, измеренная радиационным пирометром,  $\Theta_p$  всегда меньше истинной температуры тела  $\Theta$ , поскольку полная энергия излучения абсолютно черного тела (поверхность такого тела абсолютно не отражает потока радиации) всегда больше энергии излучения реальных тел, равной  $R = \epsilon \sigma \Theta^4$ , где  $\epsilon$  — коэффициент неполноты (чернота) излучения, зависящий от состояния поверхности тела и лежащий для различных материалов в пределах от 0,04 до 1,0, а  $\sigma = 5,6697 \cdot 10^{-8}$  Дж/(м<sup>2</sup>·с·К<sup>4</sup>) [57]. Связь между  $\Theta_p$  и  $\Theta$  определяется соотношением  $\Theta_p = \sqrt[4]{\epsilon} \Theta$ . Поскольку значения  $\epsilon$  различны для различных материалов (для чистого железа  $\epsilon = 0,1$ , а для окиси железа  $\epsilon = 0,9$ ), то радиационные пирометры нуждаются в градуировке конкретно для тех тел, температуру которых они измеряют.

Устройство датчика радиационного пирометра ИАТ изображено на рис. 23-4. Радиационный поток, отраженный зеркалом 3, расположенным в торце трубы 1, фокусируется на терморезисторе 2 и нагревает его. Для исключения влияния отраженных от стенок трубы лучей внутренняя поверхность трубы покрыта зачерненными ребрами 5, а терморезистор защищен со всех сторон, кроме основной, тепловым экраном 4. Пирометр используется для измерения температур от 20 до 100 °С. При измерении более высоких температур (до 2500 °С) для фокусировки радиационного потока применяются

стеклянные или кварцевые линзы, а в качестве преобразователя, воспринимающего тепловой поток, — многоэлементные батареи термопар (см. рис. 14-7).

Расстояние, с которого может производиться измерение, ограничено размерами тела, ибо при большом расстоянии будет измеряться средняя температура всех предметов, находящихся в «поле зрения» датчика, которая может существенно отличаться от температуры объекта измерения. Диаметр «поля зрения» датчика ИАТ с расстояния 600 мм составляет 160 мм. Поэтому им можно измерять температуру только таких тел, которые полностью перекрывают это «поле зрения».

**Яркостные пирометры** основаны на сравнении в узком участке спектра яркости исследуемого объекта с яркостью образцового

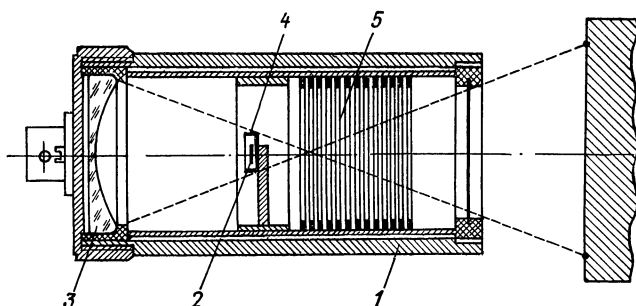


Рис. 23-4

излучателя. Спектральная плотность излучения реального тела в видимой части спектра определяется выражением  $R_{\lambda} = \epsilon_{\lambda} e_{\lambda} \lambda^{-5} e^{-\frac{C_2}{\lambda \Theta}}$ , где  $\epsilon_{\lambda}$  — относительная лучеиспускательная способность тела в данном участке спектра ( $0 < \epsilon_{\lambda} < 1$ ). Сравнивая яркости двух объектов по спектральным плотностям излучения, можно измерить интересующую нас температуру. Яркостные пирометры также обладают погрешностью от неполноты излучения — измеряемая ими температура  $\Theta_{\lambda}$  отличается от истинной  $\Theta$ . Связь между ними определяется выражением  $1/\Theta_{\lambda} = 1/\Theta - (\lambda/C_2) \ln \epsilon_{\lambda}$ , где  $\epsilon_{\lambda}$  — коэффициент неполноты излучения для данной длины волны  $\lambda$ . При  $\lambda = 0,6 \div 0,7$  мкм значение  $\epsilon_{\lambda}$  для различных материалов изменяется от 0,03 до 0,7 и зависит от состояния поверхности тела. Несмотря на широкий диапазон изменения коэффициента неполноты излучения  $\epsilon_{\lambda}$ , его влияние на температуру составляет 15—25%, что можно учесть градуировкой прибора в рабочих условиях.

Существенным достоинством яркостных пирометров является независимость их показаний от расстояния до излучающей поверхности и ее размеров (например, измерение температуры звезд).

В качестве образцового источника яркости используются лампы с плоской вольфрамовой нитью. После старения при температуре

2000 °С в течение 100 ч излучение лампы становится стабильным, если ее температура не превосходит 1500 °С. Изменение яркости лампы осуществляется либо регулировкой тока, либо введением нейтрального светофильтра переменной плотности (оптического клина). В первом случае шкала прибора получается резко нелинейной, так как яркость нити пропорциональна пятой степени тока накала. Во втором случае угол поворота клина линейно связан с регулируемой яркостью.

Устройство датчика яркостного пирометра показано на рис. 23-5. Датчик представляет собой телескоп с объективом 2 и окуляром 6. Для ограничения полосы частот перед окуляром размещен красный светофильтр 5. Экспериментатор наблюдает исследуемый объект (тело) 1 через окуляр, ослабляя его яркость оптическим клином 4,

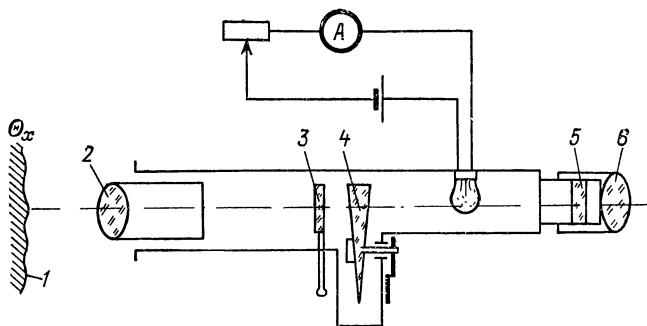


Рис. 23-5

и сравнивает интенсивности излучения измеряемого тела и образцового источника. Измеряемая температура определяется по шкале оптического клина в момент уравнивания яркостей. Прибор имеет два предела измерения: при более высоких температурах последовательно с оптическим клином вводится нейтральный светофильтр 3, позволяющий расширить пределы измерения яркости вдвое. Сравнение яркостей производится по наблюдению нити образцового излучателя на фоне исследуемого тела. Если яркость тела больше яркости образцового излучателя, то нить накаливания видна в виде черной нити на ярком фоне. В противном случае заметно свечение нити на более бледном фоне исследуемого тела. При равенстве яркостей нить не видна, поэтому такие пирометры часто называются пирометрами с исчезающей нитью. Яркостные пирометры обеспечивают высокую точность измерения температуры, так как яркость тела растет гораздо быстрее, чем его температура. Поэтому при измерении яркости с погрешностью в 1 % обеспечивается погрешность измерения температуры не более 0,1 %.

Структурная схема яркостного пирометра с автоматическим уравниванием типа ФЭП была рассмотрена в гл. 19 (см. рис. 19-5).

Низкотемпературные яркостные пирометры регистрируют тепловое излучение в инфракрасной части спектра и используются для исследования температурных полей (инфракрасные радиометры). На рис. 23-6 изображена структурная схема сканирующего радиометра Т4 [57]. Плоское зеркало 9, совершая колебания, проектирует поток от исследуемого участка 8 на объектив 7. Измеряемый поток фиксируется приемником и сравнивается с излучением образцового источника 6. Секторы модулятора 4, вращаемого двигателем 2, имеют зеркальные поверхности. Измеряемый и образцовый потоки, отражаясь от зеркала 5 и секторов модулятора, попадают на прием-

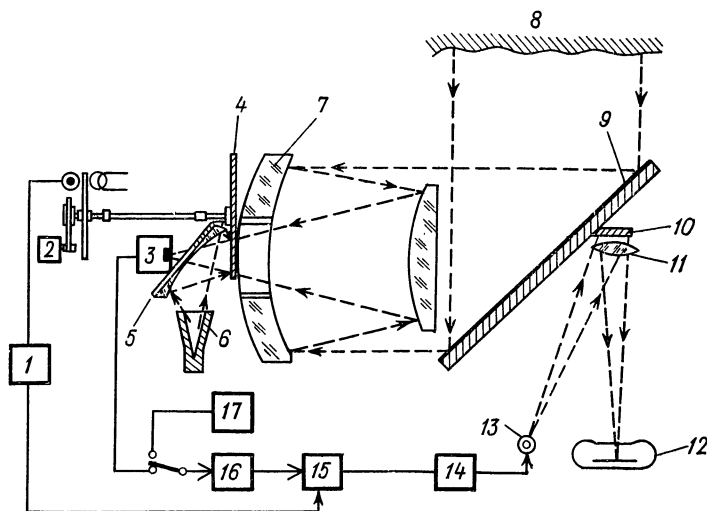


Рис. 23-6

ник 3, напряжение на выходе которого пропорционально разности энергий измеряемого и образцового источников излучения. Выходное напряжение усиливается (16), выпрямляется фазочувствительным демодулятором 15, управляемым опорным напряжением генератора, и подается на усилитель мощности 14, регулирующий интенсивность излучения газоразрядной лампы 12. Свет лампы фокусируется объективом 11 и разворачивается на фотопленке 12 зеркалом 10, жестко связанным со сканирующим зеркалом 9. При получении тепловой фотографии на пленку проектируется калибровочная шкала от образцового источника 17. На фотографии получается восемь уровней плотности от белого до черного цвета, сравнением с которыми осуществляется измерение температуры.

Такой пирометр имеет порог чувствительности  $0,1^{\circ}\text{C}$ , размеры пятна  $1 \times 1$  мм и применяется в диапазоне температур от  $-170$  до  $+250^{\circ}\text{C}$ . Его разрешающая способность 350 элементов в строке, время развертки 3 минуты и угол обзора  $10 \times 20$  градусов.



**Цветовые пирометры** основаны на измерении отношения интенсивностей излучения на двух длинах волн, выбираемых обычно в красной и синей областях спектра. Температура, измеряемая цветовыми пирометрами, если коэффициенты неполноты излучения для обеих выбранных длин волн совпадает между собой, равна истинной температуре тела. Это одно из решающих преимуществ цветовых пирометров. Кроме того, показание цветовых пирометров принципиально не зависит от расстояния до объекта измерения, а также и от поглощения радиации в среде, заполняющей это расстояние, если коэффициенты поглощения одинаковы для обеих длин волн.

Недостатком цветовых пирометров является их относительная сложность. Зависимость спектральной плотности излучения от измеряемой температуры описывается довольно сложным выражением, вытекающим из квантовой теории. Так, если измерение производится на двух длинах волн  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$ , то соответствующие им значения энергий определяются соотношениями:

$$R_{\lambda_1} = \varepsilon_1 C_1 \lambda_1^{-5} e^{-\frac{C_2}{\lambda_1 \Theta}} \quad \text{и} \quad R_{\lambda_2} = \varepsilon_2 C_1 \lambda_2^{-5} e^{-\frac{C_2}{\lambda_2 \Theta}}.$$

Отсюда искомое значение температуры может быть найдено путем решения уравнения вида

$$\Theta = \frac{C_2 \left( \frac{1}{\lambda_1} - \frac{1}{\lambda_2} \right)}{\ln \frac{R_{\lambda_1} \varepsilon_2 \lambda_2^5}{R_{\lambda_2} \varepsilon_1 \lambda_1^5}}.$$

Поэтому непременной составной частью любого цветового пирометра является вычислительное устройство, выполняющее (частично или полностью) решение приведенного уравнения. При этом в вычислительное устройство должны быть заранее введены как значения  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$ , так и значения  $\varepsilon_1$  и  $\varepsilon_2$ . Если последние будут заданы с какой-то ошибкой, то ошибочным будет и результат вычисления. При измерении температур до 2000—2500 °С значения  $\varepsilon_1$  и  $\varepsilon_2$  могут быть определены путем предварительного экспериментального исследования. Однако для температур в сотни тысяч градусов значения коэффициентов неизвестны и не могут быть указаны заранее. В этом случае используется измерение интенсивностей излучения не на двух, а, например, на четырех длинах волн. Располагая данными для составления четырех независимых уравнений, можно потребовать от вычислительного устройства совместного решения этих уравнений для нахождения необходимых коэффициентов, а затем для вычисления по ним искомой температуры.

Для устранения погрешности, обусловленной различием и нестабильностью приемников излучения и усилителей, воспринимающих излучение на каждой из длин волн, цветовые пирометры вы-

полняются по структурной схеме, показанной на рис. 23-7. Воспринимаемое излучение фокусируется объективом 1 на фотоэлементе 3. Перед фотоэлементом располагается диск 2 со светофильтрами, выделяющими два (или четыре) участка спектра. Диск 2 приводится во вращение двигателем 4. В результате этого излучение во всех участках спектра воспринимается и усиливается соответственно одними и теми же фотоэлементом 3 и усилителем  $Ус$ , благодаря чему отношение интенсивностей излучения не изменяется от изменения

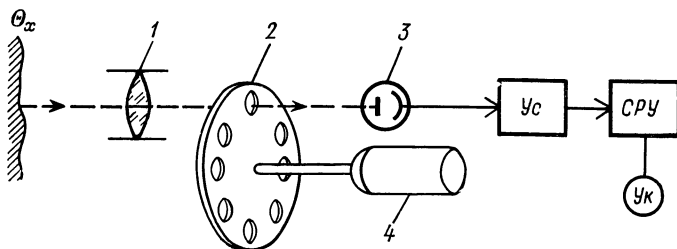


Рис. 23-7

чувствительности канала и погрешности последнего исключаются. Поочередно воспринятые и усиленные интенсивности излучения в каждом из участков спектра поступают на вход счетно-решающего устройства  $СРУ$ . Последнее, воспринимая эти сигналы, поступающие последовательно во времени, производит над ними необходимые математические операции и результат вычислений передает на выходной указатель прибора  $Ук$ . Вращение диска 2 со светофильтрами и работа счетно-решающего устройства  $СРУ$  должны быть между собой синхронизированы. В более совершенных приборах этого типа для выделения соответствующих участков спектра используется разложение спектра с помощью дифракционных решеток. При слабых световых потоках вместо фотоэлементов применяются весьма чувствительные фотомножители.

## 23-6. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ СВЕРХВЫСОКИХ ТЕМПЕРАТУР

Область сверхвысоких температур начинается от  $2500^{\circ}\text{C}$  и практически не имеет верхней границы. При этих температурах вещество находится в состоянии плазмы, когда нарушается тепловое равновесие между элементарными частицами вещества и энергии каждого вида частиц соответствует свое значение температуры. Так, плазма электрической дуги характеризуется четырьмя температурами: собственно газовой температурой, определяемой кинетической энергией нейтральных частиц; электронной температурой, определяемой кинетической энергией электронов; ионизационной температурой, определяемой концентрацией ионов и электронов, и температурой воз-

буждения, определяемой заселенностью различных энергетических уровней. Значения этих температур могут существенно различаться между собой и по различному изменяться, например, при изменении давления.

Для измерения высоких температур пламен и газовых сред используются специфические разновидности яркостного и цветового методов, отличающиеся способом учета свойств реального объекта [56, 91, 123, 136, 154, 235].

Метод измерения интенсивности насыщенного центра спектральной линии заключается в том, что в пламя, температура которого измеряется, вводятся металлы (натрий, кальций, медь и т. п.), в результате чего спектр излучения пламени становится линейчатым (см. гл. 16). При достижении определенной концентрации в пламени атомов металла в условиях высокой температуры (порядка 3000 °С) излучение в центральной части спектральной линии приближается по интенсивности к излучению абсолютно черного тела. Это дает возможность измерять температуру яркостным методом по интенсивности центральной части линии.

Метод обращения спектральной линии позволяет свести измерение температуры пламени к измерению температуры вспомогательного источника излучения с известными характеристиками. Этот метод основан на том, что в линейчатом спектре пламени при просвечивании этого пламени вспомогательным источником излучения более высокой температуры на месте ярких спектральных линий получают темные линии на светлом фоне (вследствие поглощения пламенем энергии вспомогательного источника). Регулируя температуру вспомогательного источника, можно добиться исчезновения линий, которое соответствует равенству температур источника и пламени.

Метод отношения интенсивностей спектральных линий является цветовым методом, в котором вместо спектральных плотностей, соответствующих двум разным длинам волн, измеряются полные энергии, излучаемые двумя различными спектральными линиями. Этот метод наиболее пригоден для измерения очень высоких температур (десятки тысяч градусов).

В электрической дуге температура газа может достигать 30000 К. Для ее измерения используются методы, основанные на физических зависимостях, лежащих в основе поведения плазмы. К ним относятся: измерение плотности газа с помощью рентгеновского излучения, измерение интенсивности молекулярных полос по показателю преломления, определяемому с помощью интерференционного рефрактометра, а также по отношению интенсивностей двух спектральных линий.

Измерение более высоких температур (в астрофизике и ядерных реакциях) осуществляется методом измерения интенсивностей спектральных линий.

## **МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ КОНЦЕНТРАЦИИ ВЕЩЕСТВ**

### **24-1. ОБЩИЕ СООБРАЖЕНИЯ**

Определение состава и концентрации вещества — аналитические измерения — широко применяется для контроля многих технологических процессов, в химических, биологических, геологических, космических исследованиях, в сельском хозяйстве, медицине, криминалистике и ряде других областей. Объектами рассматриваемых измерений практически являются все существующие вещества и химические элементы, которые могут находиться в различных агрегатных состояниях. Диапазон измеряемых концентраций чрезвычайно широк. Так, для определения микроконцентраций ряда веществ и токсичных газов в производственных условиях требуются приборы с верхним пределом измерения  $10^{-5}\%$  объемной концентрации. При изготовлении полупроводниковых материалов необходимо определять примеси, концентрация которых составляет  $10^{-6}$ — $10^{-8}\%$ . Развитие новых отраслей науки и техники, технология производства новых материалов выдвигают все возрастающие требования к аналитическим измерениям и приборам. Например, при исследовании материалов для термоядерной энергетики необходимо определять примеси, концентрация которых не превышает  $10^{-10}\%$ .

Регулирование ряда сложных технологических процессов по косвенным параметрам (расход, температура, давление) уже становится неэффективным, требуются быстродействующие и точные приборы для измерения и поддержания характеристик, непосредственно определяющие состав и свойства вырабатываемых продуктов. Многообразие анализируемых веществ и широкий диапазон измеряемых концентраций обусловили возникновение многочисленных и чрезвычайно разнообразных методов, основанных на использовании различных физико-химических явлений и свойств вещества. При этом все более широко начинают использоваться внутриатомные и внутриядерные эффекты и свойства, позволяющие создавать наиболее чувствительные и избирательные методы анализа. Специфической особенностью аналитических измерений является сильная зависимость результатов измерения от общего состава вещества, его агрегатного состояния, внешних условий (давление, температура, скорость перемещения и др.).

Эти факторы особенно сказываются на точности методов, основанных на использовании интегральных свойств вещества (электропроводность, теплопроводность, магнитная и диэлектрическая проницаемость), и меньше влияют при использовании более «глубинных» внутриатомных и ядерных свойств и явлений.

Другой особенностью рассматриваемых измерений является отсутствие эталонов и образцовых мер, роль которых выполняют стандартные образцы и вещества с заданными свойствами.

Все это ограничивает возможности отдельно взятых методов измерения, каждый из которых, за небольшим исключением, пригоден для измерения концентраций одного компонента при заранее известном и не особенно сложном составе анализируемой смеси. Для анализа многокомпонентных веществ применяются комбинированные методы, такие, как масс-спектрометрия, хроматография (см. § 24-6) или многопараметрический метод, основанный на одновременном или последовательном измерении ряда параметров анализируемого вещества и совместной математической обработке полученных результатов для определения концентрации каждого компонента.

Ниже рассмотрены некоторые, наиболее распространенные электрические методы анализа и соответствующие средства измерений, сгруппированные по используемым для этой цели физико-химическим явлениям и свойствам вещества.

## **24-2. ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ**

Электрохимические методы анализа основаны на применении электрохимических преобразователей (см. гл. 15), а также принципов автоматического титрования. Эти методы широко применяются для анализа веществ в жидких средах, для измерения концентраций ряда газов и влажности.

Электрохимические методы используют относительно простые средства измерений, выходной величиной которых является электрический ток или напряжение. При этом в ряде случаев не требуется внешних источников питания. Эти методы особенно пригодны для автоматического анализа веществ, для которых другие методы не обеспечивают нужной чувствительности или требуют более сложных и дорогостоящих средств измерений.

Наиболее распространенными электрохимическими методами являются кондуктометрический, кулонометрический и потенциометрический.

**Кондуктометрический метод измерений концентраций электролитов** основан на зависимости электропроводности электролитов от их состава и концентрации отдельных компонентов. Метод широко применяется для измерения концентрации солей, оснований и кислот в жидких растворах и расплавах, для измерения солености воды, для измерения концентрации газов по изменению электропроводности раствора при поглощении им пробы анализируемого газа, а также для измерения влажности в твердых, газообразных и жидких средах.

Приборы, основанные на этом методе, называются кондуктометрическими концентратомерами, соленомерами, кондуктометрическими газоанализаторами и кондуктометрическими влагомерами.

В зависимости от используемых типов электролитических резистивных преобразователей (см. § 15-2) кондуктометрические при-

боры разделяются на контактные и безэлектродные (емкостные и индуктивные). Последние в свою очередь разделяются на низкочастотные и высокочастотные. Емкостные высокочастотные кондуктометры целесообразно использовать для измерения слабых концентраций электролитов, а индуктивные — для сильных. Высокочастотные кондуктометры [75] можно также применять для измерения концентраций твердых частиц в жидкости, особенно в непрозрачных и густоокрашенных жидких средах, которые нельзя исследовать с помощью оптических методов.

Кондуктометрические приборы отличаются простотой конструкции преобразователей и измерительных цепей, вследствие чего они получили широкое применение как в лабораторной практике, так и для технологических измерений. Недостатками кондуктометрического метода являются его неселективность, двузначность и нелинейность зависимости электропроводности от концентрации. Личнейной эту зависимость можно считать только у растворов солей, оснований и кислот, концентрация которых не превышает 100 мг/л. Кондуктометрические приборы измеряют суммарную электропроводность, создаваемую ионами всех растворенных веществ. Поэтому концентрацию одного вещества в растворе можно определить только в том случае, когда концентрация неопределяемых компонентов остается постоянной или если обусловленная ими электропроводность очень мала. Для расчета электропроводности многокомпонентных растворов используется относительная электропроводность, которая представляет собой значение электропроводности любого вещества в долях электропроводности раствора NaCl такой же весовой концентрации.

В табл. 24-1 приведены значения относительной электропроводности водных растворов некоторых веществ [38].

Таблица 24-1

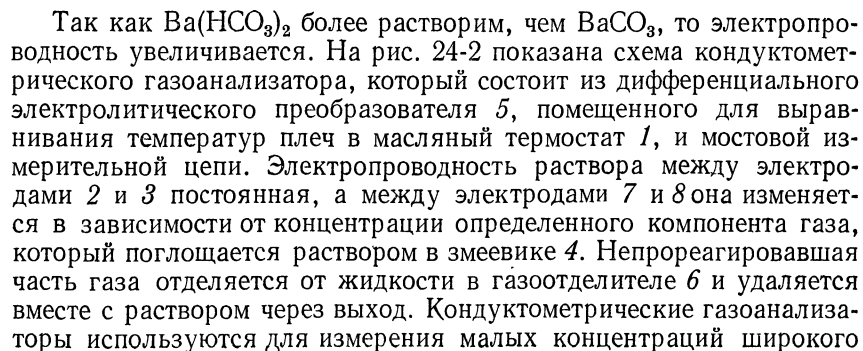
Вещество	Электропроводность	Вещество	Электропроводность
NaCl	1,0	Na <sub>2</sub> SO <sub>4</sub>	0,83
Na <sub>2</sub> CO <sub>3</sub>	1,12	Na <sub>3</sub> PO <sub>4</sub>	1
MgSO <sub>4</sub>	0,91	MgCl <sub>2</sub>	1,22
KCl	0,939	CaSO <sub>4</sub>	0,81
		NaOH	2,8

Промышленные кондуктометрические концентратомеры обеспечивают измерение электропроводности в жидких средах с относительной погрешностью  $\pm(1 \div 5)\%$  при температурах 0—110 °C и давлениях до 10<sup>6</sup> Па. Присутствие в растворе растворенных газов (CO<sub>2</sub>, NH<sub>3</sub>, гидразин и др.) может привести к искажению результатов измерения, поэтому кондуктометрические концентратомеры обычно снабжаются дегазаторами.

The diagram shows a cross-section of a device. A central vertical tube (4) passes through a thick, hatched stopper (3). The tube is surrounded by a series of horizontal plates (2) within a cylindrical chamber (5). At the bottom of the tube, there is a small container (1) filled with a liquid, likely water, which is in contact with the bottom plate. The entire assembly is designed to measure the rate of change of the volume of a gas.

The diagram shows a differential pressure sensor. At the top, two horizontal tubes are labeled "Газ" (Gas) and "Парогаз" (Steam-gas). These tubes lead into a U-shaped manometer tube (1) partially submerged in a liquid. The manometer tube has two vertical legs, with points 2 and 3 marked on the left leg and 4 and 5 marked on the right leg. The liquid level in the left leg is higher than in the right leg. Below the manometer tube is a Wheatstone bridge circuit. The bridge consists of four resistors arranged in a diamond shape, with a central node connected to a circle. The bridge is powered by a voltage source, and the output is measured across the central node.

**Кондуктометрический метод измерений концентрации газов** основан на измерении изменения электропроводности раствора, с которым реагирует определяемый компонент анализируемого газа. Так, для анализа  $\text{CO}_2$  используется реакция  $\text{CO}_2$  с водным раствором  $\text{BaCO}_3$ :



класса газов ( $\text{CO}_2$ ,  $\text{SO}_2$ ,  $\text{H}_2\text{S}$ ,  $\text{COCl}_2$ ,  $\text{NH}_3$ ,  $\text{H}_2$  и др.) и выпускаются с диапазонами измерения от  $0\text{--}10^{-6}$  до  $0\text{--}0,5\%$  объемных. Газы  $\text{CO}$  и  $\text{CH}_4$  перед анализом сначала сжигаются и переводятся в  $\text{CO}_2$ .

Для измерения концентрации кислорода, растворенного в воде, используются кондуктометрические газоанализаторы, основанные на реакции металлического таллия со следами растворенного в воде кислорода. Сам таллий в воде инертен, но в присутствии кислорода образует гидроокись таллия, которая увеличивает электропроводность воды. Газоанализатор содержит два электролитических преобразователя, через один из которых вода проходит до реакции с таллием, а через другой — после. Основанный на этом принципе автоматический анализатор кислорода АК-П обеспечивает измерения с основной приведенной погрешностью  $\pm 5\%$  в диапазоне от 0 до  $0,1\text{ мг/л}$ . Постоянная времени таких газоанализаторов  $2\text{--}4\text{ с}$ .

**Кондуктометрический метод измерений влажности** широко применяется для измерения влажности в капиллярно-пористых твердых веществах и газах. Определение влажности твердых веществ основано на измерении активного сопротивления преобразователя, между электродами которого размещается испытуемое вещество. Электропроводность капиллярно-пористых веществ с увеличением влажности резко возрастает за счет растворения в воде электролитов, входящих в состав таких веществ.

Для измерения влажности древесины, кожи, фанеры и аналогичных по твердости материалов используются игольчатые (зубчатые) электроды, вдавливаемые на определенную глубину в испытуемый материал. Для твердых материалов (железобетонные панели и др.) применяются электроды из электропроводящей резины. Для сыпучих материалов (зерно, песок, угольная пыль и т. д.) применяются преобразователи с принудительным уплотнением вещества.

Зависимость сопротивления между электродами  $R_x$  от влажности  $W$  в общем виде может быть выражена функцией [26]

$$R_x = \frac{A}{W^n},$$

где  $A$  и  $n$  — постоянные, зависящие от исследуемого материала и параметров преобразователей и определяемые обычно экспериментально.

Кондуктометрический метод целесообразно применять для измерения влажности твердых веществ в диапазоне влажности  $5\text{--}30\%$ . Верхний предел ограничен падением чувствительности с ростом влажности, нижний — трудностями, обусловленными измерением очень больших сопротивлений ( $10^{10}\text{--}10^{14}\text{ Ом}$ ). На показания таких влагометров сильно влияют содержание электролитов в исследуемом веществе, его плотность и структура, неравномерность распределения влаги по объему, поверхностное сопротивление, поляризация, значения напряжения на электродах. Для измерения влажности



газов применяются кондуктометрические влагомеры (гигрометры), основанные на изменении электропроводности электролитов (влагочувствительная соль или кислота) за счет поглощения влаги из окружающей среды. Наиболее распространенным является преобразователь в виде полоски из полистирола, покрытой с обеих сторон влагочувствительной пленкой, содержащей LiCl. Электроды из благородных металлов (золото, палладий) образуются на концах пластинки методом напыления на влагочувствительную пленку.

Кондуктометрические пленочные гигрометры применяются для измерения влажности в широких пределах от единицы до 100% относительно влажности при температуре от  $-40$  до  $+50^\circ\text{C}$ . На их показания влияет изменение атмосферного давления и температуры [26]. При температурах ниже  $60^\circ\text{C}$  температурный коэффициент увеличивается. Рассматриваемые гигрометры характеризуются малой инерционностью, которая тем меньше,

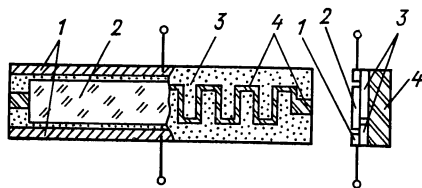


Рис. 24-3

чем тоньше влагочувствительная пленка. На рис. 24-3 показано устройство малоинерционного преобразователя кондуктометрического гигрометра ( $\tau = 1 \div 3$  с), состоящего из стекляннного основания 4, на которое печатным способом нанесены гребенчатые электроды из хрома 3 с выводами 1. На электроды сверху нанесен влагочувствительный слой фтористого бария 2

толщиной  $0,3$  мкм.

Кондуктометрические гигрометры обычно представляют собой автоматические мосты, в одно плечо которых включается преобразователь. Для уменьшения погрешностей от поляризации питание мостов осуществляется переменным током промышленной частоты. При более высоких частотах появляются погрешности от влияния емкостных составляющих.

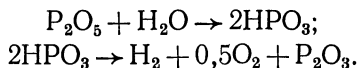
Весьма перспективным является сорбционно-кондуктометрический метод, основанный на изменении электрического сопротивления полупроводниковых пленок (окись цинка, окись алюминия) или кристаллических сорбентов (силикагель, алюмогель) при поглощении ими влаги. Основанный на этом принципе влагомер фирмы «Ranametris» позволяет измерить влажность в газообразных и жидких средах с относительной погрешностью  $\pm 3\%$ . Предел измерения в газообразных средах от  $+60^\circ\text{C}$  ( $0,001$  мг/л) до  $-110^\circ\text{C}$  по температуре точки росы перекрывается двумя преобразователями [190].

Чувствительным элементом преобразователя является пленка из окиси алюминия, нанесенная на пластинку из химически чистого алюминия, которая является одним из электродов преобразователя. Другим электродом является напыленный на пленку газопроницаемый слой золота. Показания прибора не зависят от давления и расхода анализируемого газа в диапазоне линейных скоростей

газа от 0 до 10 м/с и давлений до  $5 \cdot 10^5$  Па. Существуют модификации сорбционно-кондуктометрических преобразователей для работы при давлениях до  $3 \cdot 10^7$  Па. Описываемый влагомер с успехом используется для измерения влажности не только в газах, но и в жидких средах, особенно в насыщенных (пектан, гексан) и ароматических (толуол, бензол) углеводородах. Преобразователь не допускает контакта со спиртами, фтористым водородом и аммиаком. Постоянная времени составляет несколько секунд. Другим применением сорбционно-кондуктометрического метода является измерение концентрации горячих газов, так как с повышением температуры чувствительность резко возрастает и при температурах 380—420 °С достигает 10 В/проц объемн. [242].

**Кулонометрический метод** основан на измерении тока или количества электричества при электролизе исследуемого вещества или вещества, реагирующего с измеряемым компонентом. На этом методе основаны приборы прямого и уравнивающего преобразования для измерения концентрации веществ в жидких и газообразных средах, а также для измерения влажности.

На рис. 24-4 показана схема кулонометрического влагомера, основанного на измерении тока электролиза воды, поглощаемой сорбентом из анализируемого газа. Датчик выполнен в виде изоляционной трубки 1, внутри которой расположены неприкасающиеся спиральные электроды 2 и 3, подключенные к источнику постоянного тока 5. Электроды образуют спиральный зазор, покрытый тонкой пленкой фосфорного ангидрида, которая поглощает влагу из газа, пропускаемого через датчик с постоянной скоростью. При этом непрерывно происходят два процесса: образование фосфорной кислоты и электролиз с регенерацией фосфорного ангидрида:



Установившийся ток электролиза, измеряемый по падению напряжения на резисторе  $R$  с помощью автоматического компенсатора 4, пропорционален абсолютной влажности газа:

$$I = \frac{Fz}{m} \rho q,$$

где  $F$  — постоянная Фарадея;  $z$  — основность;  $m$  — молекулярная масса воды;  $\rho$  — расход газа, м<sup>3</sup>/с;  $q$  — абсолютная влажность, г/м<sup>3</sup>.

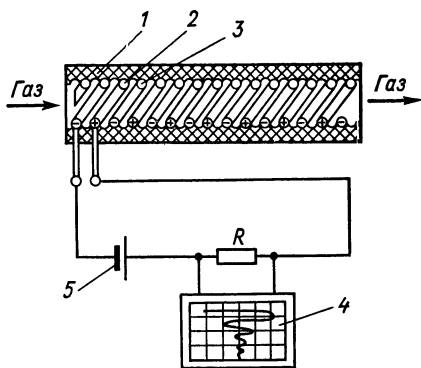


Рис. 24-4

Существует ряд модификаций кулонометрических влагомеров («Лена», «Темп», КИВГД, ДКГ и др.), которые позволяют измерять влажность газов в диапазоне от  $2 \cdot 10^{-6}$  до 10% объемных с основной приведенной погрешностью  $\pm(1,5 \div 5)\%$  при температуре анализируемого газа от  $-10$  до  $+60^\circ\text{C}$  и давлении от  $10^4$  до  $6 \cdot 10^6$  Па. Недостатком влагомеров с использованием двуокиси фосфора является невозможность анализа газов, содержащих щелочные и легкополируемые компоненты.

Для измерения малых концентраций влажности ( $10^{-6}\%$  объемных) применяется способ накопления влаги на чувствительном элементе за определенный период времени с последующим измерением количества электричества при электролизе накопленной влаги.

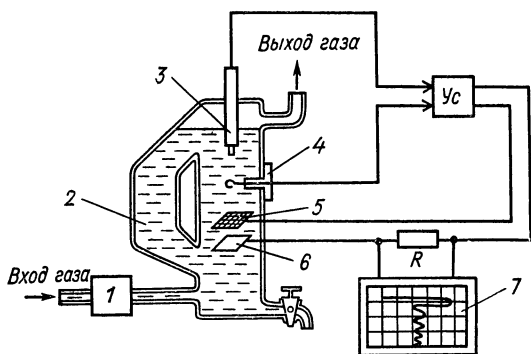


Рис. 24-5

Такой циклический режим работы осуществлен в гигрометре «Кулон». Верхний предел измерения электрохимических газоанализаторов и влагомеров (до 100% объемных) может быть расширен с помощью диффузионного барьера, выполненного из проницаемого для газа или влаги материала или в виде каналов в непроницаемом материале. Такой барьер играет роль

«делителя» газа или влаги, регулирующего поступление анализируемого компонента в датчик.

На рис. 24-5 показана схема кулонометрического газоанализатора (ЭХГ-5) для измерения концентрации  $\text{SO}_2$  в газовых смесях. Анализируемый газ через фильтр 1 поступает в датчик 2, заполненный подкисленным водным раствором  $\text{KI}$ . Датчик имеет две пары электродов: 5 и 6 — электроды цепи электролиза  $\text{KI}$  и 3 и 4 — измерительные электроды, один из которых 4 из платины, а другой 3 представляет собой коломельный полуэлемент (см. § 15-3). Электроды 3 и 4 образуют гальванический преобразователь, э. д. с. которого зависит от концентрации в растворе свободного иода, который образуется при электролизе  $\text{KI}$ . Действие газоанализатора основано на непрерывном титровании  $\text{SO}_2$  иодом, который выделяется при электролизе в количестве, эквивалентном концентрации  $\text{SO}_2$ . Уравнение реакции титрования:  $\text{SO}_2 + \text{I}_2 + 2\text{H}_2\text{O} \rightarrow \text{H}_2\text{SO}_4 + 2\text{HI}$ . При изменении концентрации  $\text{SO}_2$  происходит изменение концентрации иода и потенциала платинового электрода 4, что приводит к изменению тока электролиза, который измеряется регистрирующим прибором 7. Газоанализатор работает как система автоматического уравнивания, поддерживающая скорость выделения иода и,

следовательно, ток электролиза пропорциональным количеством  $\text{SO}_2$ , поступающему за единицу времени в датчик. Пределы измерения газоанализатора ЭХГ-5 0—0,1; 0—0,5% объемных, основная погрешность  $\pm 5\%$ .

На этом же принципе основаны газоанализаторы для измерения микроконцентраций  $\text{SO}_2$  (пределы измерения 0— $5 \cdot 10^{-5}\%$  объемных) с погрешностью  $\pm 2\%$ , а также для измерения концентраций сероводорода, хлора, озона и др. [38]. Постоянная времени таких газоанализаторов около 1 мин.

*Полярографы* являются разновидностью кулонометрических анализаторов и основаны на электролизе исследуемого вещества с помощью полярографических преобразователей. Они были подробно рассмотрены в § 15-4.

Полярографы являются единственными электрохимическими приборами, которые позволяют производить качественный (по величине потенциала поляризации — см. § 15-1) и количественный (по значению предельных токов электролиза) анализ многокомпонентных растворов без предварительного разделения компонентов. Полярографы широко применяются для качественного и количественного анализа неорганических и органических веществ, для решения ряда аналитических задач при научных исследованиях, а также как концентратомеры и газоанализаторы, особенно для измерения концентрации кислорода в газовых смесях (ГДАП-3, ГПК-1, ГЛ-5108 и др.), а также в промышленных и сточных водах (ЭГ-152). Пределы измерения таких кислородометров для газообразных сред от 0,01—2 до 100% объемных, основная погрешность  $\pm(5 \div 10)\%$  от предела измерения. Для жидких сред (5—20 мг/л) погрешность  $\pm(1 \div 5)\%$ . Многоцелевые полярографы снабжаются автоматическими устройствами для измерения поляризующего напряжения и измерения тока электролиза компенсационным методом, компенсации начального тока и падения напряжения на датчике и др. Особенно низким порогом чувствительности (до  $10^{-9}$  моль/л) обладают полярографы, в которых поляризующее постоянное напряжение модулируется переменным напряжением синусоидальной, пилообразной, трапецеидальной или прямоугольной формы. Наиболее современные полярографы позволяют регистрировать на экране осциллографа производную потенциала от тока и другие зависимости. Некоторые полярографы снабжаются двухкоординатными самописцами для регистрации полярограмм.

**Потенциалометрический метод**, основанный на измерении электродных потенциалов (см. § 15-1) гальванических преобразователей (см. § 15-3), нашел широкое применение для измерения активности водородных ионов в растворах и пульпе с помощью рН-метров.

Этот метод также используется для измерения концентрации (активности) ионов натрия, калия, хлора, меди, цинка, двухвалентной серы и других элементов, для выполнения потенциометрических титрований, для анализа газов, измерения влажности [100].

При потенциометрическом титровании определение эквивалентной точки производится по изменению потенциала на электродах гальванического датчика, опущенного в титруемый раствор (как в приборе ЭХГ-5), или титрование производится до получения определенного значения рН. Такие титраторы применяются для автоматического анализа ряда элементов в растворах. Они отличаются высокой чувствительностью и точностью. Например, при измерении концентрации двухвалентного железа в пределах 0—0,3 и 0—5 мг/л погрешность не превышает  $\pm 1\%$ .

Прибор рН-673 при применении соответствующих гальванических преобразователей позволяет измерять рН, рNa, производить потенциометрическое титрование и определять влажность. Прибор представляет собой милливольтметр с большим входным сопротивлением ( $10^{12}$  Ом), достигнутым за счет применения последовательной отрицательной обратной связи по току [215].

Для измерения концентрации кислорода в газовых средах наряду с гальваническими датчиками с жидкими электролитами, изменяющими свою э. д. с. при поглощении электролитом кислорода из анализируемого газа, находят применение кислородомеры с твердым электролитом. Действие таких приборов основано на измерении разности потенциалов, возникающих на поверхностях мембраны из твердого керамического электролита, нагреваемого до температуры  $850^\circ\text{C}$ . Э. д. с. такого гальванического датчика пропорциональна логарифму относительной концентрации кислорода по обе стороны мембраны. С одной стороны мембраны подается анализируемый газ, а с другой — обычный воздух. Кислородомеры с чувствительным элементом из твердого электролита обладают высокой чувствительностью, широким диапазоном измерения (0,1—20; 1—100% объемных), но они непригодны для анализа кислорода в горючих и полимеризующихся средах [64].

## 24-3. ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ

Электрофизические методы основаны на использовании зависимостей физических свойств веществ от их состава и концентрации отдельных компонентов или воздействий анализируемых компонентов на измеряемый физический параметр чувствительного элемента. Для измерения концентраций веществ наиболее широкое применение получили методы и приборы, основанные на использовании тепловых, магнитных, диэлектрических свойств веществ. Для анализа используются также такие параметры веществ или чувствительных элементов датчиков, как плотность, вязкость, упругость, масса, частота собственных колебаний и др. За небольшим исключением, при электрофизических методах измерения химический состав анализируемых веществ остается неизменным.

**Тепловые методы анализа** основаны на измерении тепловых свойств вещества или на определении температурных изменений при

различных физико-химических и фазовых превращениях вещества. Они применяются для анализа газов, измерения вакуума и влажности газов. Наиболее широкое применение получил метод анализа, основанный на различии в теплопроводности компонентов, входящих в анализируемую газовую смесь. Термокондуктометрические газоанализаторы, или катарометры, особенно пригодны для анализа газов  $H_2$ ,  $He$ ,  $CO_2$ ,  $SO_2$ ,  $Cl_2$ , которые значительно отличаются по теплопроводности от других газов, а также для измерения вакуума, т. е. абсолютной концентрации газов безотносительно к их составу.

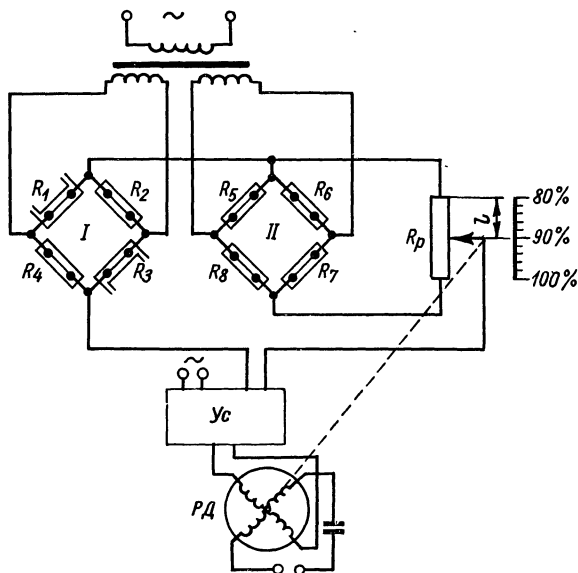


Рис. 24-6

В качестве чувствительных элементов в термокондуктометрических газоанализаторах и вакуумметрах обычно используются нагреваемые электрическим током платиновые или полупроводниковые терморезисторы (см. § 14-5). Изменение концентрации измеряемого компонента газовой смеси, пропускаемой через камеру, где помещен терморезистор, приводит к изменению теплоотдачи и температуры терморезистора, что вызывает изменение его электрического сопротивления. Измерительная цепь таких газоанализаторов обычно представляет собой автоматическую мостовую или компенсационную цепь.

На рис. 24-6 показана электрическая схема термокондуктометрических газоанализаторов типа ТП. Для уменьшения погрешностей от изменения температуры и напряжения питания датчик газоанализатора содержит восемь терморезисторов, четыре из которых образуют измерительный мост *I*, а остальные — сравнительный мост *II*. Мосты конструктивно выполнены в одном металлическом

блоке и питаются от двух вторичных обмоток одного и того же трансформатора. Терморезисторы, образующие плечи  $R_2$ ,  $R_4$ ,  $R_6$  и  $R_8$ , запаяны в ампулы с газовой смесью, соответствующей началу шкалы прибора, а  $R_5$  и  $R_7$  — со смесью, соответствующей концу шкалы;  $R_1$  и  $R_3$  — плечи моста, в которых терморезисторы омываются анализируемой газовой смесью. Напряжение на выходной диагонали измерительного моста, пропорциональное концентрации измеряемого газа, компенсируется напряжением на верхнем участке реохорда  $R_p$ , питаемого от выходной диагонали сравнительного моста  $II$ . Поскольку основные причины неустойчивости напряжений на диагоналях мостов (изменения напряжения питания и температуры окружающей среды) влияют одинаково на оба моста, то применение такой измерительной цепи существенно уменьшает погрешности газоанализатора во всем диапазоне измерений.

Газоанализаторы типа ТП применяются для измерения концентраций  $\text{CO}_2$  или  $\text{H}_2$  в пределах 0—10; 0—20; 0—30; 20—60; 40—80; 80—100% объемных в многокомпонентных смесях газов, теплопроводность которых существенно отличается от теплопроводности  $\text{H}_2$  или  $\text{CO}_2$ . Основная погрешность газоанализаторов  $\pm 2,5\%$ , запаздывание 1—2 мин.

Теплопроводность газовых смесей подчиняется закону аддитивности, поэтому термокондуктометрические газоанализаторы в основном пригодны для анализа бинарных и псевдобинарных смесей. Для повышения избирательности метода и его применения для анализа газов в многокомпонентных смесях используются искусственные способы. Так, для анализа трехкомпонентных газовых смесей используется различие температурных коэффициентов теплопроводности отдельных компонентов. Применяя два измерительных моста, находящихся в средах с различными температурами, можно получить два напряжения, по которым можно одновременно определить концентрации двух компонентов трехкомпонентной смеси. Повысить избирательность газоанализаторов по теплопроводности можно также путем использования специальных преобразователей, в которых существенную роль в теплообмене играет конвекция, также применяя метод сравнения теплопроводности анализируемой смеси с теплопроводностью сравнительной газовой смеси с определенными свойствами. Последняя получается путем физико-химических преобразований части анализируемого газа. Этот способ, в частности, использован в газоанализаторе ТКГ-18 для исключения влияния непостоянства концентраций примесей ( $\text{O}_2$ ,  $\text{N}_2$  и  $\text{CO}_2$ ) при определении концентраций  $\text{H}_2$ .

Для измерения концентрации окиси углерода, водорода, метана, этилена, паров бензина и других горючих веществ применяются термохимические газоанализаторы, основанные на измерении с помощью термопреобразователей повышения температуры за счет окисления (горения) анализируемого вещества.

На тепловом методе основаны электрические психрометры и гигрометры точки росы, применяемые для измерения влажности

газов. Измерение влажности газа по точке росы заключается в определении температуры поверхности воды, при которой устанавливается динамическое равновесие между количеством влаги, испаряющейся с поверхности, и осаждаемой обратно из газа. При практическом осуществлении метода измеряют температуру  $\Theta_p$  поверхности твердого тела (металлическое зеркало), которое охлаждают до тех пор, пока не появится конденсат (роса). С помощью терморегулятора поддерживают температуру поверхности таким образом, чтобы количество конденсата не менялось. Известны гигрометры, в которых охлаждение зеркала производится с использованием эффекта Пельтье.

По температурам точки росы  $\Theta_p$  и исследуемого газа  $\Theta$  ( $\Theta \geq \Theta_p$ ) можно определить относительную влажность

$$\varphi = \frac{E(\Theta_p)}{E(\Theta)} \cdot 100\%,$$

где  $E(\Theta_p)$  и  $E(\Theta)$  — упругости насыщенного пара соответственно при температурах  $\Theta_p$  и  $\Theta$ .

Достоинствами гигрометров точки росы являются относительно высокая точность и возможность измерения влажности воздуха и различных газов при низких температурах ( $-160^\circ\text{C}$ ) и высоких давлениях ( $2 \cdot 10^7$  Па). Недостатками таких гигрометров являются сложность конструкции и дополнительные погрешности от загрязнения зеркала содержащимися в газах примесями (пыль, агрессивные газы и т. п.).

Психрометрические гигрометры основаны на измерении разности температур двух термопреобразователей (терморезисторы, термопары): сухого ( $\Theta_c$ ), находящегося в исследуемой газовой среде, и мокрого ( $\Theta_m$ ), который смачивается водой и находится в термодинамическом равновесии с газовой средой. Чем меньше влажность этой среды, тем сильнее испаряется влага с поверхности мокрого термопреобразователя и тем ниже его температура  $\Theta_m$ . Поэтому часто применяется принудительная вентиляция с постоянной скоростью. Относительная влажность газа определяется по формуле

$$\varphi = \frac{E_m}{E_c} - \frac{AP}{E} (\Theta_c - \Theta_m),$$

где  $E_c$  и  $E_m$  — максимальные упругости водяного пара соответственно при температурах  $\Theta_c$  и  $\Theta_m$ ;  $P$  — атмосферное давление;  $A$  — психрометрический коэффициент, зависящий от ряда факторов, в том числе от скорости газа. Психрометрические гигрометры в основном используются для измерения влажности газовых сред при температурах  $0-100^\circ\text{C}$ . Измерительная цепь таких гигрометров обычно представляет собой автоматический мост или компенсатор.

**Магнитный метод** получил широкое применение для измерения концентрации кислорода в газовых средах, поскольку из всех газов кислород обладает наибольшей магнитной восприимчивостью. Магнитные методы применяются также для поисков полезных



ископаемых, определения магнитных включений в немагнитных материалах, в дефектоскопии и магнитном структурном анализе.

На рис. 24-7, а, б показана конструкция датчика и схема измерительной цепи термомагнитного кислородомера. Датчик представляет собой кольцевую камеру с горизонтальной трубкой, на которую намотана нагревающая платиновая обмотка, разделенная на две секции  $r_1$  и  $r_2$ . У одного из концов горизонтальной трубки расположены полюсные наконечники постоянного магнита. Парамангнитный газ всасывается из левой вертикальной трубки в горизонтальную трубку и в ней подогревается. Так как при нагревании газа его магнитная восприимчивость падает, то холодный газ, втягиваясь в магнитное поле, будет выталкивать нагретый газ. В резуль-

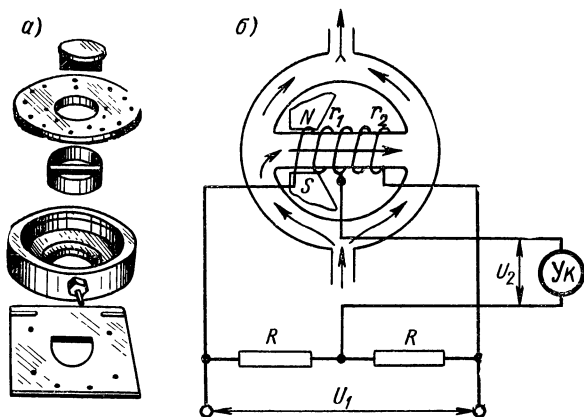


Рис. 24-7

тате в горизонтальной трубке газ движется слева направо со скоростью, пропорциональной концентрации кислорода в испытуемой газовой смеси.

Нагревательные секции обмотки одновременно служат термоанемометрами (см. § 14-7). Левая секция  $r_1$  охлаждается холодной смесью, поступающей из камеры. В правую половину горизонтальной трубки газовая смесь поступает уже нагретой, благодаря чему охлаждение правой секции обмотки  $r_2$  значительно меньше, чем левой. Обе секции обмотки включены в два соседних плеча моста.

Для исключения погрешностей от влияния неизмеряемых компонентов, изменения температуры и напряжения питания в магнитных кислородомерах (типа МН и др.) используются компенсационно-мостовые измерительные цепи (аналогичные цепи на рис. 24-6), состоящие из измерительного и сравнительного мостов. Через чувствительные элементы измерительного моста пропускается анализируемая газовая смесь, а через элементы сравнительного моста — газовая смесь известной концентрации (например, воздух).

Магнитные кислородомеры применяются для измерения относительно больших концентраций кислорода (пределы измерений от

0—1 до 0—100% объемных) в различных газовых смесях с основной погрешностью 0,2—5%. Время запаздывания 10—90 с.

**Емкостный, или диэлектрический, метод** основан на зависимости диэлектрических свойств веществ от их состава и концентрации отдельных компонентов. Измерение концентрации при использовании этого метода обычно сводится к определению емкости конденсатора, между обкладками которого помещается испытуемое вещество, выполняющее роль диэлектрика. Метод широко применяется для измерения влажности в твердых, жидких и газообразных средах, так как вода имеет резко отличную от других веществ диэлектрическую проницаемость ( $\epsilon_{\text{H}_2\text{O}} = 81$ ), а также для измерения концентраций полярных жидкостей, таких, как ацетон, спирт, глицерин, вода и другие ( $\epsilon = 3 \div 81$ ), в неполярных ( $\epsilon \leq 3$ ) и наоборот. В качестве измерительных цепей в емкостных влагомерах и диэлкометрах наиболее часто применяются чувствительные мостовые и резонансные измерительные цепи.

Высокими метрологическими свойствами отличается емкостный влагомер на основе трансформаторного моста с тесно связанными индуктивными плечами, разработанный Институтом автоматики АН Киргизской ССР [62].

Для измерения влажности газов применяются емкостные гигрометры, основанные на измерении диэлектрических свойств пленки сорбента. Диапазон измерения таких гигрометров по точке росы от +20 до —150 °С. Высокая чувствительность методов измерений емкости способствует тому, что емкостный метод находит также применение для измерения концентрации газов, несмотря на то, что диэлектрические проницаемости различных газов отличаются по значению всего лишь на 0,1—1%.

Емкостные датчики находят применение в хроматографии (см. § 24-6). Их достоинствами являются малая инерционность и линейность характеристики в широком диапазоне измерений [242]. Высокой чувствительностью обладают пьезосорбционные гигрометры, основанные на изменении собственной частоты кварцевой пластинки, покрытой тонким слоем гигроскопического вещества, в зависимости от влажности окружающей среды.

#### 24-4. ИОНИЗАЦИОННЫЕ МЕТОДЫ

Ионизационные методы основаны на ионизации анализируемого вещества и измерении ионного тока, пропорционального концентрации определяемого компонента. Они широко применяются в вакууметрах, ионизационных газоанализаторах, в масс-спектрометрах, а также для измерения аэрозолей, влажности газов и др. Существуют многочисленные и весьма разнообразные способы ионизации анализируемого вещества. Наибольшее применение для целей анализа получили: а) ионизация газов электронами, возникающими вследствие автоэлектронной эмиссии (преобразователи с холодным катодом) и термоэлектронной эмиссии (преобразо-

ватели с горячим катодом); б) электроразрядный способ ионизации, основанный на зависимости характеристик электрического разряда в газах от его состава; в) ионизация за счет облучения анализируемого вещества радиоактивным и рентгеновским излучением; г) термическая ионизация молекул в пламени водорода. Наряду с указанными методами ионизации для анализа находит также применение и ряд других способов, таких, как окислительно-ионизационный, поверхностной ионизации, эмиссия положительных ионов, захват электронов, фотоионизационный и др.

Ионизация атомов и молекул электронами, возникающими вследствие авто-и термоэлектронной эмиссии, широко применяется в вакуумметрах и масс-спектрометрических анализаторах. Датчик такого ионизационного вакуумметра обычно представляет собой вакуумный триод с патрубком для присоединения объекта, где измеряется вакуум. При постоянных значениях анодного напряжения и тока накала величина ионного тока, проходящего через сетку, зависит от абсолютной концентрации газа в межэлектродном пространстве. Диапазон измерений таких вакуумметров составляет  $3 \cdot 10^{-5}$ — $0,2$  Па. При больших давлениях может перегореть катод. Чувствительность датчика  $75$  мкА/Па. На  $1$ — $2$  порядка больше чувствительность и верхний предел измерений у вакуумметров с магнитоэлектроразрядным датчиком, в котором под действием магнитного поля увеличивается длина пробега электронов и соответственно ионный ток. Недостатком таких вакуумметров является зависимость показаний от рода газа и влияния внешних магнитных полей.

**Ионизационный метод с использованием радиоактивного излучения** применяется в вакуумметрах, газоанализаторах и детекторах хроматографов (см. § 24-6). Для ионизации газа обычно используются  $\alpha$  (ядра атомов гелия)- и  $\beta$  (электроны, позитроны)-излучения, обладающие большой ионизирующей способностью.

Наиболее распространенными разновидностями этого метода являются непосредственная ионизация атомов и молекул анализируемого газа радиоактивным излучением и ионизация с помощью метастабильных атомов. Первый способ, в частности, применяется в радиоактивных ионизационных вакуумметрах, состоящих из ионизационной камеры и измерительной цепи, входной усилитель которой монтируется в одном корпусе с преобразователем и обычно представляет собой электрометрический усилитель. Источник  $\alpha$ -излучения и коллектор ионов расположены внутри камеры, которая при помощи патрубка соединяется с объектом, в котором производится измерение вакуума. Такие вакуумметры характеризуются хорошей воспроизводимостью результатов измерения (разброс не более  $1$ — $2\%$ ) и практически линейной зависимостью между ионным током и давлением газа (а следовательно, и абсолютной концентрацией газа) в широком диапазоне от  $0,1$  до  $2 \cdot 10^4$  Па. На рис. 24-8 показана схема дифференциального ионизационного анализатора газов, состоящего из двух идентичных ионизационных камер  $1$  и  $2$ , через одну из которых пропускается чистый газ-носитель (гелий или водо-

род), а через другую — газ-носитель с анализируемым компонентом газа. Камеры имеют общий коллектор ионов 4 и идентичные источники  $\beta$ -излучения 3, выполненные в виде таблеток из  $\text{Sr}^{90}$ ,  $\text{Kr}^{85}$  или  $\text{Pm}^{147}$ . Разностный ток ионизационных камер создает падение напряжения на высокоомном резисторе  $R$ , которое усиливается электрометрическим усилителем 6 и регистрируется самопишущим прибором 5. Такие анализаторы имеют практически линейную характеристику в рабочем диапазоне  $D = 5 \cdot 10^5$ , малую инерционность, высокую чувствительность (по толуолу 6 мВ/проц объемн.) и способны работать при температурах до  $300^\circ\text{C}$  [242].

**Метод ионизации метастабильными атомами**, который можно назвать методом двойной ионизации, применяется в аргонных и гелиевых анализаторах для измерения концентрации широкого класса

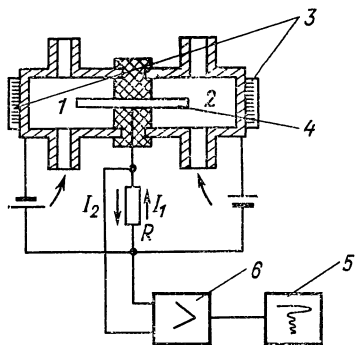


Рис. 24-8

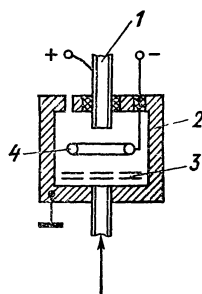


Рис. 24-9

веществ на выходе хроматографической колонки (см. § 24-6). Метод заключается в том, что в электрическом поле с помощью  $\beta$ -излучения происходит ионизация атомов газа-носителя аргона, вследствие чего в ионизационной камере создается большая концентрация метастабильных атомов аргона с энергией 11,8 эВ, которые в свою очередь ионизируют молекулы анализируемого компонента. Для анализа веществ, имеющих более высокий потенциал ионизации, в качестве газа-носителя применяется гелий, энергия метастабильного состояния атомов которого равна 19,8 эВ.

Наилучшими метрологическими характеристиками обладает триодный аргонный датчик (рис. 24-9), у которого, кроме анода 1, катода 2 и источника  $\beta$ -излучения 3, имеется коллекторный электрод 4, сигнал с которого подается на электрометрический усилитель. Порог чувствительности такого датчика  $2 \cdot 10^{-14}$  г/с, постоянная времени 1—5 с, нелинейность характеристики 1,2% в рабочем диапазоне  $D = 10^4$ .

**Ионизационно-пламенный метод** (рис. 24-10) основан на ионизации молекул исследуемого вещества в водородном пламени. Чистый водород, сгорая в воздухе, почти не образует ионов, поэтому водородное пламя имеет очень большое сопротивление ( $10^{12}$ —

$10^{14}$  Ом). Если вместе с водородом в преобразователь поступает исследуемый горючий газ, то в результате термической диссоциации и окисления происходит ионизация молекул органических соединений, сопротивление между электродами 1 и 2 преобразователя резко падает. Вследствие этого увеличиваются ток и падение напряжения на резисторе  $R$ , которое через усилитель 3 подается на самопишущий прибор 4. Метод позволяет обнаруживать микроконцентрации органических соединений, поступающих в преобразователь

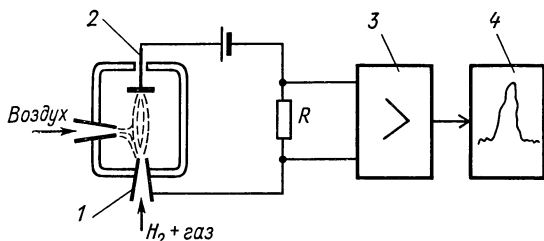


Рис. 24-10

зователь со скоростью  $10^{-12}$ — $10^{-14}$  г/с. Чувствительность анализаторов составляет  $10^4$ — $10^5$  В·с/мг, постоянная времени 1 мс. Линейный рабочий диапазон  $10^6$ — $10^7$ , рабочая температура до  $400^\circ\text{C}$ .

## 24-5. СПЕКТРОМЕТРИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ

Спектрометрические методы основаны на избирательной способности различных веществ поглощать, излучать, отражать, рассеивать или преломлять различного рода излучения. Эта группа включает в себя многочисленные методы, использующие широкий спектр длин волн от звукового диапазона ( $10^3$  Гц) до рентгеновских и гамма-излучений ( $10^{18}$  Гц).

Электроакустический метод, основанный на различии в затухании или скорости распространения ультразвуковых колебаний в различных жидкостях и газах, применяется для анализа бинарных газовых и жидких смесей, а также для измерения влажности.

Приборы, использующие этот метод, обычно состоят из акустического или ультразвукового излучателя и приемника — преобразователя колебаний в электрические сигналы. Исследуемая смесь пропускается между излучателем и приемником. Используя сочетание нескольких электроакустических датчиков, можно создать чувствительные газоанализаторы (см. § 24-6).

**Радиоспектрометрические методы**, к которым относятся методы ядерного магнитного резонанса (ЯМР), электронного парамагнитного резонанса (ЭПР), СВЧ и микроволновая спектроскопия. Эти методы в последние годы получили широкое применение для исследования свойств ядер, молекул, кристаллов и для других физико-химических исследований. Присущие этим методам ценные метро-

логические свойства обуславливают перспективность их применения для анализа вещества.

*Метод ядерного магнитного резонанса (ЯМР)* основан на использовании магнитных свойств атомных ядер, большинство из которых (около  $2/3$ ) обладает магнитным моментом. Само явление ЯМР заключается в поглощении или излучении энергии высокой частоты атомными ядрами, происходящем в результате магнитных дипольных переходов между энергетическими подуровнями, создаваемыми постоянным магнитным полем. Явление имеет резонансный характер и происходит на частоте

$$f = \frac{\gamma}{2\pi} B,$$

где  $\gamma$  — гиромагнитное отношение атомного ядра, являющееся физической константой и известное для большинства ядер с погрешностью 0,001%;  $B$  — магнитная индукция.

ЯМР является наиболее точным методом измерения индукции постоянных магнитных полей, больших постоянных токов [221], а также других величин [74, 86, 133, 272]. На рис. 24-11 показана схема ЯМР анализатора, состоящего из источника однородного магнитного поля и измерительной цепи. Исследуемое вещество помещается

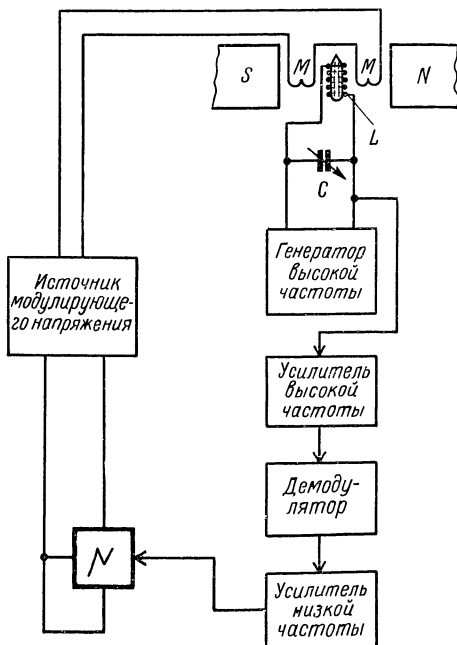


Рис. 24-11

в катушку  $L$  колебательного контура генератора. При совпадении частоты генератора с частотой прецессии ядер на экране осциллографа возникает сигнал ЯМР, амплитуда которого пропорциональна числу резонирующих ядер. Для получения непрерывного сигнала ЯМР магнитное поле модулируется с помощью катушек  $M$ , питаемых током низкой частоты.

Измеряя частоту ЯМР при известной индукции магнитного поля, можно производить качественный анализ многокомпонентных сред, а по интенсивности сигналов — их количественный анализ. Особенно эффективен метод ЯМР для исследования соединений сложной структуры. Вследствие так называемого химического сдвига между резонансными частотами ядер одного и того же элемента, входящих в химически неэквивалентные соединения, происходит расщепление сигнала ЯМР, и он приобретает мультиплетную

структуру. Так, на рис. 24-12 показан сигнал ядер фосфора-31 в смеси фосфатов.

Измеряя интенсивность отдельных составляющих сигнала от сложной смеси, можно определить концентрацию компонентов, содержащих ядра одного вида. Так как обычно относительный сдвиг по частоте между отдельными линиями резонансного сигнала имеет порядок  $10^{-5}$ — $10^{-7}$ , то для таких измерений необходимо использовать аппаратуру ЯМР с высокой разрешающей способностью ( $10^6$ — $10^8$ ), что в основном определяется однородностью постоянного магнитного поля.

Рассмотренным методом можно измерять состав ряда неорганических и органических жидких веществ, содержащих водород, фтор и фосфор, с погрешностью  $\pm 1\%$ . Современные спектрометры ЯМР позволяют производить аналитические и структурные исследования многих жидких, газообразных и твердых веществ и другие физико-химические исследования в диапазоне температур от  $-150$  до  $+200^\circ\text{C}$  с разрешающей способностью до  $5 \cdot 10^8$  градаций.

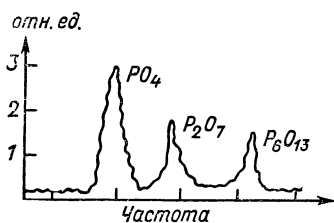


Рис. 24-12

Метод электронного парамагнитного резонанса (ЭПР) является одним из наиболее чувствительных методов для анализа малых количеств парамагнитных веществ. Этот метод при-

менен для анализа веществ, молекулы которых имеют неспаренные электроны, вследствие чего электронная оболочка обладает магнитным моментом. К таким веществам относятся переходные элементы, свободные органические радикалы, облученные кристаллы и др. Метод ЭПР весьма сходен с методом ЯМР, но поскольку магнитный момент электрона примерно в 1000 раз больше магнитных моментов ядер, а спин электрона равен  $1/2$ , то электронный резонанс обычно наблюдается в диапазоне сантиметровых и миллиметровых длин волн. Так как энергия, поглощаемая электронами, на несколько порядков больше энергии, поглощаемой ядрами при ЯМР, то для получения сигналов ЭПР достаточно весьма малое количество исследуемого вещества — порядка  $10^{-12}$  г.

Анализаторы ЭПР, предназначенные для анализа свободных радикалов, парамагнитных ионов и радиационных дефектов в твердых и жидких средах, при комнатной температуре и температуре жидкого гелия имеют порог чувствительности  $10^{-11}$  моль/л. Для непрерывного автоматического измерения концентрации парамагнитного вещества в жидких средах разработаны анализаторы с порогом чувствительности  $5 \cdot 10^{-10}$  моль/л. Их основная приведенная погрешность составляет  $\pm (2 \div 5)\%$ .

Сверхвысокочастотная (СВЧ) спектроскопия в последнее время начинает все более широко применяться для измерения влажности в различных веществах. Измерение влажности осуществляется

по ослаблению или сдвигу фазы СВЧ колебаний при их прохождении через исследуемое вещество. Достоинствами метода является неограниченный верхний предел измерения (до  $W = 100\%$ ), высокая чувствительность в широком диапазоне изменения влажности, относительно малое влияние неравномерного распределения влаги и электролитов, бесконтактный способ измерения. На результат измерения сильно влияют толщина и плотность исследуемого материала.

На рис. 24-13 показана структурная схема СВЧ влагомера, работающего по принципу измерения фазового сдвига [24]. Влагомер состоит из генератора, приемника и детектора СВЧ колебаний. Все функции выполняет отражательный клистрон 4, работающий в режиме автодина. Автодин с антенной 3 установлены на стойке, которая может двигаться вдоль шкалы.

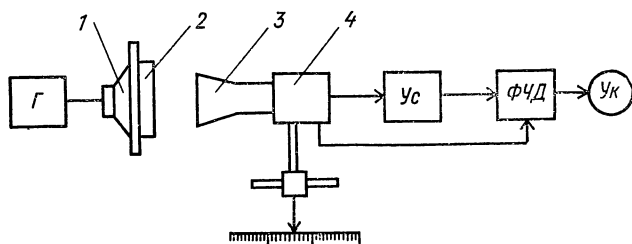


Рис. 24-13

СВЧ колебания излучаются антенной в пространство и, отражаясь от вибратора 1, улавливаются ею же. Вибратор колеблется со звуковой частотой, что приводит к модуляции СВЧ колебаний, приходящих на антенну. На выходе автодина возникает сигнал низкой частоты, амплитуда которого зависит от распределения СВЧ колебаний между антенной и вибратором, т.е. от положения антенны по отношению к вибратору. Образец с неизвестной влажностью 2 устанавливается между вибратором и антенной. Введение образца вызывает сдвиг фазы СВЧ колебаний и изменение уровня сигнала на выходе автодина. Перемещением стойки с автодином можно добиться первоначального уровня сигнала, а по шкале определить сдвиг фазы. Прибор необходимо градуировать для установления зависимости между сдвигом фазы и влажностью.

*Метод микроволновой спектроскопии* наиболее пригоден для анализа газов и основан на взаимодействии электрического дипольного момента молекул с электрическим полем, создаваемым генератором СВЧ, в результате чего происходит поглощение энергии генератора, что обнаруживается детектором. Поглощение имеет резонансный характер, поэтому по резонансной частоте можно производить качественный анализ, а по амплитуде сигнала поглощения — количественный анализ. Наиболее перспективным интервалом длин волн является диапазон от 1 до 3 мм, в котором наблюдается резонансное поглощение большинства веществ.



**Электрооптические методы** основаны на избирательном поглощении, излучении или рассеянии компонентами анализируемого вещества светового излучения в видимом, инфракрасном и ультрафиолетовом диапазонах длин волн.

**Метод инфракрасной спектроскопии (ИК).** В этом методе используется избирательное поглощение различными веществами радиации в инфракрасной области спектра. Для анализа газов широкое распространение получила разновидность ИК спектроскопии — оптико-акустический метод, основанный на избирательном поглощении различными газами модулированной низкой частотой инфракрасной радиации и преобразовании возникающих акустических колебаний при помощи микрофона в электрические сигналы. Высокая чувствительность и избирательность метода достигаются тем, что приемник радиации, прошедшей через анализируемую газовую смесь, заполнен именно тем газом, концентрация которого в смеси измеряется. Этот метод широко применяется для анализа большинства двухатомных газов и паров (кроме  $H_2$ ,  $O_2$ ,  $N_2$ ,  $Cl_2$ ), которые имеют характерные полосы поглощения в инфракрасной области спектра ( $\lambda = 0,74 \text{ мкм} \div 2 \text{ мм}$ ). Для анализа  $O_2$ ,  $N_2$ ,  $Cl_2$  и паров ртути используется избирательное поглощение этими веществами радиации в ультрафиолетовой области спектра.

Метод ИК спектроскопии начинает широко применяться для измерения влажности, особенно в жидких средах. Метод позволяет измерять влажность от  $3 \cdot 10^{-4} \%$ . Используется область длин волн  $\lambda = 0,83 \div 0,95 \text{ мкм}$ .

**Фотоколориметрический метод**, при котором концентрация определяется по интенсивности окраски анализируемого вещества или индикатора, измеряемой при помощи фотоэлементов или фоторезисторов. Метод широко применяется для измерения жидких и газообразных веществ в окрашенных средах.

На рис. 24-14 показана схема фотоколориметрического газоанализатора, основанного на измерении интенсивности окраски индикаторной ленты 1, зависящей от концентрации измеряемого компонента. В приборе использован метод сравнения светового потока лампы накаливания 2, отраженного от индикаторной ленты, с прямым световым потоком от той же лампы при помощи фотоэлементов  $\Phi 1$  и  $\Phi 2$  и цепи автоматического уравнивания. Порог чувствительности газоанализатора  $10^{-5} \%$  объемных, основная погрешность  $\pm 10 \%$ . Продолжительность одного анализа 2,5; 5 и 10 мин.

Ленточные газоанализаторы главным образом применяются для измерения микроконцентраций широкого класса газов ( $Cl_2$ ,  $SO_2$ ,  $H_2S$ ,  $HN_3$ ,  $NO$ ,  $NO_2$  и др.), так как такие приборы обладают высокой чувствительностью, обусловленной возможностью накопления окрашенных продуктов в течение некоторого времени (цикла измерения). Выбирая различные индикаторные вещества, реагирующие на определенный компонент газовой смеси, можно получить высокую избирательность.

Существуют также электрооптические приборы для определения концентрации веществ, основанные на измерении прозрачности вещества (нефелометры), коэффициента преломления света (рефрактометры), вращения плоскости поляризации света (поляриметры). Нефелометры применяются для определения концентрации веществ в мутных средах (дымномеры, пылемеры, мутномеры), а рефрактометры и поляриметры — в прозрачных средах, например, для анализа растворов органических веществ.

**Радиоактивные методы** основаны на различии в интенсивности поглощения или отражения рентгеновского и радиоактивного излу-

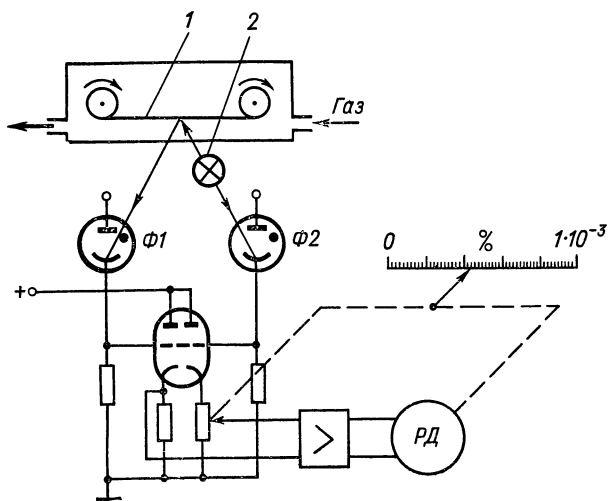


Рис. 24-14

чений компонентами анализируемого вещества. Они применяются для анализа бинарных жидкостей, для определения концентрации тяжелых элементов в растворах, а также для измерения влажности грунтов, торфа и строительных материалов, для измерения примесей в сверхчистых веществах.

Для измерения влажности чаще всего используются метод ослабления  $\beta$ - и  $\gamma$ -излучений и нейтронный метод, основанный на способности ядер водорода замедлять быстрые нейтроны, превращая их в тепловые. В диапазоне от 0 до 40% влажности погрешность этих методов составляет  $\pm 2\%$ .

**Радиоактивационный метод** анализа является наиболее чувствительным методом измерений концентрации веществ. Этот метод основан на активации исследуемого вещества с помощью интенсивных потоков нейтронов,  $\gamma$ -квантов или заряженных частиц с последующим измерением вторичных радиоактивных излучений, испускаемых ядрами определяемых компонентов вещества. Метод позволяет определить в многокомпонентных веществах большой ряд химических элементов, концентрация которых не превышает  $10^{-5}$ —

$10^{-10} \%$  [276]. Радиоактивационный метод основан на использовании внутриядерных явлений, на которые не оказывают влияния внешние факторы; поэтому он наряду с высокой чувствительностью может при использовании соответствующих средств измерений обеспечить высокую точность определения концентрации.

## 24-6. КОМБИНИРОВАННЫЕ МЕТОДЫ

Из многочисленных комбинированных методов для анализа многокомпонентных веществ наиболее широкое применение получили масс-спектрометрический и хроматографический методы.

**Масс-спектрометрический метод** основан на ионизации анализируемого вещества и разделении ионов на отдельные пучки по компонентам, отличающимся отношением массы иона к его заряду.

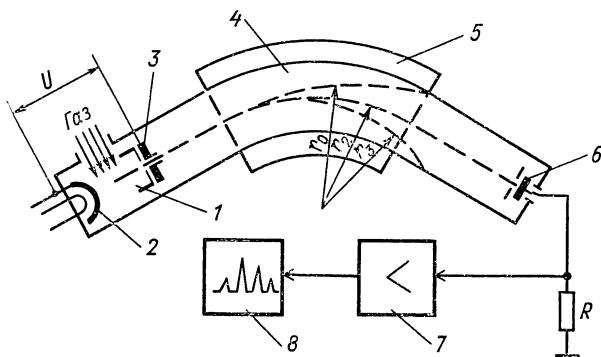


Рис. 24-15

Ионизация газов и паров обычно производится с помощью ускоренных электронов. Твердые вещества ионизируются методом термоионной эмиссии, при котором анализируемое вещество наносится на нагреваемую электрическим током тонкую вольфрамовую ленту, или они предварительно испаряются в специальном тигле. В зависимости от способа разделения ионов масс-спектрометры разделяются на статические с разделением ионов в магнитном поле, времяпролетные с разделением ионов по времени их пролета от источника до коллектора ионов и радиочастотные с разделением ионов под воздействием высокочастотных электрических полей [8].

Наибольшее распространение получили масс-спектрометры с разделением ионов в однородном магнитном поле (рис. 24-15). Анализируемое вещество в виде газа или пара направляется в источник ионов 1, укрепленный в конце вакуумной камеры 4. Под действием электронов, испускаемых катодом 2, происходит образование ионов, которые при помощи фокусирующей системы 3 направляются в магнитное поле электромагнита, один из полюсных наконечников которого 5 изображен на рисунке. Ионы разных компонентов, обладающие одинаковым положительным зарядом  $e$ ,

но разной массой  $m_i$ , под действием магнитного поля разделяются на отдельные пучки, описывающие траектории с различными радиусами

$$r_i = \frac{1}{B} \sqrt{\frac{2Um_i}{e}}.$$

Путем изменения магнитной индукции  $B$  или ускоряющего напряжения  $U$  отдельные пучки ионов с одинаковой массой поочередно направляются к коллектору ионного тока 6. Ионный ток, усиленный усилителем 7, регистрируется самопишущим прибором 8. По оси абсцисс получается шкала масс, а площади отдельных пиков пропорциональны концентрации соответствующих ионообразующих компонентов в анализируемом веществе. Во время пролета масс-спектрометра ионы, выходящие из ионизационной камеры, под действием ускоряющего напряжения  $U$  приобретают разную скорость  $v_i = \sqrt{\frac{2eU}{m_i}}$ , зависящую от массы ионов. Вследствие этого по мере пролета расстояния до коллектора ионы разделяются на отдельные пучки, создающие импульсы тока, соответствующие отдельным компонентам анализируемого вещества.

Основными параметрами масс-спектрометров являются: диапазон массовых чисел, который лежит в пределах от 1 до 600 м. е. (массовых единиц), разрешающая способность (выражаемая числом различимых градаций в рабочем диапазоне массовых чисел) и порог чувствительности. Для анализа компонентов, очень мало отличающихся по массе ( $\text{CO}-\text{N}_2$ ;  $\text{D}_2-\text{He}^4$ ;  $\text{H}_2-\text{D}$ ), применяются масс-спектрометры с разрешающей способностью до 1500 градаций. Порог чувствительности масс-спектрометров лежит в пределах 0,1—0,0001%. Минимально необходимое содержание компонентов при анализе твердого вещества равно  $10^{-13}$  г (при 100%-ной ионизации и применении электронных умножителей для измерения ионного тока). Погрешности различных масс-спектрометрических анализаторов составляют от  $\pm 1$  до  $\pm 10\%$ . Существуют масс-спектрометры с пространственно-временным разделением ионных пучков, у которых разрешающая способность равна 10000 градаций (на уровне полувысоты пиков), а порог чувствительности  $10^{-6}$ — $10^{-4}\%$ .

Для локального химического и изотопного анализа твердых тел начинает использоваться метод масс-спектральной микроскопии, основанный на возбуждении ионной эмиссии с исследуемой поверхности бомбардировкой ионным пучком и использовании эмиссионной микроскопии в сочетании с масс-спектральным анализом изображений. Метод обеспечивает оптическое разрешение 1 мкм при масс-спектральном разрешении 300 градаций [142].

**Хроматографический метод.** Для анализа сложных смесей все более широкое применение находит хроматографический метод анализа, основанный на предварительном разделении смеси на составные компоненты при использовании явления сорбции. Определенное количество исследуемой смеси в виде газа или пара перемещается

инертным газом-носителем (водород, азот, гелий) через длинную трубку (хроматографическую колонку) 1, заполненную неподвижным сорбирующим веществом (рис. 24-16). Вследствие селективного замедления, осуществляемого неподвижным сорбентом, малопоглощаемые компоненты (B, D) уходят вперед, а хорошо растворимые (C, A) отстают.

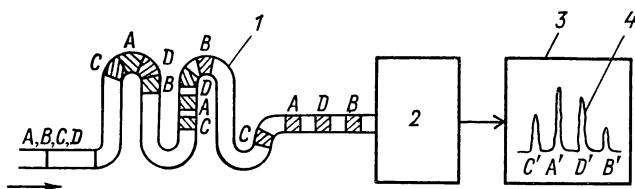


Рис. 24-16

В результате происходит химическое разделение смеси на составные компоненты, которые движутся через колонку отдельными зонами и по очереди выносятся газом-носителем к преобразователю 2, в качестве которого используются термоэлектрические, ионизационные, радиоактивные и другие типы преобразователей. Сигналы с выхода преобразователя обычно записываются регистрирующим прибором 3.

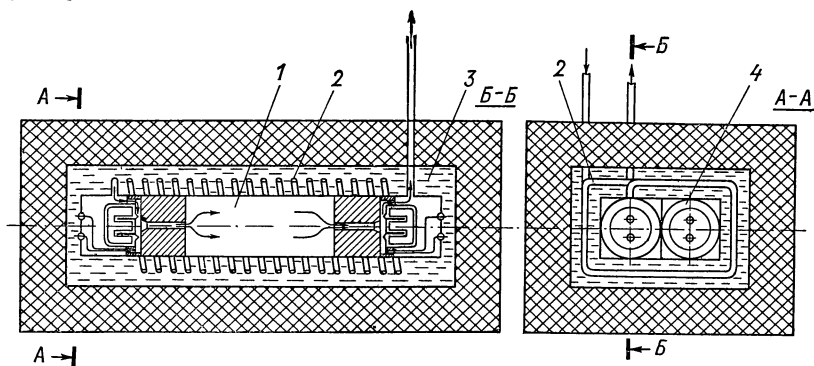


Рис. 24-17

Кривая (хроматограмма) 4 состоит из отдельных пиков, каждый из которых соответствует определенному компоненту. Компоненты идентифицируются по времени выхода из колонки; а их объемная концентрация определяется как отношение площади соответствующих пиков к площади всей хроматограммы. Существует ряд разновидностей хроматографического метода анализа. Газоадсорбционный метод применяется для анализа смесей, содержащих низкокипящие газы ( $H_2$ ,  $CO$ ,  $CH_4$ ). В качестве сорбента используется твердая пористая шихта (огнеупорный кирпич).

В газожидкостном методе используется сорбент в виде нелетучих жидкостей, нанесенных на твердые пористые вещества. Метод применяется для анализа сложных смесей, содержащих компоненты с близкими температурами кипения.

При хроматермографическом методе анализ производится при разных температурах колонки, что увеличивает избирательность и чувствительность метода. Капиллярный метод, основанный на разделении смеси в длинном (20—300 м) капилляре, внутренние стенки которого смочены малолетучей жидкостью, позволяет производить быстрый анализ при малых концентрациях газа.

В современных хроматографах для определения площади хроматограмм применяют аналого-цифровые преобразователи, обеспечивающие получение результатов измерения в цифровой форме.

На рис. 24-17 показано устройство датчика комбинированного электроакустического газоанализатора, разработанного в ЛПИ им. М. И. Калинина [275], основанного на применении многопараметрического метода. Датчик состоит из двух аналогичных акустических резонаторов 1 и 4, помещенных в масляный термостат 3. Резонаторы являются частотно-зависимыми элементами двух автогенераторов

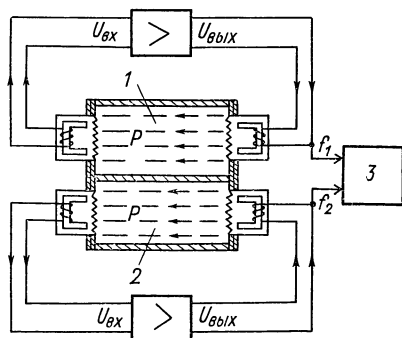


Рис. 24-18

ров, отношение частот которых определяется при помощи частотно-цифрового прибора. В резонатор 1 через змеевик 2 поступает анализируемая газовая смесь, а резонатор 4 герметичен и заполнен газом с постоянным составом.

Схема прибора показана на рис. 24-18. Частота  $f_1$  первого автогенератора, через резонатор 1 которого проходит анализируемая газовая смесь, при малых значениях измеряемой концентрации  $x$  определяется выражением

$$f_1 \approx \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{\gamma R \Theta}{m_0}} \left( 1 - \frac{m_x - m_0}{2m_0} x \right), \quad (24-1)$$

где  $m_x$  и  $m_0$  — соответственно молекулярные массы определяемого и неопределяемого компонентов газовой смеси. Остальные обозначения такие же, как в выражении (23-1), которое определяет частоту  $f_2$  второго автогенератора с резонатором 2, являющегося частотным акустическим термометром.

Таким образом, частота первого автогенератора  $f_1$  зависит от молекулярной массы и температуры анализируемой газовой смеси, а частота второго автогенератора  $f_2$  — только от температуры. Показывая частотно-цифрового прибора 3, измеряющего отношение частот  $f_1/f_2$ , пропорциональны концентрации анализируемого компонента

газовой смеси, так как температуры обоих резонаторов поддерживаются постоянными.

Из выражения (24-1) следует, что газоанализатор имеет высокую чувствительность при измерении компонентов, сильно отличающихся по молекулярной массе от неизмеряемых компонентов.

При колебаниях окружающей температуры на  $\pm 10^\circ\text{C}$  порог чувствительности составляет 0,0005%  $\text{CO}_2$  в воздухе ( $m_0/m_x = 29/44$ ) и 0,00002%  $\text{CO}_2$  в гелии ( $m_0/m_x = 4/44$ ).

Такой датчик может с успехом использоваться в качестве детектора хроматографа, так как обычно газ-носитель имеет малую молекулярную массу, а частотный выход датчика позволяет легко интегрировать хроматограммы.

Прибор может также использоваться для измерения молекулярной массы и плотности газовых смесей.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Абрагам А. Ядерный магнетизм (Пер. с англ.). Под ред. Г. В. Скроцкого. М., Изд-во иностр. лит., 1963. 551 с. с ил.
2. Автоматические приборы, регуляторы и управляющие машины. Под ред. Б. Д. Комаровского. Л., «Машиностроение», 1968. 880 с. с ил.
3. Агейкин Д. И. Магнитные газоанализаторы. М., Госэнергоиздат, 1963. 216 с. с ил.
4. Агейкин Д. И., Костина Е. Н., Кузнецова Н. Н. Датчики контроля и регулирования. М., «Машиностроение», 1965. 928 с. с ил.
5. Александров В. С., Прянишников В. А. Приборы для измерения малых напряжений. Л., «Энергия», 1971. 184 с. с ил.
6. Андреева Л. Е. Упругие элементы приборов. М., Машгиз, 1962. 928 с. с ил.
7. Арутюнов В. О. Расчет и конструирование электроизмерительных приборов. М. — Л., Госэнергоиздат, 1956. 552 с. с ил.
8. Арутюнов О. С., Цеймах Б. М. Датчики состава и свойства вещества. Комбинированные методы. М., «Энергия», 1969. 136 с. с ил.
9. Аршанский Б. Э. Виброметр с проволочным преобразователем. — В кн.: Проволочная тензометрия. Под. ред. А. М. Турчина. М.—Л., Машгиз, 1959, с. 55—59 с ил.
10. Аршанский Б. Э. Инфранизкочастотный фотоэлектрический виброметр с пассивной параметрической коррекцией. Передовой научно-технический и производственный опыт. М., ГОСИНТИ, 1962, вып. 4, № П-62-12/4, с. 13—18 с ил.
11. Аршанский Б. Э. Некоторые пути создания инфранизкочастотных виброметров. — В кн.: Автоматический контроль и методы электрических измерений. Новосибирск, Изд-во Сиб. отд. АН СССР, 1964, с. 217—221 с ил.
12. Аршанский Б. Э., Волков Э. М., Пейсахович Г. А. Широкополосный акселерометр. А. С. № 262525 СССР. Оpubл. в бюлл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1970, № 6, с. 130 с ил.
13. Аршанский Б. Э., Зегжда П. Д. Учет влияния сил сопротивления в механических узлах измерительных устройств. — «Измерительная техника», 1969, № 3, с. 28—29.
14. Аршанский Б. Э., Зегжда П. Д., Пейсахович Г. А. Способ расширения частотного диапазона гиротактометра. А. С. № 267941 СССР. Оpubл. в бюлл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1970, № 13, с. 80 с ил.
15. Аршанский Б. Э., Новицкий П. В. Устройство для измерения вибрационных смещений. А. С. № 133615 СССР. Оpubл. в Бюллетене изобретений, 1960, № 22, с. 39.
16. Аршанский Б. Э., Пейсахович Г. А. Гиротактометр. А. С. № 257166 СССР. Оpubл. в бюлл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1969, № 35, с. 113 с ил.
17. Афанасьев М. М. Устранение помех от токосъемника при тензометрировании вращающихся объектов. — «Измерительная техника», 1971, № 2, с. 40—44 с ил.



18. Афанасьев Ю. В., Бушуев Л. Я. Оптимальная глубина обратной связи в измерительных приборах. — «Измерительная техника», 1971, № 3, с. 10—12 с ил.
19. Афанасьев Ю. В., Студенцов Н. В., Щепкин А. П. Магнитометрические преобразователи, приборы и установки. Л., «Энергия», 1972. 272 с. с ил.
20. Ацюковский В. А. Емкостные преобразователи перемещения. Л., «Энергия», 1966. 278 с. с ил.
21. Бабанский Н. М., Родион Э. И., Щеголева И. В. Частотно-цифровой прибор для работы с тензодатчиками. Передовой научно-технический и производственный опыт. М., ГОСИНТИ, 1964, № 18-64-394/15, с. 85—88 с ил.
22. Базаров И. П. Термодинамика. М., Физматгиз, 1961. 292 с. с ил.
23. Бельный Б. И., Миц М. Б. Высокочувствительные усилители постоянного тока с преобразователями. М. — Л., «Энергия», 1970. 384 с. с ил.
24. Беренцвейг Р. А., Кошелев Ю. Д. СВЧ влагомер. — «Приборы и системы управления», 1969, № 8, с. 32—34 с ил.
25. Берлин Г. С. Электронные приборы с механически управляемыми электродами. М., «Энергия», 1971. 160 с. с ил.
26. Берлинер М. А. Электрические измерения, автоматический контроль и регулирование влажности. М. — Л., «Энергия», 1965. 488 с. с ил.
27. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. М., «Наука», 1972. 767 с. с ил.
28. Богачев А. М., Лямбах Р. В. Приборы автоматического контроля размеров проката. М. — Л., Госэнергоиздат, 1962. 112 с. с ил.
29. Бондарев Г. С., Романов В. Ф. Использование явления барботажа в измерительной технике. — «Измерительная техника», 1972, № 12, с. 64—67 с ил.
30. Бонч-Бруевич А. М. Применение электронных ламп в экспериментальной физике. М., Гостехиздат, 1956. 654 с. с ил.
31. Бошняк Л. Л., Бызов Л. Н. Измерение малых расходов жидкостей. М.—Л., Машгиз, 1961. 80 с. с ил.
32. Бродский А. Д. Новые методы измерения низких температур. Под общей ред. Л. Л. Мясникова. М. — Л., Стандартгиз, 1962. 131 с. с ил.
33. Бродский А. Д., Воробьев И. В. Использование температурной зависимости ядерного квадрупольного резонанса для абсолютных измерений температуры. — «Измерительная техника», 1967, № 1, с. 39—42 с ил.
34. Бродский В. Б. Измерение вакуума радиоактивным методом. — «Приборостроение», 1956, № 7, с. 8—13 с ил.
35. Буль Б. К. Основы теории и расчета магнитных цепей. М. — Л., «Энергия», 1964. 464 с. с ил.
36. Бычков О. Д. Телевизионные методы контроля размеров. — «Измерительная техника», 1963, № 5, с. 6-9 с ил.
37. Вакуи. Определение надежности электронных схем с помощью методов инфракрасной техники. — «Зарубежная электронная техника», 1970, № 12, с. 3—17 с ил.
38. Ваня Я. Анализаторы газов и жидкостей (Пер. с чешск.). Под ред. О. С. Арутюнова. М., «Энергия», 1970. 552 с. с ил.
39. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М., «Наука», 1969. 576 с. с ил.
40. Войтович И. Д., Полищук А. С., Снежко Ю. А. Измерение толщины пленок кварцевым датчиком в процессе их изготовления. — «Приборы и техника эксперимента», 1969, № 2, с. 138—139 с ил.
41. Волгин Л. И. Линейные электрические преобразователи для измерительных приборов и систем. М., «Сов. радио», 1971. 336 с. с ил.
42. Волосов С. С., Педь Е. И. Приборы для автоматического контроля в машиностроении. М., «Машиностроение», 1970. 311 с. с ил.
43. Волчок Л. Я. Методы измерения в двигателях внутреннего сгорания. М. — Л., Машгиз, 1955. 272 с. с ил.
44. Вонсовский С. В. Магнетизм. Магнитные свойства диа-, пара-, ферро-, антиферро- и ферриманетиков. М., «Наука», 1971. 1030 с. с ил.
45. Гевондян Г. А., Киселев Л. Ф. Приборы для измерения и регистрации колебаний. М., Машгиз, 1962. 467 с. с ил.
46. Гейровский Я. Техника полярографического исследования (Пер. с чешск., нем. и англ.). Под ред. Л. А. Янковской. М., Изд-во иностр. лит., 1951. 172 с. с ил.

47. Геодезия. М., «Недра», 1972. 525 с. с ил. Авт.: А. В. Маслов, А. В. Гордеев, Н. Н. Александров и др.
48. Гик Л. Д. Измерение вибраций. Отв. ред. чл.-корр. АН СССР К. В. Карандеев. Новосибирск, «Наука», 1972. 921 с. с ил.
49. Гик Л. Д., Карандеев К. Б. Электрическая коррекция виброизмерительной аппаратуры. Новосибирск, Изд-во Сиб. отд. АН СССР, 1962. 130 с. с ил.
50. Гинзбург В. Б. Магнитоупругие датчики. М., «Энергия», 1970. 71 с. с ил.
51. Гинзбург В. М. Методы измерения высоких температур (обзор литературы). М., 1963. 27 с. с ил. (Государственный Комитет по черной и цветной металлургии).
52. Глаговский Б. А., Пивен И. Д. Электротензометры сопротивления. Л., «Энергия», 1972. 86 с. с ил.
53. Глоzman И. А. Пьезокерамика. М., «Энергия», 1967. 272 с. с ил.
54. Глюкман Л. И. Пьезоэлектрические кварцевые резонаторы. Л., «Энергия», 1969. 260 с. с ил.
55. Гольдман В. С., Сахаров Ю. И. Индуктивно-частотные преобразователи неэлектрических величин. М., «Энергия», 1968. 96 с. с ил.
56. Гордов А. Н. Измерение температур газовых потоков. М.—Л., Машгиз, 1962. 136 с. с ил.
57. Гордов А. Н. Основы пирометрии. М., «Металлургия», 1964. 471 с. с ил.
58. Горенштейн И. А. Датчик давления с частотным выходом. А. С. № 228992 СССР. Оpubл. в бюлл. «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1968, № 32, с. 86 с ил.
59. Горенштейн И. А., Шульман И. А., Сафарян А. С. Инерциальная навигация. М., «Сов. Радио», 1962. 248 с. с ил.
60. Горнштейн Б. Я. О стабильности параметров терморезисторов. — «Измерительная техника», 1968, № 9, с. 73—75.
61. Горунов П. Н. Электрические счетчики. Теория, расчет и конструкция. Л.—М., Госэнергоиздат, 1951. 496 с. с ил.
62. Гриневич Ф. Б., Скрипко А. Л., Брякин В. И. Емкостный влагомер. А. С. № 252680 СССР. Оpubл. в бюлл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1969, № 29, с. 106—107.
63. Гуревич А. М. Объективный оптический пирометр ЦЛА. — «Заводская лаборатория», 1950, № 11, с. 1336—1342 с ил.
64. Гусаков А. Ф. Промышленные газоанализаторы на международной выставке «Химия-70». — «Приборы и системы управления», 1971, № 2, с. 9-12 с ил.
65. Гусев Н. Г. Справочник по радиоактивным излучениям и защите. М., Медгиз, 1956. 127 с. с ил.
66. Делимбетов Ц. А. Некоторые пути уменьшения габаритов и повышение виброустойчивости электромеханических датчиков с силовой компенсацией. — «Приборы и системы управления», 1972, № 6, с. 23—25 с ил.
67. Джагунов В. Г., Баблы В. М. Свойства пьезокерамических вибраторов в жидких средах. — «Измерительная техника», 1968, № 10, с. 86—87 с ил.
68. Додик С. Д. Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока. М., «Сов. радио», 1962. 352 с. с ил.
69. Докукина Н. Б. Исследование методов построения электроакустических частотных датчиков цифровых газоанализаторов, плотномеров, уровнемеров и манометров. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. Л., 1967. 17 с. ЛПИ им. М. И. Калинина.
70. Долицкий И. Н., Федоренко Т. А. Расчет предельно достижимых собственных частот упругих элементов электромеханических преобразователей. — «Измерительная техника», 1972, № 7, с. 42—44.
71. Донецкая Т. В. Информационная оценка постоянных величин и систематических погрешностей. — «Метрология», 1973, № 2, с. 56—66.
72. Дульнев Г. Н. Тепловые режимы электронной аппаратуры. Л., «Энергия», 1971. 248 с. с ил.
73. Дьяченко Б. П. Измерение вязкости жидкостей кварцевыми резонаторами. — «Измерительная техника», 1970, № 8, с. 78—80.
74. Жерновой А. И., Латышев Г. Д. Ядерный магнитный резонанс в проточной жидкости. М., Атомиздат, 1964. 253 с. с ил.

75. Жуков Ю. П., Кулаков М. В. Высокочастотная безынерционная кондуктометрия. М., «Энергия», 1963. 112 с. с ил.
76. Жуховицкий Б. Я. Сигналы телемеханики и их преобразования. М., «Энергия», 1968. 182 с. с ил.
77. Захаров В. К. Электронные элементы автоматики. М.—Л., «Энергия», 1974. 352 с. с ил.
78. Зегжда П. Д. Оценка качества магнитоэлектрических вольтметров и вольтамперметров. — «Приборы и системы управления», 1972, № 6, с. 34—36 с ил.
79. Зегжда П. Д. Приближенное суммирование случайных погрешностей при различном сочетании законов их распределения. — «Метрология», 1973, № 1, с. 18—23 с ил.
80. Зегжда П. Д. Суммирование случайных погрешностей с нормальным, равномерным и арксинусоидальным законом распределения. — «Измерительная техника», 1970, № 5, с. 14—16 с ил.
81. Зегжда П. Д., Лабунец В. С., Новицкий П. В. «Табель о рангах» магнитоэлектрических миллиамперметров и гальванометров. — «Приборы и системы управления», 1972, № 1, с. 19—22 с ил.
82. Зегжда П. Д., Новицкий П. В. Количественная оценка качества как научная основа технической политики в приборостроении. — «Приборы и системы управления», 1972, № 7, с. 31—33 с ил.
83. Зеликовский З. И. О влиянии температуры при сличении нормальных элементов. — В кн.: Исследования в области электрических измерений. Труды институтов Комитета стандартов. Вып. 39 (99). М., Стандартгиз, 1960, с. 85—92 с ил.
84. Земельман М. А. Автоматическая коррекция погрешностей измерительных устройств. М., Изд-во стандартов, 1972. 200 с. с ил.
85. Иванова В. Я., Кондрашкова Г. А. Экспериментальное исследование законов распределения случайных погрешностей измерительных устройств. — «Труды ЛПИ им. М. И. Калинина», 1968, № 294, с. 9—12 с ил.
86. Иванова В. Я., Спектор С. А. Частотно-цифровой метод измерения толщины. — В кн.: Автоматический контроль и методы электрических измерений. Т. 2. Новосибирск, «Наука», 1965, с. 163—167 с ил.
87. Иванова И. И. К вопросу расчета магнитоупругих преобразователей. — «Труды ЛПИ им. М. И. Калинина», 1960, № 8, с. 103—109 с ил.
88. Иванова И. И. О погрешности магнитоупругих преобразователей. — «Труды ЛПИ им. М. И. Калинина», 1956, № 184, с. 216—221 с ил.
89. Ивашевский С. Н., Карташев А. И. Оптико-электронная система измерения быстрых смещений. — «Измерительная техника», 1972, № 4, с. 90—91 с ил.
90. Измерение напряжений при помощи приборов с пьезополупроводниковыми преобразователями. — «Измерительная техника», 1972, № 1, с. 66—68 с ил. Авт.: А. М. Мелик-Шахназаров, Р. Г. Джагунов, Г. С. Вайсман, Т. А. Мелик-Шахназарова.
91. Измерение температур пламен. Под ред. А. Е. Кадышевича. М., Оборонгиз, 1954. 191 с. с ил.
92. Измерение характеристик оптических квантовых генераторов. М., Изд-во стандартов, 1969. 184 с. с ил. Авт.: Р. А. Валитов, Н. Г. Кокодий, А. В. Кубарев и др.
93. Иориш Ю. И. Виброметрия. М., Машгиз, 1963. 771 с. с ил.
94. Ищенко Е. Ф., Климов Ю. М. Оптические квантовые генераторы. М., «Сов. радио», 1968. 470 с. с ил.
95. Кавалеров Г. И., Мандельштам С. М. Введение в информационную теорию измерений. М., «Энергия», 1974. 376 с. с ил.
96. Каганов М. А. Основы электрического расчета приборов для измерения температур при помощи термисторов. — «Автоматика и телемеханика», т. 13, № 1, 1952, с. 85—98 с ил.
97. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей. Справочная книга. Л., «Энергия», 1970. 415 с. с ил.
98. Калинин Б. А., Пичугин О. А. Модуляторы малых сигналов. Л., «Энергия», 1972. 160 с. с ил.
99. Калязин Е. А. Терморезисторы в судовой аппаратуре температурного контроля. Л., «Судостроение», 1969. 229 с. с ил.

100. Кантаре В. М., Казаков А. В., Кулаков М. В. Потенциометрические и титриметрические приборы М., «Машинностроение», 1970. 304 с. с ил.
101. Карандеев К. Б., Гриневич Ф. Б., Новик А. И. Емкостные самокомпенсированные уровнемеры М — Л., «Энергия», 1966. 136 с. с ил.
102. Кацнельсон О. Г., Эдельштейн А. С. Автоматические измерительные приборы с магнитной подвеской. М., «Энергия», 1970. 216 с. с ил.
103. Кендалл М. Дж., Стюарт А. Теория распределений. М., «Наука», 1966. 587 с. с ил.
104. Кирьянов В. П., Клисторин И. Ф., Щербаченко А. М. Электронное устройство счета и регистрации для лазерного измерителя перемещений. — «Автометрия», 1971, № 1, с. 31—35 с ил.
105. Клементьев А. В., Родион Э. И., Рукина Л. К. Измерительные цепи сило-измерительных частотных датчиков. — «Труды ЛПИ им. М. И. Калинина», 1968, № 294, с. 44—49 с ил.
106. Кнорринг В. Г. Измерение вибраций низкой частоты методом двукратного интегрирования ускорений. — В кн.: Сборник научно-исследовательских работ студентов электромеханического факультета. ЛПИ им. М. И. Калинина, 1956, с. 46—61 с ил.
107. Козубовский С. Ф. Автоматические корреляционные измерители скорости. Киев, Изд-во АН УССР, 1963. 79 с. с ил.
108. Коленко Е. А., Стыльбанс А. С. Термоэлектрические холодильники. — В кн.: Полупроводники в науке и технике. Т. 2. М.—Л., Изд-во АН СССР, 1958. 659 с. с ил.
109. Колмогоров А. Н. Три подхода к определению понятия количества информации. — В кн.: Проблемы передачи информации. Т. 1. Вып. 1. М., Изд-во АН СССР, 1965, с. 3—12.
110. Колмогоров А. Н. К логическим основам теории информации и теории вероятностей. — В кн.: Проблемы передачи информации. Т. 5. Вып. 3. М., Изд-во АН СССР, 1969, с. 3—8.
111. Король Е. И., Привчева М. К вопросу описания законов распределения и суммирования случайных погрешностей. — «Метрология», 1973, № 1, с. 45—52 с ил.
112. Король Е. И., Привчева М. Фактические законы распределения вероятностей случайных погрешностей в измерительных приборах. Депонированная рукопись № 3-3195 (НИИЭИР). Реферативная информация по радиоэлектронике, 1972, № 21, реф. 122.
113. Кремлевский П. П. Расходомеры. М.—Л., Машгиз, 1963. 656 с. с ил.
114. Кривоносов А. И. Новые полупроводниковые датчики температуры. — «Приборы и системы управления», 1971, № 9, с. 37—41 с ил.
115. Крысенко Г. Д. Управление реактивными снарядами. М., Оборонгиз, 1960. 264 с. с ил.
116. Крюкова Т. А., Снякова С. И., Арефьева Т. В. Полярографический анализ. М., Госхимиздат, 1959 с. с ил.
117. Кудрицкая Л. С. Выбор полосы пропускания частотных фильтров при телеметрии быстропеременных параметров. — «Приборы и системы управления», 1974, № 1, с. 46—47 с ил.
118. Кудряшов Э. А. Цифровой фотоупругий датчик силы. А. С. № 324526 СССР. Оpubл. в бюлл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1972, № 2, с. 130 с ил.
119. Куликовский Л. Ф. Индуктивные измерители перемещения. М.—Л., Госэнергоиздат, 1960. 280 с. с ил.
120. Куликовский Л. Ф., Бровкин Л. А., Лихтциндер Б. Я. Автоматические приборы с бесконтактными компенсирующими преобразователями. М., «Энергия», 1967. 128 с. с ил.
121. Кутап А. К., Файнштейн Г. З. Об оценке резко выделяющихся наблюдений. — «Измерительная техника», 1967, № 1, с. 17—19 с ил.
122. Кэди У. Пьезоэлектричество и его практическое применение. М., Изд-во иностр. лит., 1949. 719 с. с ил.
123. Кэмпбелл И. Э. Техника высоких температур. М., Изд-во иностр. лит., 1959. 591 с. с ил.

124. Ланин М. И., Мандельштам С. М., Сидельников В. В. Некоторые вопросы математического обоснования выбора числа областей квантования в аналого-цифровых преобразователях. — «Автоматика и телемеханика», 1963, № 4, с. 7—11 с ил.

125. Ланин М. И., Мандельштам С. М., Сидельников В. В. Связь статистических характеристик аналого-дискретных преобразователей с числом областей квантования. — В кн.: Применение кибернетики в электроизмерительной технике. М., Госэнергоиздат, 1963, с. 100—107 с ил.

126. Лах В. И. Повышение точности и расширение пределов измерения термометров сопротивления. — «Приборы и системы управления», 1971, № 9, с. 23—25 с ил.

127. Левшин В. Л., Левшин Л. В. Люминесценция и ее применение. М., «Наука», 1972. 182 с. с ил.

128. Левшина Е. С. Некоторые вопросы расчета погрешностей магнитоэлектрических обращенных преобразователей. — «Труды ЛПИ им. М. И. Калинина», 1961, № 3, с. 83—90 с ил.

129. Левшина Е. С., Моисейченко В. С. Методика расчета габаритов и основных конструктивных размеров магнитоэлектрических обратных преобразователей. — «Приборы и системы управления», 1969, № 8, с. 14—17 с ил.

130. Левшина Е. С., Моисейченко В. С., Судеревский И. И. Цифровой компенсационный прибор для измерения обобщенной механической силы. — «Труды ЛПИ им. М. И. Калинина», 1965, № 256, с. 10—14 с ил.

131. Левшина Е. С., Новицкий П. В., Туричин А. М. Индуктивные бесконтактные торсионметры. — «Измерительная техника», 1959, № 1, с. 16—20 с ил.

132. Левшина Е. С., Фетисов М. М. Вопросы расчета компенсационных приборов для измерения обобщенной механической силы. — «Приборостроение», 1964, № 1, с. 1—5 с ил.

133. Леше А. Ядерная индукция. М., Изд-во иностр. лит., 1963. 684 с. с ил.

134. Лившиц Н. А., Пугачев В. Н. Вероятностный анализ систем автоматического управления. М., «Сов. радио», 1963. 896 с. с ил.

135. Линейный компенсационный вибродатчик с токовым выходом. А. С. № 264823 СССР. Опул. в бюлл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1970, № 9, с. 140 с ил. Авт.: Е. С. Левшина, В. Д. Мазин, М. М. Фетисов, Б. В. Юдин, Ю. И. Янкевич.

136. Лион К. С. Приборы для научных исследований. Электрические входные преобразователи (Пер. с англ.). М., «Машиностроение», 1964. 276 с. с ил.

137. Логинов В. Н. Электрические измерения механических величин. М., «Энергия», 1970, 80 с. с ил.

138. Ложников В. Я., Фетисов М. М. Магнитоэлектродинамический преобразователь. А. С. № 257085 СССР. Опул. в бюлл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1969, № 35, с. 91 с ил.

139. Ломаев Г. В., Мерзляков Ю. М. Тахогенератор с частотно-импульсным датчиком, основанным на эффекте Баркгаузена. — «Приборы и системы управления», 1971, № 5, с. 23—27 с ил.

140. Ломанович В. А. Справочник по радиодеталям (сопротивления и конденсаторы). М., Изд-во ДОСААФ, 1966. 64 с. с ил.

141. Лопатин Б. А. Кондуктометрия. Новосибирск, Изд-во Сиб. отд. АН СССР, 1964. 280 с. с ил.

142. Ляшко В. К. Приборы масс-спектрометрии. — «Приборы и системы управления», 1971, № 8, с. 31.

143. Макаров А. К., Свердлин В. М. Автоматические устройства контроля уровня. Л., «Энергия», 1966. 181 с. с ил.

144. Макаров А. К., Свердлин В. М. Приборы для измерения рН растворов. Л., «Энергия», 1970. 92 с. с ил.

145. Маликов М. Ф. Основы метрологии. Ч. 1. М., Трудрезервиздат, 1949. 480 с. с ил.

146. Малинин Р. М. Конденсаторы и сопротивления, М., Воениздат, 1959. 176 с. с ил.

147. **Малогабаритный** частотный механо-акустический датчик давления. — «Приборы и системы управления», 1971, № 5, с. 24—25 с ил. Авт.: П. В. Новицкий, Н. Б. Докукина, В. О. Бойко, Ю. А. Нестеренко.
148. **Марков М. М.** Приемники инфракрасного излучения. М., «Наука», 1968. 167 с. с ил.
149. **Мартин-Лёф.** О понятии случайной последовательности. — В кн.: Теория вероятностей и ее применения. Т. 11. Вып. 1. М., Изд-во АН СССР, 1966, с. 198—200.
150. **Маршак И. С.** Импульсные источники света. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963. 336 с. с ил.
151. **Махнатов В. Д., Милохин Н. Т.** Устройства частотного и время-импульсного преобразования. М., «Энергия», 1970. 129 с. с ил.
152. **Мезон У.** Пьезоэлектрические кристаллы и их применение в ультразвуке. М., Изд-во иностр. лит., 1952. 448 с. с ил.
153. **Меланхолин Н. М.** Методы исследования оптических свойств кристаллов. М., «Наука», 1970. 156 с. с ил.
154. **Методы измерения высоких температур.** Под ред. А. Н. Гордова. М., Стандартгиз. 1960. 53 с. с ил.
155. **Мизюк Л. Я.** Элементы транзисторных схем измерительной аппаратуры для индуктивной электроразведки. Киев, «Наукова думка», 1970. 280 с. с ил.
156. **Минаев Ю. Н.** Инженерная оценка информационной способности измерительных устройств при произвольном соотношении аддитивной и мультипликативной составляющих погрешности. — «Метрология», 1973, № 1, с. 8—12 с ил.
157. **Миринова Е. И., Плужников В. М., Семенов В. С.** Малогабаритный сегнетоэлектрический датчик — преобразователь температуры. — «Измерительная техника», 1971, № 5, с. 55—57 с ил.
158. **Михеев М. А., Михеева И. М.** Краткий курс теплопередачи. М.—Л., Госэнергоиздат, 1960. 208 с. с ил.
159. **Михлин Б. З.** Высокочастотные емкостные и индуктивные датчики. М.—Л., Госэнергоиздат, 1960. 87 с. с ил.
160. **Модуляция** и отклонение оптического излучения. М., «Наука», 1967. 167 с. с ил. Авт.: Т. П. Катус, Н. В. Кравцов, Л. Е. Чирков, С. М. Коновалов.
161. **Моисейченко В. С.** Вопросы построения уравновешивающих преобразователей силы в частоту с весовым опорным элементом. — «Приборы и системы управления», 1972, № 10, с. 38—41 с ил.
162. **Моисейченко В. С., Левшина Е. С.** Погрешности токовых транзисторных ключей. — «Известия вузов. Приборостроение», 1969, т. 12, № 9, с. 20—25 с ил.
163. **Мяздриков О. А., Манойлов В. Е.** Электреты. М.—Л., Госэнергоиздат, 1962. 99 с. с ил.
164. **Нейман Л. Р.** Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. Л.—М., Госэнергоиздат, 1949, 190 с. с ил.
165. **Нейман Л. Р., Демирчян К. С.** Теоретические основы электротехники. Т. 1 и 2. М.—Л., «Энергия», 1966. 522 и 407 с. с ил.
166. **Нестеренко Ю. А., Бойко В. О., Койнов А. В.** Уменьшение погрешности цифрового прибора автоматическим введением поправок и усреднением. — «Измерительная техника», 1971, № 7, с. 66—69 с ил.
167. **Нечаев Г. К.** Термосопротивления в температурном контроле. Киев, Гостехиздат УССР, 1959. 206 с. с ил.
168. **Николаев В. И.** Контроль работы судовых энергетических установок. Ч. 1. Элементы теории. Л., «Судостроение», 1965. 238 с. с ил.
169. **Никольс М., Раух Л.** Радиотелеметрия. М., Изд-во иностр. лит., 1958. 480 с. с ил.
170. **Новиков Л. В., Сумцов Г. И.** Датчик давления с внутренней калибровкой. — «Приборы и системы управления», 1972, № 1, с. 44—45 с ил.
171. **Новицкий П. В.** Основы информационной теории измерительных устройств. Л., «Энергия», 1968. 248 с. с ил.
172. **Новицкий П. В., Докукина Н. Б., Берман Г. А.** Частотные акустические датчики давления. — «Приборы и системы управления», 1971, № 5, с. 22—24 с ил.

173. Новицкий П. В., Зегжда П. Д. Система основных понятий при анализе качества измерительных средств. — «Измерительная техника», 1971, № 6, с. 18—20.

174. Новицкий П. В., Кнорринг В. Г., Гутников В. С. Цифровые приборы с частотными датчиками. Л., «Энергия», 1970. 423 с. с ил.

175. Новицкий П. В., Назаров И. А., Иванова В. Я. Сравнение оценок погрешности измерения. — «Измерительная техника», 1966, № 9, с. 20—24 с ил.

176. Новицкий П. В., Пресняков П. Д., Фетисов М. М. Конструирование пьезоакселерометров с минимальной боковой чувствительностью. — «Приборостроение», 1960, № 1, с. 15—18 с ил.

177. Новопашенный Г. Н., Новицкий П. В. Электронные измерительные приборы. Л., «Энергия», 1966. 268 с. с ил.

178. Нуберт Г. П. Измерительные преобразователи неэлектрических величин (Пер. с англ.) Л., «Энергия», 1970. 360 с. с ил.

179. О структуре и основных характеристиках современных электроизмерительных устройств. — «Электричество», 1962, № 8, с. 20—25 с ил. Авт.: Е. Г. Шрамков, П. В. Новицкий, М. М. Фетисов, Д. И. Зорин.

180. Образцовые буферные растворы и их значения pH в промежутке температур 0—95 °С. — В кн.: Исследования в области физико-химических измерений. Труды института Комитета стандартов. Вып. 68 (128). М.—Л., 1963, с. 59—79. Авт.: В. В. Александров, Л. В. Врублевская, Д. К. Коллеров, Н. В. Кузнецова, И. Л. Скорик.

181. Олеск А. О. Фоторезисторы. М.—Л., «Энергия», 1966. 129 с. с ил.

182. Ольсон Г. Динамические аналогии. М., Изд-во иностр. лит. 1947. 224 с. с ил.

183. Орнатский П. П. Автоматические измерения и приборы. Киев, «Вища школа», 1971. 552 с. с ил.

184. Осадчий Е. П., Жучков А. И. Вопросы расчета и конструирования дифференциальных струнных датчиков. — «Приборы и системы управления», 1971, № 5, с. 18—21 с ил.

185. Основные характеристики и параметры промышленных терморезисторов — термометров сопротивления. — «Приборы и системы управления», 1971, № 9, с. 32—36 с ил. Авт.: И. Т. Шефтель, Г. Н. Текстер-Проскурякова, Б. Б. Лейкина, Я. В. Павлоцкий, Э. С. Чеботарева.

186. Островский Л. А. Основы общей теории электроизмерительных устройств. Л., «Энергия», 1971. 544 с. с ил.

187. Павлов А. В., Черников А. И. Приемники излучения автоматических оптико-электронных приборов. М., «Энергия», 1972. 240 с. с ил.

188. Персин С. М. Количество информации при цифровом измерении. — «Измерительная техника», 1964, № 7, с. 5—9 с ил.

189. Пигин С. М. Основная погрешность электростатических приборов высоких классов точности и ее составляющие. — «Труды ВНИИ электроизмерительных приборов». Вып. 4, 1961, с. 11—83 с ил.

190. Пинсухович Р. Л. Современные средства измерения влажности. — «Приборы и системы управления», 1971, № 2, с. 14—15 с ил.

191. Плащинский Н. Т., Шефтель И. Т. Новые высокотемпературные терморезисторы. — «Приборы и системы управления», 1971, № 9, с. 36—37 с ил.

192. Плискин Ю. С., Хризолитов А. А. Функциональные преобразователи для коррекции нелинейности частотных датчиков. — «Приборы и системы управления», 1971, № 5, с. 27—29 с ил.

193. Плужников В. М., Семенов В. С. Пьезокерамические твердые схемы. М., «Энергия», 1971. 168 с. с ил.

194. Попов В. С. Электротепловые преобразователи в вычислительной технике. Киев, «Техніка», 1971. 142 с. с ил.

195. Попов В. С., Бахтиозин А. А. Преобразователь малых девиаций параметров электрических цепей в пропорциональное изменение частоты. — «Приборы и системы управления», 1971, № 4, с. 17—20 с ил.

196. Правила применения единиц международной системы и выбор десятичных кратных и дольных от единиц СИ. (Рекомендации ИСО 1000/1969). — В кн.: Общие вопросы метрологии. Труды метрологических институтов СССР. Вып. 130 (190). М., Изд-во стандартов, 1972, с. 29—31.

197. **Приборостроение** и средства автоматики. Справочник. Под ред. А. Н. Гаврилова. Т. 2, книга 1. М., «Машиностроение», 1964. 595 с. с ил.
198. **Приемники** инфракрасного излучения (Пер. с франц.). Под ред. Л. Н. Курбатова. М., «Мир», 1969. 283 с. с ил.
199. **Проектирование** следящих систем малой мощности. Под ред. В. А. Бесекерского. Л., Судпромгиз. 1957. 508 с. с ил.
200. **Прывчева-Иванова М., Король Е. И.** Суммирование погрешности с экспоненциальными и равномерным законами распределения. — «Метрология», 1973, № 2, с. 67—72 с ил.
201. **Рабинович А. Н.** Приборы и системы автоматического контроля размеров деталей машин. Киев, «Техніка», 1970. 395 с. с ил.
202. **Рабинович В. И., Цапенко М. П.** Информационные характеристики средств измерения и контроля. М., «Энергия», 1968. 96 с. с ил.
203. **Рабинович В. И., Цапенко М. П.** О количестве измерительной информации. — «Измерительная техника», 1963, № 4, с. 7—11; № 6, с. 1—6; № 10, с. 8—13 с ил.
204. **Рашкович М. П., Рашкович П. М., Шкловский Б. И.** Индуктивные преобразователи для автоматизации металлорежущих станков. М., «Машиностроение», 1969. 151 с. с ил.
205. **Ренне В. Т.** Электрические конденсаторы. М.—Л., Госэнергоиздат, 1959. 600 с. с ил.
206. **Родион Э. И., Рубинштейн Л. М.** Расчет серии упругих элементов для двухканальных частотных датчиков динамометра. — «Труды ЛПИ им. М. И. Калинина», 1968, № 294, с. 42—44 с ил.
207. **Розенблат М. А.** Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. М., «Наука», 1966. 719 с. с ил.
208. **Рохлин Г. Н.** Газоразрядные источники света. М.—Л., «Энергия», 1966. 560 с. с ил.
209. **Руководство** по проектированию измерительных приборов (Пер. с англ.). Под ред. Р. Р. Красовского. Л., «Энергия», 1967. 376 с. с ил.
210. **Рыжов В. А.** Образцовый мембранно-емкостный манометр. — «Приборы и техника эксперимента», 1963, № 5, с. 198—203 с ил.
211. **Рыжов В. А.** О верхнем пределе измерения мембранно-емкостного компенсационного манометра. — «Измерительная техника», 1963, № 11, с. 14—16 с ил.
212. **Свечников С. В.** Элементы оптоэлектроники. М., «Сов. радиос», 1971. 272 с. с ил.
213. **Семенюк Э. П.** К определению понятия информации в теории измерений. — «Измерительная техника», 1968, № 8, с. 88—93 с ил.
214. **Середенин В. И.** Контроль перемещений при высоких температурах. Л., «Энергия», 1967. 84 с. с ил.
215. **Симонян Г. А.** Новые приборы для потенциометрических измерений и особенности их построения. — «Приборы и системы управления», 1971, № 2, с. 22—25 с ил.
216. **Смагин А. Г.** Пьезоэлектрические резонаторы и их применение. М., Изд-во стандартов, 1967. 260 с. с ил.
217. **Смирнов Н. В., Дунин-Барковский И. В.** Курс теории вероятностей и математической статистики для технических приложений. М., «Наука», 1965. 556 с. с ил.
218. **Соболев В. С., Шкарлет Ю. М.** Накладные и экранные датчики. Новосибирск, «Наука», 1967. 144 с. с ил.
219. **Современное состояние** техники измерения низких температур. — «Приборы и системы управления», 1971, № 9, с. 14—16 с ил. Авт: И. Ф. Наляница, О. А. Кюздени, В. И. Лах, Б. И. Стаднык.
220. **Соловьев Н. Н.** Основы измерительной техники проводной связи. М.—Л., Госэнергоиздат, 1955. 272 с. с ил.
221. **Спектор С. А.** Измерение больших постоянных токов методом ядерного магнитного резонанса. — «Труды ЛПИ им. М. И. Калинина», 1957, № 11, с. 54—69 с ил.



222. **Справочник** конструктора оптико-механических приборов. Л., «Машиностроение», 1967. 760 с. с ил. Авт.: М. Я. Кругер, В. А. Панов, В. В. Кулагин и др.

223. **Справочник** машиностроителя в 6-ти т. Т. 1—6. Под ред. Н. С. Ачеркана. Л., Машгиз, 1960. 740 с. с ил.

224. **Справочник** машиностроителя. Т. 2. М., Машгиз, 1951. 1080 с. с ил.

225. **Стаднык Б. И., Куритник И. П., Яковенко С. И.** Современное состояние и перспективы развития высокотемпературной термоэлектрической термометрии. — «Приборы и системы управления», 1971, № 9, с. 16—19.

226. **Степанов А. М.** Электрический тензодатчик. Передовой научно-технический и производственный опыт. М., ГОСИНТИ, 1962, вып. 10, № П-62-70/10, с. 1—6 с ил.

227. **Схемы** автоматики с фоточувствительными и излучающими полупроводниковыми приборами. М., «Энергия», 1972. 78 с. с ил. Авт.: В. Г. Воронин, А. К. Гребнев, А. И. Кривоносов, В. И. Русланов.

228. **Темников Ф. Е.** Автоматические регистрирующие приборы. М., Машгиз, 1960. 460 с. с ил.

229. **Темников Ф. Е.** Теория развертывающих систем. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963. 168 с. с ил.

230. **Темников Ф. Е., Харченко Р. Р.** Электрические измерения неэлектрических величин. М.—Л., Госэнергоиздат, 1948. 348 с. с ил.

231. **Температура и ее измерение.** Сб. докладов на III международном симпозиуме по термометрии, состоявшемся в г. Вашингтоне в 1954 г. (Пер. с англ.). Под ред. А. Арманда и К. Вульфсона. М., Изд-во иностр. лит., 1960. 433 с. с ил.

232. **Тепляков И. М.** Радиотелометрия. М., «Сов. радио», 1966. 310 с. с ил.

233. **Термоэлектрическая** неоднородность проволок из сплавов хромель, алюминий и копель. — В кн.: Исследование сплавов для термопар. М., «Металлургия», 1969, с. 72—79 с ил. («Гипроцветметобработка». Труды ин-та). Авт.: Б. К. Брагин, И. А. Рогельберг, Г. Н. Покровская, Ю. Д. Тювин, Ю. Н. Лушиков, В. Л. Максимова, Э. Н. Нагидина.

234. **Токарь Н. Г.** Расчет упругих тел динамометров типа замкнутых скоб. — «Измерительная техника», 1967, № 2, с. 18—21 с ил.

235. **Труды** Совещания по экспериментальной технике и методике исследования при высоких температурах. Под ред. А. М. Самарина. Изд-во АН СССР, 1959. 790 с. с ил.

236. **Трутенъ В. А.** Прибор для автоматического контроля больших диаметров. — «Измерительная техника», 1963, № 6, с. 9—13 с ил.

237. **Туричин А. М.** Электрические измерения неэлектрических величин. Изд. 4-е. М.—Л., «Энергия», 1966. 690 с. с ил.

238. **Туричин А. М., Новицкий П. В.** Проволочные преобразователи и их техническое применение. М.—Л., Госэнергоиздат, 1957. 171 с. с ил.

239. **Удалов Н. П.** Полупроводниковые датчики. М.—Л., «Энергия», 1965. 239 с. с ил.

240. **Устройство** для измерения давления. А. С. № 317934 СССР. Оpubл. в бюлл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1971, № 31, с. 156—157. Авт.: П. В. Новицкий, Н. Б. Докукина, Г. А. Берман, А. В. Койнов.

241. **Утямышев Р. И.** Техника измерения скоростей вращения. М.—Л., Госэнергоиздат, 1961. 104 с. с ил.

242. **Фарзане Н. Г., Ильясев Л. В.** Автоматические детекторы газов. М., «Энергия», 1972. 168 с. с ил.

243. **Федоров Н. Д.** Краткий справочник инженера-физика. Ядерная физика. Атомная физика. М., Госатомиздат, 1961. 507 с. с ил.

244. **Фетисов М. М.** Выбор числа элементов пьезоэлектрических преобразователей. — «Измерительная техника», 1969, № 1, с. 72—74 с ил.

245. **Фетисов М. М.** Использование индуктивных преобразователей для измерения переменных давлений. — «Труды ЛПИ им. М. И. Калинина», 1955, № 176, с. 214—227 с ил.

246. **Фетисов М. М.** К вопросу о выборе формы полюсов индуктивных преобразователей, работающих при резком проявлении поверхностного эффекта. — «Труды ЛПИ им. М. И. Калинина», 1956, № 184, с. 189—195 с ил.

247. **Фетисов М. М.** Новые автоматические компенсационные приборы для измерения неэлектрических величин. ЛДНТП, 1960. Ч. 1, 70 с. с ил. и Ч. 2, 44 с. с ил.

248. **Фетисов М. М., Ложников В. Я.** Компенсационный манометр с магнито-электродинамическим обратным преобразователем. — «Приборы и системы управления», 1969, № 5, с. 20—22 с ил.

249. **Форейт И.** Емкостные датчики неэлектрических величин. М.—Л., «Энергия», 1966. 160 с. с ил.

250. **Фремке А. В.** Телеизмерения. М., «Высшая школа», 1975. 244 с. с ил.

251. **Фрохт М. М.** Фотоупругость (поляризационно-оптический метод исследования напряжений). Т. 1. М.—Л., ОГИЗ, 1948. 432 с. с ил.

252. **Фурмаков Е. Ф.** Теплостойкий измерительный преобразователь давления агрессивных жидкостей. — «Известия вузов. Приборостроение», 1970, т. 13, № 7, с. 88—91.

253. **Харкевич А. А.** Спектры и анализ. М.—Л., Физматгиз, 1962. 236 с. с ил.

254. **Харкевич А. А.** Теория преобразователей. М.—Л., Госэнергоиздат, 1948. 191 с. с ил.

255. **Хлистунов В. Н.** Основы цифровой электроизмерительной техники и цифровые преобразователи. М.—Л., «Энергия», 1966. 345 с. с ил.

256. **Хризман С. С.** Цифровые измерительные приборы и системы. Киев, «Наукова думка», 1970. 327 с. с ил.

257. **Царев Б. М.** Контактная разность потенциалов и ее влияние на работу электровакуумных приборов. М., Гостехиздат, 1955. 280 с. с ил.

258. **Цифровая** аппаратура для измерения усилий и интегрирования импульса силы. — «Труды ЛПИ им. М. И. Калинина», 1968, № 294, с. 34—38 с ил. Авт.: В. С. Гутников, Н. П. Кремлевский, Е. С. Левшина, П. В. Новицкий, Е. П. Осадчий, Э. И. Родион.

259. **Цифровые** измерительные приборы. Под ред. В. М. Шляндина. М., «Энергия», 1972. 400 с. с ил.

260. **Цуккерман М. Л.** Структурные схемы в электроприборостроении. — В кн.: Ленинградский институт точной механики и оптики. Сборник статей. М.—Л., Машгиз, 1953, вып. 10, с. 3—7.

261. **Частотно-ферродинамическая** система приборов контроля и управления. М., «Энергия», 1970. 224 с. с ил. Авт.: К. И. Диденко, В. А. Брауде, М. Д. Гафанович, Г. И. Загарий, В. М. Левин, Ю. В. Розен, Н. В. Чернец.

262. **Частотно-цифровые** измерительные приборы. — «Приборы и системы управления», 1968, № 6, с. 43—44 с ил. Авт.: В. С. Гутников, Э. И. Родион, Л. К. Рукина, Э. К. Шахов.

263. **Частотный** датчик давления. А. С. № 326463 СССР. Оpubл. в бюлл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1972, № 6, с. 149—150 с ил. Авт.: П. В. Новицкий, Н. Б. Докукина, Г. А. Берман, Ю. А. Нестеренко, В. О. Бойко.

264. **Чечик Н. О.** Фотоэлементы и их применение. М.—Л., Госэнергоиздат, 1955. 112 с. с ил.

265. **Чечик Н. О., Файнштейн С. М., Лифшиц Т. Н.** Электронные умножители. М., Гостехиздат, 1957. 575 с. с ил.

266. **Чистяков С. Ф., Радун Д. В.** Теплотехнические измерения и приборы. М., «Высшая школа», 1972. 392 с. с ил.

267. **Швецкий Б. И.** Электронные измерительные приборы с цифровым отсчетом. Киев, «Техніка», 1970. 268 с. с ил.

268. **Шеннон К.** Математическая теория связи. — В кн.: К. Шеннон. Работы по теории информации и кибернетике. М., Изд-во иностр. лит., 1963, с. 243—332.

269. **Шеннон К.** Современные достижения теории связи В кн.: К. Шеннон. Работы по теории информации и кибернетике. М., Изд-во иностр. лит., 1963, с. 403—414.

270. Шкаликов В. С., Витман В. О., Федорин В. Л. Измерение параметров вибраций с использованием эффекта Мессбауэра. — В кн.: Датчики и виброизмерительная аппаратура. Киев, Изд-во КДНТП, 1969, с. 16—25 с ил.

271. Шнейдерман А. Л. Систематическая погрешность упругого элемента однокомпонентного динамометра. — «Приборы и системы управления», 1971, № 10, с. 35—37 с ил.

272. Шрамков Е. Г., Спектор С. А. Некоторые применения ядерного магнитного резонанса в электроизмерительной технике. — «Вестник приборостроения», 1959, № 1, с. 3—9 с ил.

273. Шумиловский Н. Н., Мельтцер Л. В. Основы теории устройств автоматического контроля с использованием радиоактивных изотопов. М., Изд-во АН СССР, 1959. 143 с. с ил.

274. Шумиловский Н. Н., Мельтцер Л. В. Применение ядерных излучений в устройствах автоматического контроля технологических процессов. М.—Л., Госэнергоиздат, 1958. 96 с. с ил.

275. Электроакустический частотный преобразователь для газового анализа. — «Измерительная техника», 1970, № 10, с. 64—66 с ил. Авт.: П. В. Новицкий, Н. Б. Докукина, В. С. Гутников, Ю. А. Нестеренко, Л. И. Любимов.

276. Ядернофизические методы анализа вещества. М., Атомиздат, 1971. 496 с. с ил.

277. Benedek G., Kushida T.. The accuracy nuclear resonance thermometer. — «Rev. Sci Instr.» 1957, vol. 28, No. 2, pp. 13—17.

278. Brillouin L. I. Science and information theory. Academic Press. Inc. Publishers. N. Y., 1956. (Русский перевод — Бриллюэн Л. Наука и теория информации. М.—Л., Госэнергоиздат, 1958. 392 с. с ил.).

279. Cowell T. K. A junction transistor electrometer circuit. — «El. Eng.», 1967, vol. 39, No. 472, pp. 362—366, 407, 409 with il. (Экспресс-информация «Контрольно-измерительная техника», 1967, № 32).

280. Daneman H. L., Mergner G. C. Precise resistance thermometer. — «Instrument Technology», 1967, vol. 14, No. 5, pp. 51—56 with il; No. 6, pp. 65—69 with il. (Экспресс-информация «Приборы и элементы автоматики», 1967, № 31 и 44).

281. Eolovari Tibor L., Lion Kurt S. Capacitive transducers. — «Instruments and Control Systems», 1964, vol. 37, No. 11, pp. 77—85.

282. Magnetoelastische Kraftmessdosen. — «VDI», 1955, Bd. 57, Nr. 33, S. 1212.

283. Martin-Löff. The definition of random sequences. — «Information and Control», 1966, vol. 9, pp. 602—619.

284. Riebling E. F. and Logel P. C. Dipping electrode electrical conductance instrument for use to 1700 °C.— «The Review of Scientific Instruments», 1965, vol. 36, No. 4, pp. 425—428.

285. Schatzke G. Die Messung der Optischen Rotationsdispersion und Zirkulardichroismus. — «Z. f. Instrumentenkunde», 1967, Bd. 75, Nr. 3—4, S. 111—124.

286. Wiener N. Cybernetics or control and communication in the animal and the machine, New York—London, 1961. (Русский перевод — Норберт Винер. Кибернетика или управление и связь в животном и машине. М., «Сов. радио», 1968. 326 с. с ил.).

287. Wildhack W. A. Accuracy of measurment standarts. — «Acta IMEKO», No. 1-USA-262. Stokholm, 1964. Separatum s. 6.

# ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
-----------------------	---

## Часть первая

### ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

<b>Глава первая. Основные понятия измерительной техники</b> (§ 1-1, 1-2 — П. В. Новицкий, В. Г. Кнорринг; § 1-3—1-5 — П. В. Новицкий) . . .	5
---	---

1-1. Электрические измерения неэлектрических величин . . . . .	—
1-2. Основные понятия и определения . . . . .	6
1-3. Общий принцип передачи информации — модуляция передаваемых сигналов . . . . .	10
1-4. Общие свойства и разновидности измерительных преобразователей . . . . .	13
1-5. Методы измерительных преобразований . . . . .	17

<b>Глава вторая. Общие вопросы теории погрешностей</b> (§ 2-1, 2-4 — П. В. Новицкий, В. Г. Кнорринг; § 2-2 — П. В. Новицкий; § 2-3 — П. В. Новицкий, Е. П. Осадчий) . . . . .	18
---	----

2-1. Классификация погрешностей . . . . .	—
2-2. Методы математического описания точности и диапазона средств измерений . . . . .	26
2-3. Общие методы повышения точности средств измерений . . . . .	35
2-4. Погрешность линейности и методы расширения рабочего диапазона средств измерений . . . . .	39

<b>Глава третья. Вероятностная и информационная теория погрешностей</b> (§ 3-1, 3-5, 3-6 — П. В. Новицкий, И. А. Назаров; § 3-2 — П. В. Новицкий, И. Б. Челпанов; § 3-3, 3-4, 3-7; 3-8 — П. В. Новицкий, Е. И. Король) . . . . .	45
--	----

3-1. Детерминистский и вероятностный подходы к оценке погрешностей средств измерений . . . . .	—
3-2. Необходимые сведения из теории вероятностей . . . . .	48
3-3. Необходимые сведения из теории информации . . . . .	58
3-4. Практические методы вычисления по экспериментальным данным числовых характеристик законов распределения погрешностей (необходимые сведения из статистики) . . . . .	66
3-5. Классификация видов законов распределения результирующей погрешности средств измерений . . . . .	72
3-6. Законы распределения отдельных составляющих погрешности средств измерений . . . . .	77
3-7. Основы теории суммирования погрешностей . . . . .	81
3-8. Методика определения результирующих энтропийных коэффициентов законов распределения и энтропийных значений погрешностей при их суммировании . . . . .	84

<b>Глава четвертая. Основы информационно-энергетической теории измерительных цепей</b> (П. В. Новицкий) . . . . .	90
---	----

4-1. Негэнтропийный принцип, вскрывающий механизм передачи информации в пространстве и во времени . . . . .	—
4-2. Соотношения между величиной энергии и переносимой ею информацией при различных видах модуляции . . . . .	94

4-3. Информационно-энергетический коэффициент полезного действия и квалиметрия средств измерений . . . . .	98
4-4. Информационно-энергетический анализ и принцип согласования входных и выходных сопротивлений измерительных преобразователей . . . . .	101
4-5. Характеристика качества измерительных преобразователей как пассивных четырехполюсников и зависимость их эффективности преобразования от степени согласования сопротивлений . . . . .	107
<b>Глава пятая. Теория измерительных цепей прямого преобразования</b> (§ 5-1—5-4, 5-6 — П. В. Новицкий; § 5-5 — П. В. Новицкий, Е. П. Осадчий, А. И. Тихонов, Е. С. Левшина) . . . . .	
5-1. Классификация измерительных цепей прямого преобразования . . . . .	—
5-2. Теория измерительных цепей для работы с генераторными преобразователями. . . . .	114
5-3. Теория измерительных цепей последовательного включения параметрических преобразователей . . . . .	118
5-4. Теория измерительных цепей параметрических преобразователей в виде делителей . . . . .	119
5-5. Теория измерительных цепей параметрических преобразователей в виде неравновесных мостов . . . . .	122
5-6. Особенности неравновесных мостов переменного тока . . . . .	132
<b>Глава шестая. Основы теории измерительных цепей уравнивания</b> (П. В. Новицкий, П. Д. Пресняков) . . . . .	
6-1. Основы теории измерительных цепей следящего статического уравнивания . . . . .	—
6-2. Основы теории измерительных цепей следящего астатического уравнивания . . . . .	142
6-3. Основы теории измерительных цепей программного уравнивания . . . . .	148
6-4. Выбор оптимальной глубины уравнивания равновесных измерительных цепей . . . . .	153
<b>Глава седьмая. Динамические свойства средств измерений</b> (§ 7-2, 7-4—7-6, 7-8, 7-10, 7-12 — П. В. Новицкий; § 7-3 — П. В. Новицкий, П. Д. Пресняков; § 7-7 — П. В. Новицкий, Б. Э. Аршанский; § 7-9, 7-13 — Е. С. Левшина, П. В. Новицкий; § 7-11 — П. В. Новицкий, Б. Э. Аршанский, Л. С. Кудрицкая; § 7-1, 7-14 — П. В. Новицкий, В. Г. Кнорринг) . . . . .	
7-1. Способы описания динамических свойств средств измерений . . . . .	—
7-2. Динамические характеристики электрических и механических апериодических звеньев . . . . .	162
7-3. Динамические характеристики звеньев с тепловой инерционностью . . . . .	168
7-4. Дифференциальное уравнение, понятие собственной частоты и показатели затухания колебательных звеньев . . . . .	174
7-5. Частотные характеристики колебательных звеньев . . . . .	176
7-6. Фазовые характеристики колебательных звеньев . . . . .	182
7-7. Переходные характеристики колебательных звеньев . . . . .	183
7-8. Эквивалентные электрические схемы механоэлектрических преобразователей . . . . .	187
7-9. Динамические характеристики пневматических и гидравлических звеньев . . . . .	189
7-10. Расчет частотных характеристик механических и акустических звеньев с сосредоточенными и распределенными параметрами . . . . .	193

7-11. Динамические свойства участка измерительного канала с модуляцией и демодуляцией . . . . .	196
7-12. Частотные характеристики приборов прямого преобразования и методы коррекции частотных погрешностей . . . . .	205
7-13. Частотные характеристики приборов следящего уравнивания . . . . .	208
7-14. Динамические характеристики приборов программного уравнивания и цифровых приборов . . . . .	211

## *Часть вторая*

### **ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ** (принципы построения и разновидности элементарных измерительных преобразователей)

<b>Глава восьмая. Преобразователи электрических величин в электрические</b> (В. С. Гутников, П. В. Новицкий) . . . . .	219
8-1. Входные делители и трансформаторы . . . . .	—
8-2. Измерительные усилители переменного тока . . . . .	222
8-3. Измерительные усилители с большим входным сопротивлением . . . . .	228
8-4. Измерительные усилители постоянного тока . . . . .	231
8-5. Некоторые применения операционных усилителей . . . . .	234
8-6. Амплитудные модуляторы . . . . .	238
8-7. Демодуляторы . . . . .	242
<b>Глава девятая. Механические упругие измерительные преобразователи</b> (П. Д. Зегжда, И. А. Зограф, Б. Э. Аршанский) . . . . .	251
9-1. Разновидности механических упругих измерительных преобразователей . . . . .	—
9-2. Основные соотношения для расчета упругих механических преобразователей . . . . .	254
9-3. Материалы для изготовления упругих измерительных преобразователей . . . . .	256
<b>Глава десятая. Резистивные преобразователи механических величин</b> (§ 10-1, 10-2 — П. Д. Пресняков; § 10-3 — И. А. Зограф, П. В. Новицкий Б. Э. Аршанский) . . . . .	258
10-1. Контактные преобразователи . . . . .	—
10-2. Реостатные преобразователи . . . . .	259
10-3. Тензорезисторы . . . . .	261
<b>Глава одиннадцатая. Пьезоэлектрические преобразователи</b> (§ 11-1, 11-2 — Е. С. Левшина, Э. А. Кудряшов; § 11-3 — Е. С. Левшина, Э. М. Шмаков; § 11-4 — Э. М. Шмаков, П. В. Новицкий) . . . . .	272
11-1. Физические основы и область применения пьезоэлектрических преобразователей . . . . .	—
11-2. Методы расчета поверхностных зарядов, деформаций и механических напряжений при прямом и обратном пьезоэффекте . . . . .	276
11-3. Пьезоэлектрические преобразователи силы, давления и ускорения . . . . .	279
11-4. Анализ путей повышения эффективности пьезоэлектрических преобразователей . . . . .	284

<b>Глава двенадцатая. Электростатические преобразователи</b> (§ 12-1 — Е. С. Левшина, В. Г. Кнорринг; § 12-2 — Е. С. Левшина) . . . . .	288
12-1. Принцип действия и область применения электростатических преобразователей . . . . .	—
12-2. Емкостные преобразователи . . . . .	293
<b>Глава тринадцатая. Электромагнитные преобразователи</b> (§ 13-1 — 13-5 — П. Д. Пресняков, Е. С. Левшина, В. Г. Кнорринг, П. В. Новицкий; § 13-6 — Е. С. Левшина, П. В. Новицкий, И. И. Иванова) . . . . .	301
13-1. Разновидности и принципы действия электромагнитных преобразователей . . . . .	—
13-2. Теоретические основы расчета электромагнитных преобразователей . . . . .	303
13-3. Индуктивные преобразователи . . . . .	308
13-4. Трансформаторные (взаимоиндуктивные) преобразователи . . . . .	314
13-5. Индукционные преобразователи . . . . .	317
13-6. Магнитоупругие преобразователи . . . . .	319
<b>Глава четырнадцатая. Тепловые преобразователи</b> (§ 14-1, 14-4 — Е. С. Левшина; § 14-2, 14-7, 14-8 — Е. С. Левшина, П. Д. Пресняков; § 14-3, 14-9 — П. Д. Пресняков; § 14-5 — В. С. Гутников, Е. С. Левшина, Л. И. Любимов, П. Д. Пресняков; § 14-6 — В. С. Гутников, Е. С. Левшина, П. Д. Пресняков) . . . . .	326
14-1. Теоретические основы расчета тепловых преобразователей . . . . .	—
14-2. Термоэлектрические преобразователи. Принцип действия, применяемые материалы . . . . .	333
14-3. Удлинительные термоэлектроды, измерительные цепи, погрешности термопар . . . . .	337
14-4. Тепловые обратные преобразователи . . . . .	339
14-5. Разновидности терморезисторов, применяемые материалы, основы расчета . . . . .	341
14-6. Промышленные термопары и терморезисторы . . . . .	349
14-7. Тепловые преобразователи для измерения скорости потока . . . . .	354
14-8. Тепловые преобразователи для анализа состава и измерения плотности газов . . . . .	357
14-9. Применение терморезисторов для измерения механических перемещений . . . . .	360
<b>Глава пятнадцатая. Электрохимические преобразователи</b> (§ 15-1 — П. В. Новицкий, С. А. Спектор; § 15-2 — 15-4 — С. А. Спектор) . . . . .	362
15-1. Общие теоретические основы электрохимических преобразователей . . . . .	—
15-2. Электролитические резистивные преобразователи . . . . .	372
15-3. Гальванические измерительные преобразователи . . . . .	378
15-4. Полярографические преобразователи . . . . .	388
<b>Глава шестнадцатая. Преобразователи теплового и светового излучения (оптические преобразователи)</b> (§ 16-1 — Э. А. Кудряшов, Е. С. Левшина; § 16-2 — Э. А. Кудряшов; § 16-3 — Э. А. Кудряшов, Е. С. Левшина, Г. Н. Новопашенный; § 16-4 — П. В. Новицкий, Э. А. Кудряшов) . . . . .	393
16-1. Принципы действия и основы теории . . . . .	—
16-2. Источники теплового и светового излучения . . . . .	397
16-3. Приемники оптического излучения . . . . .	400
16-4. Измерительные цепи оптических преобразователей . . . . .	411
<b>Глава семнадцатая. Преобразователи ионизирующего излучения</b> (Е. С. Левшина) . . . . .	413
17-1. Принцип действия преобразователей ионизирующего излучения и источники излучения . . . . .	—

17-2. Приемники ионизирующих излучений . . . . .	420
17-3. Погрешности приборов с использованием ионизирующих излучений . . . . .	426
17-4. Измерительные цепи ионизационных преобразователей . . .	427
<b>Глава восемнадцатая. Электромеханические обратные преобразователи и их применение в приборах уравнивания (§ 18-1, 18-3—18-5 — Е. С. Левшина; § 18-2 — Е. С. Левшина, В. Я. Ложников) . . . .</b>	
18-1. Принцип действия, преобразователи неравновесия и структурная схема приборов уравнивания для измерения силы . . . . .	—
18-2. Магнитоэлектрические и магнитоэлектродинамические обратные преобразователи . . . . .	432
18-3. Электромагнитные и электростатические обратные преобразователи . . . . .	437
18-4. Приборы уравнивания для измерения перемещения . . . . .	442
18-5. Анализ динамических свойств электромеханических приборов уравнивания . . . . .	444
<b>Глава девятнадцатая. Тепловые и световые обратные преобразователи и их применение в приборах уравнивания (Е. С. Левшина) . . . .</b>	
19-1. Приборы уравнивания с тепловыми обратными преобразователями . . . . .	—
19-2. Приборы уравнивания со световыми обратными преобразователями . . . . .	451

### **Часть третья**

#### **МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ РАЗЛИЧНЫХ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН**

<b>Глава двадцатая. Измерение линейных и угловых размеров (§ 20-1, 20-2 — П. В. Новицкий, В. С. Гутников; § 20-3, 20-4 — В. С. Гутников; § 20-5 — П. В. Новицкий, Э. А. Кудряшов, В. С. Гутников) . . . . .</b>	
20-1. Общие соображения . . . . .	—
20-2. Измерение угловых размеров . . . . .	454
20-3. Измерение размеров в машиностроении . . . . .	456
20-4. Измерение уровней . . . . .	459
20-5. Измерение расстояний . . . . .	462
<b>Глава двадцать первая. Методы измерений механических усилий, крутящих моментов, давлений и напряжений (§ 21-1 — П. В. Новицкий; § 21-2; 21-3 — Е. С. Левшина; § 21-4 — Е. С. Левшина, Н. Б. Докукина, Г. А. Берман, Э. И. Родион, Н. П. Кремлевский; § 21-5 — Е. С. Левшина, В. С. Моисейченко) . . . . .</b>	
21-1. Общие соображения . . . . .	—
21-2. Методы измерений деформаций и механических напряжений . . . . .	466
21-3. Методы измерений сосредоточенных сил, давлений и крутящих моментов . . . . .	469
21-4. Измерение сил, давлений и крутящих моментов с предварительным преобразованием в перемещение . . . . .	475
21-5. Измерение сил, давлений и крутящих моментов методом уравнивания . . . . .	481
<b>Глава двадцать вторая. Методы измерений параметров движения (§ 22-1, 22-2, 22-4 — Б. Э. Аршанский, § 22-3 — В. Г. Кнорринг, Б. Э. Аршанский, § 22-5 — Б. Э. Аршанский, Е. С. Левшина, В. Д. Мазин) . . .</b>	
22-1. Общие соображения . . . . .	—
22-2. Контактные методы измерений параметров движения . . . . .	486



22-3. Методы измерений параметров движения жидких и газообразных веществ . . . . .	491
22-4. Методы коррекции частотных погрешностей инерционных приборов . . . . .	496
22-5. Инерциальные приборы для измерения параметров движения . . . . .	503
<b>Глава двадцать третья. Методы измерений температуры</b> (П. Д. Зегжда, И. А. Зограф) . . . . .	515
23-1. Общие соображения . . . . .	—
23-2. Методы измерений сверхнизких температур . . . . .	517
23-3. Методы измерений низких температур . . . . .	518
23-4. Методы измерений средних и высоких температур с помощью термопар . . . . .	522
23-5. Бесконтактные оптические методы измерений температуры . . . . .	523
23-6. Методы измерений сверхвысоких температур . . . . .	529
<b>Глава двадцать четвертая. Методы измерений концентрации веществ</b> (§ 24-1—24-5 — С. А. Спектор; § 24-6 — С. А. Спектор, Н. Б. Докукина, В. В. Новицкий) . . . . .	531
24-1. Общие соображения . . . . .	—
24-2. Электрохимические методы . . . . .	532
24-3. Электрофизические методы . . . . .	540
24-4. Ионизационные методы . . . . .	545
24-5. Спектрометрические методы . . . . .	548
24-6. Комбинированные методы . . . . .	554
<b>Список литературы</b> . . . . .	559

**Афроим Моисеевич Турчин, Петр Васильевич Новицкий,  
Елена Серафимовна Левшина, Валентин Сергеевич Гутников,  
Самуил Абрамович Спектор, Ирина Аркадьевна Зограф,  
Борис Эдуардович Аршанский, Вадим Глебович Кнорринг,  
Павел Дмитриевич Пресняков**

## **ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН**

Редактор Л. М. Пархоменко  
Художественный редактор Б. П. Кузнецов  
Технический редактор В. И. Ботикова  
Корректор О. С. Денисенко  
Переплет художника Г. А. Гудкова

Сдано в набор 8/V 1975 г. Подписано к печати 8/VIII 1975 г. М-55278.  
Формат 60×90<sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Бумага типографская № 2. Печ. л. 36. Уч.-изд. л. 42,2.  
Тираж 30 000 экз. Заказ № 1996. Цена 2 р. 27 к.

Ленинградское отделение издательства «Энергия». 192041, Ленинград,  
Марсово поле, 1.

Ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское производственно-техническое объединение «Печатный Двор» имени А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 197136, Ленинград,  
П-136, Гатчинская ул., 26,

