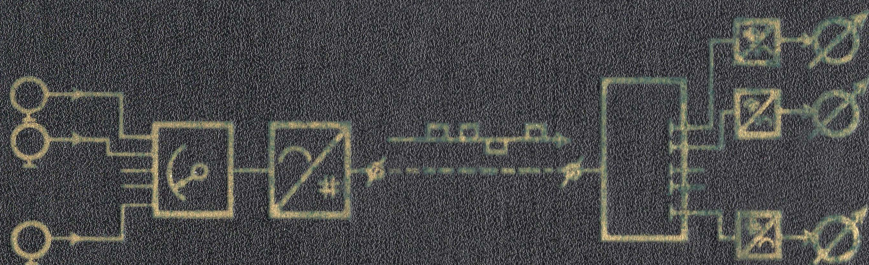


Н. Н. Евтихийев
Я. А. Купершмидт
В. Ф. Папуловский
В. Н. Скугоров

ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Для студентов вузов



ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

Н. Н. Евтихийев
Я. А. Купершмидт
В. Ф. Папуловский
В. Н. Скугоров

ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Под общей редакцией
академика Н. Н. ЕВТИХИЕВА

Допущено Государственным комитетом СССР
по народному образованию в качестве учебного пособия
для студентов вузов, обучающихся по специальности
"Информационно-измерительная техника".



МОСКВА
ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ
1990

ББК 31.221
ИЗ7
УДК 621.317.3 (075.8)

Рецензенты: кафедра информационно-измерительной техники МЭИ (зав. кафедрой проф. В.Н. Малиновский) и зав. кафедрой информационных систем и измерительной техники ВЗПИ проф. Г.Г. Раннев

Измерение электрических и неэлектрических величин:
ИЗ7 Учеб. пособие для вузов./Н.Н. Евтихийев, Я.А. Купершмидт, В.Ф. Папуловский, В.Н. Скугоров; Под общ. ред. Н.Н. Евтихьева. — М.: Энергоатомиздат, 1990. — 352 с.: ил.
ISBN 5-283-00624-7

Рассмотрены методы и средства измерения электрических и неэлектрических величин. Изложены сведения об устройстве, применении, схемах включения и погрешностях измерительных приборов и измерительных преобразователей. Значительное внимание уделено измерительным информационным системам, использованию микропроцессоров, агрегатным комплексам технических средств, в том числе международному агрегатному комплексу КАМАК.

Для студентов вузов, обучающихся по специальности "Информационно-измерительная техника", может быть полезна инженерам и техникам, занимающимся вопросами измерения электрических и неэлектрических величин.

2202030000-255
И 63-90
051 (01) -90

ББК 31.221

ISBN 5-283-00624-7

© Авторы, 1990

ПРЕДИСЛОВИЕ

Задачи интенсификации производства, стоящие перед промышленностью и наукой нашей страны, требуют создания новых и совершенствования имеющихся технологических процессов и материалов, строгого контроля качества продукции. Возрастает роль измерений как в научном эксперименте, так и на производстве. Это в полной мере относится к измерениям электрических и неэлектрических величин, методы которых имеют широкую область применения, отличаются универсальностью, быстродействием, совместимостью с новыми техническими средствами.

Новые возможности открылись перед измерительной техникой после появления микропроцессоров, применение которых позволило не только существенно увеличить точность и быстродействие приборов, расширить их функциональные возможности, но и разработать качественно новые "интеллектуальные" устройства, способные производить управление процессом измерения, автоматически выбирать необходимый диапазон измерений, осуществлять автокалибровку, обрабатывать результаты измерения и представлять их оператору в упорядоченной форме. Имеется также возможность объединения нескольких взаимно дополняющих приборов вместе с ЭВМ в единый информационно-вычислительный комплекс.

Усложнение технологических циклов привело к необходимости одновременного определения большого числа параметров и физических величин, возросла роль динамических измерений. Автоматизация сложных производственных процессов неразрывно связана с применением информационно-измерительных систем, обеспечивающих получение оперативной измерительной информации в должном объеме и эффективное управление течением технологического процесса.

Указанные тенденции в измерении электрических и неэлектрических величин получили должное отражение в ряде учебников и учебных пособий, изданных в последние годы. Среди них "Электрические измерения" под ред. А.В. Фремке и Е.М. Душина, "Электрические измерения" под ред. В.М. Малиновского, "Электрические измерения неэлектрических величин" под ред. П.В. Новицкого и ряд других, указанных в списке литературы.

Данная книга предназначена для студентов, обучающихся по специальности "Информационно-измерительная техника", и имеет свои специ-

фические особенности. Распределение материала в ней существенно смещено в сторону более углубленного (по сравнению с обычным для курсов электрических измерений, предназначенных для электротехнических специальностей) изложения вопросов, связанных с устройством измерительных преобразователей и измерением неэлектрических величин. По мнению авторов, оправдано также увеличение объема отведенного описанию измерительных информационных систем, играющих столь важную роль в современной автоматике и телемеханике.

Главы 1—3 написаны Н.Н. Евтихиевым и В.Ф. Папуловским, глава 4 — В.Н. Скугоровым, глава 5 — Н.Н. Евтихиевым и Я.Я. Купершмидтом.

Авторы выражают глубокую благодарность сотрудникам кафедры информационно-измерительной техники МЭИ (зав. кафедрой проф. В.Н. Малиновский и проф. Г.Г. Ранневу за конструктивную критику и замечания, сделанные при рецензировании книги, а также проф. Шенброту И.М., редакторская работа которого много способствовала повышению качества книги.

Авторы будут признательны за все пожелания и критические замечания по содержанию книги и просят присылать их по адресу: 113114, Москва, Шлюзовая наб., д. 10, Энергоатомиздат.

Авторы

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЯХ И ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЕ

1.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Термины и определения основных понятий метрологии нормированы ГОСТ 16263-70 и приводятся ниже в соответствии с этим документом.

Измерением называется нахождение значения физической величины опытным путем с помощью специальных технических средств.

Результат измерения есть значение физической величины, найденной путем ее измерения.

Измерения основаны на некоторой совокупности физических явлений, представляющих собой *принцип измерений*. Они осуществляются при помощи технических средств измерений, используемых при измерениях и имеющих нормированные метрологические параметры.

Средства измерений делятся на меры, измерительные преобразователи, измерительные приборы, измерительные установки и измерительные системы.

Мера — средство измерений, предназначенное для воспроизведения физической величины заданного размера (например, единицы измерения, ее дробного или кратного значения).

Измерительный преобразователь — средство измерений для выработки сигнала измерительной информации в форме, удобной для передачи, дальнейшего преобразования, обработки и (или) хранения, но не поддающейся непосредственному восприятию наблюдателем.

Кроме термина "первичный измерительный преобразователь" используется близкий к нему термин — "датчик". Электрический датчик — это один или несколько измерительных преобразователей, служащих для преобразования измеряемой неэлектрической величины в электрическую и объединенных в единую конструкцию.

Термин датчик обычно применяют в сочетании с физической величиной, для первичного преобразования которой он предназначен: датчик давления, температуры, мощности и т.д.

Измерительный прибор — средство измерений, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем.

Измерительная установка — совокупность функционально объединенных средств измерений, предназначенная для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для непосредственного

восприятия наблюдателем и расположенная в одном месте. Измерительная установка может содержать в своем составе меры, измерительные приборы, а также различные вспомогательные устройства.

В связи с усложнением технологических процессов в современной промышленности для их эффективного контроля и оптимального управления ими требуется получение информации о большом числе параметров объектов, а также оперативная обработка этой информации. Это привело к появлению и развитию сложных систем, предназначенных для автоматического сбора и переработки информации. Такие системы получили название измерительных систем. *Измерительная система* – это совокупность средств измерений (мер, измерительных приборов, измерительных преобразователей) и вспомогательных устройств, соединенных между собой каналами связи, предназначенная для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для автоматической обработки, передачи и (или) использования в автоматических системах управления.

Измерительная информация – это количественная оценка состояния материального объекта, получаемая экспериментально, путем сравнения параметров объекта с мерой (овеществленной единицей измерения). Без получения измерительной информации, т.е. количественных сведений о значениях разнообразных физических величин, невозможны ведение технологических процессов, выработка и распределение электроэнергии, добыча и транспортировка твердого, жидкого и газообразного топлива, руды, разведка недр, управление транспортом, исследование космоса и многие другие области активной деятельности человека.

1.2. ВИДЫ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ

По виду различают прямые, косвенные, совокупные и совместные измерения.

Прямым называется измерение, при котором искомое значение величины находят непосредственно из опытных данных. Иными словами, здесь измеряется непосредственно та величина, значение которой необходимо определить (измерение тока амперметром, массы на весах и т.п.).

При *косвенном измерении* искомое значение величины находят на основании известной зависимости между этой величиной и величинами, подвергаемыми прямым измерениям (измерение мощности постоянного тока амперметром и вольтметром с использованием зависимости, связывающей мощность постоянного тока с током и напряжением, нахождение плотности тела по его массе и геометрическим размерам и т.п.).

Совокупные измерения производятся одновременно над несколькими одноименными величинами, причем искомые значения величин

находят решением системы уравнений, получаемых при прямых измерениях различных сочетаний этих величин. Примером совокупных измерений является нахождение сопротивлений двух резисторов по результатам измерения сопротивлений последовательного и параллельного соединения этих резисторов. Искомые значения сопротивлений находят из системы двух уравнений.

Совместные измерения производятся одновременно над двумя или несколькими неоднородными величинами для нахождения зависимости между ними. Например, прямые измерения значений сопротивления терморезистора при двух различных температурах дают затем возможность рассчитать значения двух коэффициентов в уравнении, определяющем зависимость сопротивления этого терморезистора от температуры. В этом примере результатом совместного измерения является определение двух упомянутых коэффициентов.

Совокупность приемов использования принципов и средств измерений называется *методом измерений*.

Методы измерения подразделяют на метод непосредственной оценки и метод сравнения.

Метод *непосредственной оценки* характеризуется тем, что отсчет значения измеряемой величины производится непосредственно по отсчетному устройству измерительного прибора. Так, измерение сопротивления омметром является примером прямого измерения методом непосредственной оценки.

Метод сравнения предполагает операцию сравнения измеряемой величины с мерой в каждом из актов измерения. Сравнение можно проводить различными способами, поэтому метод распадается на ряд разновидностей, из которых наиболее употребительны следующие.

1. Нулевой метод, при котором результирующий эффект воздействия измеряемой величиной и известной величиной (мерой) на прибор сравнения доводят до нуля. В качестве примера нулевого метода можно привести измерение активного сопротивления мостом постоянного тока с полным его уравновешиванием.

2. Дифференциальный метод, при котором на измерительный прибор воздействует разность между измеряемой величиной и известной, воспроизводимой мерой. Таким образом, в отличие от нулевого метода в этом случае измеряемая величина уравновешивается не полностью. Точность дифференциального метода повышается при уменьшении разности между измеряемой и известной величинами.

3. Метод замещения, при котором измеряемая величина замещается известной величиной, воспроизводимой мерой. Примером использования этого метода является определение емкости конденсатора, включенного в колебательный контур. Изменением частоты напряжения, поступающего на колебательный контур, добиваются резонанса, а затем вместо конденсатора с неизвестной емкостью C_x включают переменный

образцовый конденсатор и вновь добиваются резонанса изменением значения емкости C_0 образцового конденсатора. При резонансе $C_x = C_0$.

Достоинством метода сравнения является высокая точность измерений, а недостатком — сложность. Метод непосредственной оценки, наоборот, отличается простотой и малым временем измерения. Поэтому, несмотря на сравнительно малую точность, он получил наибольшее распространение в производственной практике, в то время как метод сравнения используется в основном при лабораторных измерениях. Однако в связи с интенсивным развитием автоматизации измерений, которое происходит в настоящее время, следует ожидать, что метод сравнения будет находить все большее применение и на производстве.

1.3. ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ

Результат любого измерения отличается от истинного значения измеряемой величины* на некоторое значение, зависящее от точности средств и метода измерения, квалификации оператора, условий, при которых производится измерение. Отклонение результата измерения от истинного значения измеряемой величины называется *погрешностью измерения*. Различают абсолютные погрешности измерения, которые выражаются в единицах измеряемой величины, и *относительные погрешности измерения*, определяемые как отношение абсолютной погрешности измерения к истинному значению измеряемой величины:

$$\Delta = x - x_{\text{и}}; \quad (1.1)$$

$$\delta = \Delta/x_{\text{и}}, \quad (1.2)$$

где Δ — абсолютная погрешность измерения; x — значение, полученное при измерении; $x_{\text{и}}$ — истинное значение измеряемой величины; δ — относительная погрешность измерения.

Относительную погрешность часто выражают в процентах истинного значения измеряемой величины, т.е. используют вместо (1.2) формулу

$$\delta_{\%} = (\Delta/x_{\text{и}}) \cdot 100\%. \quad (1.3)$$

В зависимости от характера проявления погрешности делят на систематические, случайные и грубые (промахи).

Погрешность Δ , определяемая выражением (1.1), является результирующей погрешностью, т.е. суммой систематической $\Delta_{\text{с}}$ и случайной Δ погрешностей. Результаты измерений, содержащие грубые погрешности, должны быть исключены из рассмотрения.

* Согласно ГОСТ 16263-70 истинным значением физической величины называется значение, которое идеальным образом отражало бы в качественном и количественном отношениях соответствующее свойство объекта.

Систематической погрешностью измерения называется составляющая погрешности измерения, остающаяся постоянной или закономерно изменяющаяся при повторных измерениях одной и той же величины. Причиной появления систематических погрешностей могут быть неисправности измерительной аппаратуры, несовершенство метода измерений, неправильная установка измерительных приборов и отступление от нормальных условий их работы, особенности самого оператора. Систематические погрешности в принципе могут быть выявлены и устранены. Для этого требуется проведение тщательного анализа возможных источников погрешностей в каждом конкретном случае.

Случайной погрешностью измерения называется составляющая погрешности измерения, изменяющаяся случайным образом при повторных измерениях одной и той же величины. Наличие случайных погрешностей выявляется при проведении ряда измерений этой величины, когда оказывается, что результаты измерений не совпадают друг с другом. Часто случайные погрешности возникают из-за одновременного действия многих независимых причин, каждая из которых в отдельности мало влияет на результат измерения.

В некоторых случаях оказывается, что результат того или иного отдельного измерения резко отличается от результатов других измерений, выполненных при тех же контролируемых условиях. Причиной этого может быть ошибка оператора, возникновение сильной кратковременной помехи, толчок, нарушение электрического контакта и т.д. Естественно, что такой результат, содержащий *грубую погрешность (промах)*, следует выявить, исключить и не учитывать при дальнейшей статистической обработке результатов измерения.

1.4. ПРИЧИНЫ ВОЗНИКНОВЕНИЯ И СПОСОБЫ ИСКЛЮЧЕНИЯ СИСТЕМАТИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ

Природа и происхождение систематических погрешностей обычно обусловлены спецификой конкретного эксперимента. Поэтому обнаружение и исключение систематических погрешностей во многом зависит от мастерства экспериментатора, от того, насколько глубоко он изучил конкретные условия проведения измерений и особенности применяемых им средств и методов. Вместе с тем существуют некоторые общие причины возникновения систематических погрешностей, в соответствии с которыми их подразделяют на методические, инструментальные и субъективные.

Методические погрешности происходят от несовершенства метода измерения, использования упрощающих предположений и допущений при выводе применяемых формул, влияния измерительного прибора на объект измерения. Например, измерение температуры с помощью термопары может содержать методическую погрешность, вызванную нарушением температурного режима исследуемого объекта (вследствие внесения термопары).

Инструментальные погрешности зависят от погрешностей применяемых средств измерения. Неточность градуировки, конструктивные несовершенства, изменения характеристик прибора в процессе эксплуатации и т.д. являются причинами инструментальных погрешностей.

Погрешности измерения возникают также из-за неправильной установки средства измерения, влияния на него магнитных или электрических полей, наличия дополнительных и динамических погрешностей. Дополнительные погрешности обусловлены отклонением условий, в которых работает прибор, от нормальных. Динамические погрешности возникают из-за инерционности применяемых технических средств при достаточно быстрых изменениях измеряемой величины. Все эти погрешности отличаются от инструментальных (ГОСТ 8.009-84), поскольку они связаны не столько с самими средствами измерений, сколько с условиями, при которых они работают. Их устранение производится иными способами, нежели устранение инструментальных погрешностей.

Субъективные погрешности вызываются неправильными отсчетами показаний прибора человеком (оператором). Это может случиться, например, из-за неправильного направления взгляда при наблюдении за показаниями стрелочного прибора (погрешность от параллакса). Использование цифровых приборов и автоматических методов измерения позволяет исключить такого рода погрешности.

Систематические погрешности могут оставаться постоянными либо закономерно изменяться. В последнем случае их подразделяют на прогрессирующие (возрастающие или убывающие), периодические и изменяющиеся по сложному закону.

Обнаружение причин и источников систематических погрешностей позволяет принять меры к их устранению или исключению посредством введения поправки.

Поправкой называется значение величины, одноименной с измеряемой, которое нужно прибавить к полученному при измерении значению величины с целью исключения систематической погрешности.

В некоторых случаях используют *поправочный множитель* — число, на которое умножают результат измерения для исключения систематической погрешности.

Поправка или поправочный множитель определяется при помощи поверки технического средства, составления и использования соответствующих таблиц и графиков. Применяются также расчетные способы нахождения поправочных значений.

Существуют специальные методы организации измерений, устраняющие систематические погрешности. К ним относятся, например, метод замещения и метод компенсации погрешности по знаку. *Метод замещения* заключается в том, что измеряемая величина замещается известной величиной, получаемой при помощи регулируемой меры. Если такое замещение производится без каких-либо других изменений в экспериментальной установке и после замещения установлены те же

показания приборов, то измеряемая величина равняется известной величине, значение которой отсчитывается по указателю регулируемой меры. Этот прием позволяет исключить постоянные систематические погрешности. Погрешность измерения при использовании метода замещения определяется погрешностью меры и погрешностью, возникающей при отсчете значения величины, замещающей неизвестную.

Метод компенсации погрешности по знаку применяется для исключения систематических погрешностей, которые в зависимости от условий измерения могут входить в результат измерения с тем или иным знаком (погрешность от термоЭДС, от влияния напряженности постоянного электрического или магнитного поля и др.). В этом случае можно провести измерения дважды так, чтобы погрешность входила в результаты измерений один раз с одним знаком, а другой раз – с обратным. Среднее значение из двух полученных результатов является окончательным результатом измерения, свободным от указанных выше систематических погрешностей.

При проведении автоматических измерений широко используются схемные методы коррекции систематических погрешностей. Компенсационное включение преобразователей, различные цепи температурной и частотной коррекции являются примерами их реализации.

Новые возможности появились в результате внедрения в измерительную технику средств, содержащих микропроцессорные системы. С помощью последних удастся производить исключение или коррекцию многих видов систематических погрешностей. Особенно это относится к инструментальным погрешностям. Автоматическое введение поправок, связанных с неточностями градуировки, расчет и исключение дополнительных и динамических погрешностей, исключение погрешностей, обусловленных смещением нуля – эти и другие корректировки позволяют существенно повысить точность измерений.

Следует, однако, заметить, что какая-то часть систематической погрешности, несмотря на все усилия, остается неисключенной. Эта часть входит в результат измерения и искажает его. Она может быть оценена исходя из сведений о метрологических характеристиках использованных технических средств. Если таких сведений недостаточно, то может быть полезным сравнение измеренных значений с аналогичными результатами, полученными в других лабораториях другими лицами.

1.5. ОЦЕНКА СЛУЧАЙНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ

Адекватным математическим аппаратом описания случайных погрешностей является теория вероятностей. Согласно последней случайная величина наиболее полно характеризуется своим законом распределения (или плотностью распределения) вероятностей. Измерителям чаще всего приходится принимать нормальную и равномерную плотность распределения. Возможны и другие законы распределения,

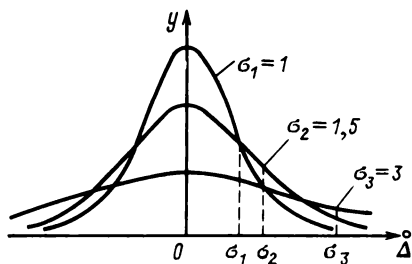


Рис. 1.1.

которые обычно аппроксимируются стандартными функциями. Если выполняются предположения о том, что погрешности измерений могут принимать непрерывный ряд значений, при большом числе измерений частота появления погрешностей, равных по абсолютной величине, но различного знака, одинакова и малые погрешности встречаются чаще, чем большие, то тогда для описания случайных погрешностей следует

применять нормальный закон распределения вероятностей, для которого

$$y(\dot{\Delta}) = (1/\sigma\sqrt{2\pi}) \exp(-\dot{\Delta}^2/2\sigma^2), \quad (1.4)$$

где $y(\dot{\Delta})$ — плотность вероятностей случайной погрешности $\dot{\Delta}$; σ — среднее квадратическое значение случайной погрешности.

Кривые, соответствующие выражению (1.4) для разных значений σ , приведены на рис. 1.1. Видно, что при малых значениях σ вероятней получить малую погрешность измерений, нежели при больших.

Вероятность того, что погрешность результата измерения находится между заданными предельными значениями $\dot{\Delta}_1$ и $\dot{\Delta}_2$, вычисляется по формуле

$$\begin{aligned} P(\dot{\Delta}_1 \leq \dot{\Delta} \leq \dot{\Delta}_2) &= \int_{\dot{\Delta}_1}^{\dot{\Delta}_2} y(\dot{\Delta}) d\dot{\Delta} = \\ &= \int_{\dot{\Delta}_1}^{\dot{\Delta}_2} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\dot{\Delta}^2}{2\sigma^2}\right) d\dot{\Delta}. \end{aligned} \quad (1.5)$$

Интеграл в формуле (1.5) можно вычислить, используя таблицы функции Лапласа $\Phi(z) = 2/\sqrt{2\pi} \int_0^z e^{-t^2/2} dt$, приводимые в книгах по теории вероятностей и статистической обработке экспериментальных результатов [2, 28].

Нетрудно заметить, что

$$P(\dot{\Delta}_1 \leq \dot{\Delta} \leq \dot{\Delta}_2) = (1/2) [\Phi(\dot{\Delta}_2/\sigma) - \Phi(\dot{\Delta}_1/\sigma)]. \quad (1.6)$$

В табл. 1.1 приведены значения вероятностей для некоторых интервалов $[\dot{\Delta}_1, \dot{\Delta}_2]$, заданных в единицах σ .

Таблица 1.1

Интервал $[\hat{\Delta}_1, \hat{\Delta}_2]$	Вероятность P попадания в интервал $[\hat{\Delta}_1, \hat{\Delta}_2]$	$1 - P$
$[-(2/3)\sigma, (2/3)\sigma]$	0,5	0,5
$[-\sigma, \sigma]$	0,68	0,32
$[-2\sigma, 2\sigma]$	0,95	0,05
$[-3\sigma, 3\sigma]$	0,997	0,003
$[-4\sigma, 4\sigma]$	0,99993	0,00007

В первом столбце табл. 1.1 указываются интервалы, характеризующиеся своими нижними и верхними границами $\hat{\Delta}_1$ и $\hat{\Delta}_2$ соответственно. Второй столбец дает вероятности P того, что случайная погрешность результата измерения не выходит за границы соответствующих интервалов. В третьем столбце показано, каковы вероятности выхода случайной погрешности за пределы интервалов.

Согласно табл. 1.1 вероятности получения значения случайных погрешностей в интервале $[-(2/3)\sigma, + (2/3)\sigma]$ и за его пределами одинаковы, в то время как в среднем только 0,3% измерений имеют погрешности, абсолютное значение которых превышает 3σ . Значение погрешности $(2/3)\sigma$ называется вероятной погрешностью, а значение 3σ часто считают практически *наибольшей возможной погрешностью*. Однако при большом числе измерений ($n > 20 \div 30$) максимальная погрешность нередко может превышать 3σ .

Как уже указывалось, часто распределение погрешностей можно принять равномерным:

$$y(\hat{\Delta}) = \begin{cases} 0 & \text{при } \hat{\Delta}_2 > \hat{\Delta} > \hat{\Delta}_1; \\ 1/(\hat{\Delta}_2 - \hat{\Delta}_1) & \text{при } \hat{\Delta}_1 \leq \hat{\Delta} \leq \hat{\Delta}_2. \end{cases}$$

Такой закон распределения характерен, например, для погрешностей отсчета по шкале прибора, погрешностей дискретности в цифровых измерительных приборах, погрешностей квантования в аналого-цифровых преобразователях (АЦП).

Рассмотрим далее оценки параметров распределения случайных погрешностей прямых измерений. Напомним, что случайная абсолютная погрешность определяется формулой $\hat{\Delta} = x - x_{\text{и}}$, где x — результат измерения; $x_{\text{и}}$ — истинное значение измеряемой величины. Если было проведено n прямых измерений одной и той же величины, то в общем случае в каждом из актов измерений погрешность будет разной: $\hat{\Delta}_i = x_i - x_{\text{и}}$, где $\hat{\Delta}_i$ — погрешность i -го измерения; x_i — результат i -го измерения.

Поскольку истинное значение измеряемой величины $x_{\text{и}}$ неизвестно, непосредственно случайную абсолютную погрешность вычислить нельзя. При практических расчетах приходится вместо $x_{\text{и}}$ использовать его оценку. Обычно принимают, что истинное значение равно среднему арифметическому значению ряда измерений:

$$\begin{aligned}\bar{x} &= (x_1 + x_2 + \dots + x_n)/n = \\ &= \sum_{i=1}^n x_i/n,\end{aligned}\quad (1.7)$$

где x_i — результаты отдельных измерений; n — число измерений.

Теперь аналогично $\hat{\Delta}_i$ можно определить отклонение результата каждого измерения от среднего значения \bar{x} как

$$v_i = x_i - \bar{x}, \quad (1.8)$$

а затем по формуле

$$\hat{\sigma} = \sqrt{(\sum v_i^2)/(n-1)} \quad (1.9)$$

вычислить оценку $\hat{\sigma}$ значения среднеквадратической погрешности данного ряда измерений. Согласно теории вероятностей при достаточно большом числе измерений, имеющих независимые случайные погрешности, оценка $\hat{\sigma}$ сходится по вероятности к σ . Таким образом,

$$\sigma \approx \hat{\sigma} = \sqrt{\left(\sum_{i=1}^n v_i^2\right)/(n-1)}. \quad (1.10)$$

Ввиду того что среднее арифметическое значение \bar{x} также является случайной величиной, имеет смысл понятие среднеквадратического отклонения среднего арифметического значения \bar{x} . Эту величину обозначим символом $\sigma_{\text{ср}}$. Можно показать, что для независимых погрешностей

$$\sigma_{\text{ср}} = \sigma/\sqrt{n} \approx \hat{\sigma}/\sqrt{n} = \sqrt{\sum_{i=1}^n v_i^2/n(n-1)}. \quad (1.11)$$

Значение $\sigma_{\text{ср}}$ характеризует степень разброса \bar{x} . Как указывалось выше, \bar{x} выступает оценкой истинного значения измеряемой величины, т.е. является конечным результатом выполняемых измерений. Поэтому $\sigma_{\text{ср}}$ называют также средней квадратической погрешностью результата измерений.

На практике значением σ , вычисляемым по (1.10), пользуются в том случае, если необходимо дать характеристику точности применяемого метода измерения: если метод точен, то разброс результатов отдель-

ных измерений мал, т.е. мало значение σ . Значение же $\sigma_{\text{ср}}$, вычисляемое по (1.11), используется для характеристики точности результата измерений некоторой величины, т.е. результата, полученного посредством математической обработки итогов целого ряда отдельных прямых измерений.

Введем важные понятия доверительной вероятности и доверительного интервала. Как указывалось выше, среднее арифметическое значение \bar{x} , полученное в результате некоторого ряда измерений, является оценкой истинного значения $x_{\text{и}}$ и, конечно, как правило, не совпадает с ним, а отличается на значение погрешности. Пусть $P_{\text{д}}$ есть вероятность того, что \bar{x} отличается от $x_{\text{и}}$ не более чем на Δ , т.е.

$$P(-\Delta < x_{\text{и}} - \bar{x} < \Delta) = P_{\text{д}}$$

или

$$P(\bar{x} - \Delta < x_{\text{и}} < \bar{x} + \Delta) = P_{\text{д}}.$$

Вероятность $P_{\text{д}}$ называется *доверительной вероятностью*, а интервал значений измеряемой величины от $\bar{x} - \Delta$ до $\bar{x} + \Delta$ — *доверительным интервалом*.

Приведенные выше неравенства означают, что с вероятностью $P_{\text{д}}$ доверительный интервал от $\bar{x} - \Delta$ до $\bar{x} + \Delta$ включает в себе истинное значение $x_{\text{и}}$. Таким образом, чтобы характеризовать случайную погрешность достаточно полно, надо располагать двумя числами — доверительной вероятностью и соответствующим ей доверительным интервалом. Если закон распределения вероятностей погрешностей известен, то по заданной доверительной вероятности можно определить доверительный интервал. В частности, при достаточно большом числе измерений часто бывает оправданным использование нормального закона, в то время как при небольшом числе измерений ($n < 20$), результаты которых принадлежат нормальному распределению, следует пользоваться распределением Стьюдента. Это распределение имеет плотность вероятностей, практически совпадающую с нормальной при больших n , но значительно отличающуюся от нормальной при малых n .

В табл. 1.2 приведены так называемые квантили распределения Стьюдента $|t(n)|_{P_{\text{д}}}$ для числа измерений $n = 2 \div 30$ и доверительных вероятностей $P_{\text{д}} = 0,8 \div 0,99$. Более полную таблицу можно найти, например, в [2]. Укажем, однако, что обычно таблицы распределения Стьюдента приводятся не для значений n и $P_{\text{д}}$, а для значений $m = n - 1$ и $\alpha = 1 - P_{\text{д}}$, что следует учитывать при пользовании ими. Чтобы определить доверительный интервал, надо для данных n и $P_{\text{д}}$ найти квантиль $|t(n)|_{P_{\text{д}}}$ и вычислить величины

$$x_{\text{н}} = \bar{x} - \sigma_{\text{ср}} |t(n)|_{P_{\text{д}}} \quad \text{и} \quad x_{\text{в}} = \bar{x} + \sigma_{\text{ср}} |t(n)|_{P_{\text{д}}},$$

Таблица 1.2. Квантили распределения Стьюдента

Число измерений n	Доверительная вероятность P_d				
	0,8	0,9	0,95	0,98	0,99
2	3,08	6,31	12,7	31,8	63,7
3	1,89	2,92	4,30	6,96	9,92
4	1,64	2,35	3,18	4,54	5,84
5	1,53	2,13	2,77	3,75	4,60
6	1,48	2,02	2,57	3,36	4,03
7	1,44	1,94	2,45	3,14	3,71
8	1,42	1,90	2,36	3,00	3,50
9	1,40	1,86	2,31	2,90	3,35
10	1,38	1,84	2,26	2,82	3,25
11	1,37	1,81	2,23	2,76	3,17
12	1,36	1,80	2,20	2,72	3,11
13	1,36	1,78	2,18	2,68	3,05
14	1,35	1,77	2,16	2,65	3,01
15	1,34	1,76	2,14	2,62	2,98
17	1,34	1,75	2,12	2,58	2,92
20	1,33	1,73	2,09	2,54	2,87
30	1,31	1,70	2,04	2,47	2,76

которые будут являться верхней и нижней границами доверительного интервала.

Примеры нахождения доверительных интервалов для заданной доверительной вероятности приведены ниже. Там же показана одна из наиболее употребительных форм записи результата измерения в виде

$$a; \Delta = \Delta_n \div \Delta_v; P_d,$$

где a — результат измерения в единицах измеряемой величины; Δ — погрешность измерения; Δ_v и Δ_n — верхняя и нижняя границы погрешности измерения; P_d — доверительная вероятность.

Пример 1. Произведено 17 отсчетов значений измеряемой величины — напряжения (см. ниже). Требуется произвести обработку результатов измерений (предполагая их нормальное распределение). Для этого выбрать доверительную вероятность $P_d = 0,95$. Систематической погрешностью пренебречь.

i	x_i	i	x_i	i	x_i
1	1681	7	1705	13	1682
2	1701	8	1685	14	1690
3	1693	9	1697	15	1687
4	1678	10	1690	16	1680
5	1686	11	1690	17	1692
6	1674	12	1685		

i — номер измерения, x_i — результат измерения.

Обработку результатов измерений будем вести в следующей последовательности.

1. Определим среднее арифметическое значение результатов отдельных измерений по формуле (1.7):

$$\begin{aligned}\bar{x} &= (1681 + 1701 + 1693 + 1678 + 1686 + 1674 + 1705 + 1685 + 1697 + \\ &+ 1690 + 1690 + 1685 + 1682 + 1690 + 1687 + 1680 + 1692)/17 = \\ &= 1688,0 \text{ мВ.}\end{aligned}$$

Значение \bar{x} будем считать оценкой истинного значения измеряемого напряжения U , т.е. $U \simeq \bar{x} = 1688,0$ мВ.

2. Вычислим отклонения результатов отдельных измерений от среднего значения \bar{x} по формуле (1.8):

i	v_i	i	v_i	i	v_i
1	-7	7	17	13	-6
2	13	8	-3	14	2
3	5	9	9	15	-1
4	-10	10	2	16	-8
5	-2	11	2	17	4
6	-14	12	-3		

3. Вычислим оценку $\hat{\sigma}$ значения средней квадратической погрешности ряда измерений по формуле (1.9):

$$\begin{aligned}\hat{\sigma} &= \sqrt{\frac{(-7)^2 + (13)^2 + (5)^2 + (-10)^2 + (-2)^2 + (-14)^2 + \dots \rightarrow}{17 - 1} \dots \rightarrow} \\ &\dots \rightarrow \frac{+ (17)^2 + (-3)^2 + (9)^2 + (2)^2 + (2)^2 + (-3)^2 + \dots \rightarrow}{\dots \rightarrow} \dots \rightarrow \\ &\dots \rightarrow \frac{+ (-6)^2 + (2)^2 + (-1)^2 + (-8)^2 + (4)^2}{\dots \rightarrow} = 8,1 \text{ мВ.}\end{aligned}$$

Согласно (1.10)

$$\sigma \approx \hat{\sigma} = 8,1 \text{ мВ.}$$

Далее по (1.11) определим

$$\sigma_{\text{ср}} = 8,1/\sqrt{17} \approx 2,0 \text{ мВ.}$$

Для вычисления доверительного интервала, соответствующего доверительной вероятности $P_d = 0,95$ и числу измерений $n = 17$, следует воспользоваться табл. 1.2.

Находим значение квантиля:

$$|t(n = 17)|_{P_d = 0,95} = 2,12.$$

Поскольку $\sigma_{cp} = 2$ мВ, то нижняя граница доверительного интервала

$$x_H = \bar{x} - |t(n)|_{P_d} \sigma_{cp} = 1688 - 2,12 \cdot 2,0 =$$

$$= 1688,0 - 4,2 = 1683,8 \approx 1684 \text{ мВ},$$

а верхняя граница

$$x_B = \bar{x} + |t(n)|_{P_d} \sigma_{cp} = 1688,0 + 2,12 \cdot 2,0 =$$

$$= 1688,0 + 4,2 = 1692,2 \approx 1692 \text{ мВ}.$$

Нижняя и верхняя границы погрешности измерения

$$\Delta_H = - |t(n)|_{P_d} \sigma_{cp} \approx -4,0 \text{ мВ}$$

и

$$\Delta_B = + |t(n)|_{P_d} \sigma_{cp} \approx +4,0 \text{ мВ}$$

соответственно.

Результат измерения может быть записан в виде

$$U = 1688 \text{ мВ}; \Delta = \pm 4 \text{ мВ}; P_d = 0,95.$$

Пример 2. Произведено 10 отсчетов значений измеряемой величины — напряжения (см. ниже). Задание то же, что и в примере 1.

i	x_i	i	x_i	i	x_i
1	1681	4	1678	7	1705
2	1701	5	1686	8	1685
3	1693	6	1674	9	1697
				10	1690

Следуя той же последовательности действий, что и в примере 1, получим

$$\bar{x} = 1689,0 \text{ мВ, т.е. } U \simeq \bar{x} = 1689,0 \text{ мВ};$$

$$\hat{\sigma} \approx 10 \text{ мВ, т.е. } \sigma \simeq \hat{\sigma} = 10 \text{ мВ};$$

$$\sigma_{cp} = 3,2 \text{ мВ}.$$

Находим из табл. 1.2 значение $|t(10)|_{P_d} = 0,95 = 2,26$. Следовательно, границы доверительного интервала

$$x_H = 1689,0 - 2,26 \cdot 3,2 = 1681,8 \approx 1682 \text{ мВ};$$

$$x_B = 1689,0 + 2,26 \cdot 3,2 = 1696,2 \approx 1696 \text{ мВ}.$$

Результат измерения записывается в виде

$$U = 1689 \text{ мВ}; \Delta = \pm 7 \text{ мВ}; P_d = 0,95.$$

Сравнение результатов измерения в примерах 1 и 2 показывает, что при уменьшении числа измерений с 17 до 10 происходит увеличение доверительного интервала, соответствующего одной и той же доверительной вероятности $P_d = 0,95$.

Случайные погрешности косвенных измерений. Если величина A является функцией величин X, Y, \dots, Z [$A = f(X, Y, \dots, Z)$] и определяется на основании прямых измерений этих величин, то средняя квадратическая погрешность измерения величины A может быть вычислена по формуле

$$\sigma_A = \sqrt{\left(\frac{\partial f}{\partial X} \sigma_X\right)^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial Y} \sigma_Y\right)^2 + \dots + \left(\frac{\partial f}{\partial Z} \sigma_Z\right)^2}, \quad (1.12)$$

где $\sigma_X, \sigma_Y, \dots, \sigma_Z$ — средние квадратические погрешности измерения величин X, Y, \dots, Z соответственно.

Производные вычисляются в точке (X, Y, \dots, Z) . Формула (1.12) справедлива в том случае, если величины X, Y, \dots, Z независимы (или некоррелированы).

Суммирование погрешностей. При измерениях может быть несколько источников как систематических, так и случайных погрешностей. Поэтому практически важным является вопрос о правилах нахождения суммарной погрешности измерения по известным значениям погрешностей составляющих ее частей. При суммировании составляющих неисключенной систематической погрешности их конкретные реализации можно рассматривать как реализации случайной величины. Если известны границы θ_i составляющих неисключенной систематической погрешности, а распределение этих составляющих в пределах границ равномерно, то граница неисключенной систематической погрешности результата измерения вычисляется по формуле

$$\theta = k \sqrt{\sum_{i=1}^m \theta_i^2},$$

где k — коэффициент, определяемый принятой доверительной вероят-

ностью. При доверительной вероятности 0,95 он принимается равным 1,1 (ГОСТ 8.207-76).

При суммировании случайных погрешностей необходимо учитывать их корреляционные связи. Суммарная средняя квадратическая погрешность при двух составляющих может быть вычислена по формуле

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + 2\rho\sigma_1\sigma_2}, \quad (1.13)$$

где σ_1 и σ_2 — средние квадратические погрешности отдельных составляющих; ρ — коэффициент корреляции.

Поскольку на практике трудно получить удовлетворительную оценку коэффициента ρ , приходится ограничиваться крайними случаями, т.е. считать, что либо $\rho = 0$, либо $\rho = \pm 1$. Тогда приведенная выше формула примет вид

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}, \text{ если } \rho = 0$$

или

$$\sigma_{\Sigma} = |\sigma_1 \pm \sigma_2|, \text{ если } \rho = \pm 1.$$

Таким образом, при отсутствии корреляционной связи средние квадратические погрешности складываются геометрически, а в случае жесткой корреляционной зависимости — алгебраически. Этот вывод справедлив и для случая нескольких источников погрешностей.

Правила нахождения границы погрешности результата измерения при одновременном наличии как неисключенных систематических, так и случайных погрешностей также регламентируются ГОСТ 8.207-76 и заключаются в следующем. Если $\theta/\sigma_{\Sigma} < 0,8$, то неисключенными систематическими погрешностями по сравнению со случайными пренебрегают и принимают, что граница погрешности результата

$$\Delta_{\Sigma} = \Delta = |t(n)|_P \sigma_{\Sigma},$$

где $|t(n)|_P$ — коэффициент Стьюдента, определяемый по табл. 1.2.

Если $\theta/\sigma_{\Sigma} > 8$, то, наоборот, пренебрегают случайной погрешностью по сравнению с систематической и считают, что граница погрешности результата $\Delta_{\Sigma} = \theta$.

В случае, если эти неравенства не выполняются, следует найти композицию распределений случайных и неисключенных систематических погрешностей, рассматриваемых как случайные величины, вычислить значение среднего квадратического отклонения и затем границы суммарной погрешности результата измерения. Допускается также определение границы погрешности результата измерения при помощи приведенных в ГОСТ 8.207-76 эмпирических формул.

Исключение грубых погрешностей. Выделение грубых погрешностей (промахов) не простая задача, она требует достаточно глубокого понимания особенностей поведения измеряемой величины. Наиболее часто для обнаружения промаха используют так называемый *критерий Райта*. Согласно этому критерию, если случайное отклонение какого-либо измерения от среднего арифметического значения превышает 3σ , то есть основание считать, что данное измерение содержит промах. Критерий Райта в таком виде целесообразно применять при не очень большом числе измерений ($\sigma \leq n \leq 20$). Если же число измерений $20 < n \leq 100$, то рекомендуется вместо значения 3σ использовать значение 4σ .

Более обоснованная, хотя и более громоздкая процедура исключения грубых погрешностей базируется на одном из разделов математической статистики – статистической проверке гипотез. В связи с тем что не предполагается знания читателем соответствующего материала, авторы вынуждены отослать интересующихся к одному из курсов, посвященных специально вопросу обработки экспериментальных результатов [28].

Необходимое число измерений. Вопрос о том, сколько измерений требуется произвести для того, чтобы погрешность не превышала допустимое значение, весьма важен, так как от его решения зависит весь последующий ход эксперимента.

Надо четко понимать, что увеличением числа измерений можно уменьшить только случайную составляющую погрешности (уменьшить средние квадратические погрешности σ и $\sigma_{\text{ср}}$, которые согласно формулам (1.10) и (1.11) зависят от числа измерений n). В то же время систематическая погрешность не уменьшается при увеличении n . Поэтому если остаточная систематическая погрешность является преобладающей, то увеличение числа измерений мало что дает. Чаще всего в этом случае ограничиваются одним измерением. Так, например, при измерении напряжения сети неточным переносным стрелочным прибором нет никакого смысла прибегать к многократным измерениям и статистической обработке результатов измерения. Поскольку систематические погрешности заведомо превышают случайные, то достаточно провести всего одно измерение. При более точных измерениях на первый план могут выступить случайные погрешности. Тогда проведение многократных измерений является оправданным. Число измерений нужно выбрать таким, чтобы средняя квадратическая случайная погрешность $\sigma_{\text{ср}}$ не превышала максимального допустимого значения $\sigma_{\text{ср, доп}}$. Ясно, однако, что уменьшение $\sigma_{\text{ср}}$ за счет многократных измерений следует добиваться только до тех пор, пока вклад случайных погрешностей в общую погрешность измерения не будет сравним со вкладом остаточных систематических погрешностей.

1.6. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Входной величиной измерительного прибора является его измеряемая величина. Наибольшее и наименьшее значения измеряемой величины, для которых нормированы погрешности, называются *пределами измерения*. Область значений, заключенная между верхним и нижним пределами измерения, называется *диапазоном измерений*. От диапазона измерений следует отличать *диапазон показаний*, который охватывает область значений шкалы, ограниченную конечным и начальным значениями шкалы. Таким образом, диапазон измерений, охватывающий часть шкалы, в пределах которой измерения могут быть проведены с нормируемой погрешностью, более узок, чем диапазон показаний, охватывающий всю шкалу.

Выходной величиной измерительного прибора является изменение состояния отсчетного устройства, например положения стрелки стрелочного прибора.

Функция (уравнение) преобразования — функциональная зависимость между выходной величиной y и входной величиной x . Как и любая функция, функция преобразования может задаваться аналитически (уравнением), таблично или графически. В аналитическую функцию преобразования обычно входят конструктивные параметры прибора или преобразователя и поэтому она используется при расчете и проектировании. Функция преобразования реального преобразователя определяется экспериментально. В ходе опыта определяется зависимость выходной величины от входной. Для упрощения анализа полученной функции по табличным данным строится график.

Обычно желательно, чтобы функция преобразования была линейной.

Чувствительность — это отношение изменения выходной величины измерительного прибора или измерительного преобразователя к вызвавшему ее изменению входной величины. Чувствительность определяется выражением

$$S = dy/dx \quad (1.14)$$

и может быть определена при любом способе задания функции преобразования.

В важном частном случае, когда выходная величина изменяется пропорционально входной, $S = y/x$, где y — значение выходной величины, соответствующее входной величине x . При нелинейной функции преобразования чувствительность зависит от значения входной величины.

Для прибора или преобразователя может определяться абсолютная, относительная и приведенная погрешности.

Абсолютная погрешность прибора в данной точке диапазона измерения равна

$$\Delta = x_{\text{п}} - x, \quad (1.15)$$

где x_{Π} — показание прибора; x — истинное значение измеряемой величины. Однако в связи с тем, что истинное значение неизвестно, на практике вместо него используется действительное значение x_d . В качестве x_d принимают показания более точного, образцового прибора.

Абсолютная погрешность прибора выражается в тех же единицах, что и измеряемая величина.

Относительная погрешность прибора равна отношению абсолютной погрешности к истинному значению измеряемой величины и обычно выражается в процентах:

$$\delta = (\Delta/x) \cdot 100 = [(x_{\Pi} - x)/x] \cdot 100. \quad (1.16)$$

Приведенная погрешность прибора γ также выражается в процентах и равна отношению абсолютной погрешности к нормирующему значению x_N , которое принимается равным верхнему пределу измерений (если нулевая отметка находится на краю или вне шкалы) или диапазону измерения (если нулевая отметка находится внутри диапазона измерений), %:

$$\gamma = (\Delta/x_N) \cdot 100 = [(x_{\Pi} - x)/x_N] \cdot 100. \quad (1.17)$$

Значения абсолютной, относительной и приведенной погрешностей используются для нормирования погрешности приборов.

Абсолютную погрешность измерительного преобразователя невозможно определить по выражению (1.15), поскольку входная и выходная величины могут иметь различную физическую природу, а также вследствие того что часто отсутствует образцовый измерительный преобразователь, по которому можно было бы проверить рабочий преобразователь. Различают номинальную функцию преобразования измерительного преобразователя $y_{\text{ном}} = f_{\text{ном}}(x)$, которую он должен иметь согласно государственным стандартам, техническим условиям или другим нормативным документам, и реальную $y = f(x)$, которую он имеет в действительности. Разность значений действительной и номинальной функций преобразования при одном и том же значении входной величины определяет абсолютную погрешность преобразователя по выходу:

$$\Delta y = y - y_{\text{ном}}. \quad (1.18)$$

Погрешность создается преобразователем. Однако часто бывает полезно знать значение входного сигнала, соответствующего погрешности преобразователя. Абсолютным значением погрешности преобразователя по входу называется разность

$$\Delta x = x_{\text{ном}} - x, \quad (1.19)$$

где x — истинное значение входной величины; $x_{\text{ном}}$ — значение входной

величины, определяемое по номинальной функции преобразования $y_{\text{ном}} = f_{\text{ном}}(x)$, при значении выходной величины $y_{\text{ном}}$, соответствующей истинному значению x .

Относительные погрешности по выходу и входу определяются соответственно равенствами

$$\delta_y = \Delta y / y \quad (1.20)$$

и

$$\delta_x = \Delta x / x. \quad (1.21)$$

Приведенные погрешности по выходу и входу

$$\gamma_y = \Delta y / (y_{\text{max}} - y_{\text{min}}) \quad (1.22)$$

и

$$\gamma_x = \Delta x / (x_{\text{max}} - x_{\text{min}}), \quad (1.23)$$

где x_{max} и y_{max} — максимальные значения входной и выходной величин, а x_{min} и y_{min} — их минимальные значения.

Очевидно, при пропорциональной* функции преобразования $y = Sx$ значения относительных погрешностей так же как и приведенных погрешностей по входу и выходу совпадают.

В технике часто используются преобразователи с линейной функцией преобразования

$$y = Sx + y_0, \quad (1.24)$$

где S — чувствительность преобразователя; y_0 — значение выходной величины при нулевом значении входной.

Отклонение такой функции преобразования от номинальной может быть вызвано отклонением y_0 и отклонением чувствительности S . Погрешность, обусловленная неноминальным значением выходной величины при нулевом значении входной y_0 , называется *аддитивной*. Погрешность, обусловленная неноминальным значением чувствительности S , называется *мультипликативной*.

Аддитивная погрешность не зависит от входной величины. При изменении y_0 вследствие каких-либо причин график функции преобра-

* Хотя понятие пропорциональной функции преобразования в литературе обычно не выделяется, а входит в понятие линейной функции преобразования, на наш взгляд, такое выделение весьма полезно, поскольку свойства и характеристики преобразователя с пропорциональной функцией преобразования $y = Sx$ отличаются от свойств преобразователя, имеющего полную линейную функцию преобразования $y = y_0 + Sx$.

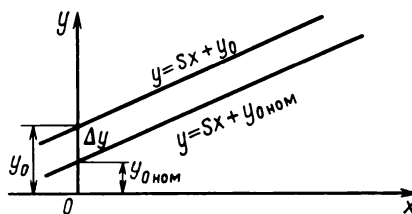


Рис. 1.2

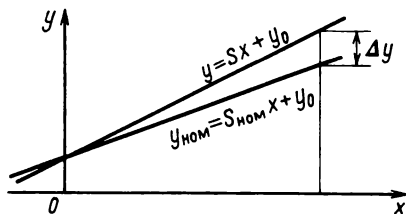


Рис. 1.3

зования перемещается параллельно самому себе (рис. 1.2). Значение этой погрешности

$$\Delta y = \Delta y_0 = y_0 - y_{0 \text{ ном}}, \quad (1.25)$$

где $y_{0 \text{ ном}}$ — номинальное значение y_0 .

При мультипликативной погрешности наклон прямой, графически отображающий функцию преобразования, отличается от наклона при номинальной функции преобразования (рис. 1.3). При этом абсолютная погрешность $\Delta y = y - y_{\text{ном}}$ зависит от входной величины x .

Действительно, пусть чувствительность изменилась на ΔS и стала равной $S = S_{\text{ном}} + \Delta S$, где $S_{\text{ном}}$ — номинальное ее значение. В этом случае абсолютная погрешность преобразователя

$$\Delta y = [(S_{\text{ном}} + \Delta S)x + y_0] - [S_{\text{ном}}x + y_0] = \Delta Sx, \quad (1.26)$$

т.е. абсолютная мультипликативная погрешность пропорциональна входной величине x .

Рассмотрим относительную мультипликативную погрешность при пропорциональной функции преобразования $y = S_{\text{ном}}x$:

$$\delta y = \Delta y / y = \Delta Sx / S_{\text{ном}}x = \Delta S / S_{\text{ном}}. \quad (1.27)$$

Относительная мультипликативная погрешность равна относительному изменению чувствительности.

Погрешность измерительных средств зависит от условий проведения измерений. При этом различают основную и дополнительные погрешности. *Основной* погрешностью называется погрешность, существующая при так называемых нормальных условиях, которые указаны в нормативных документах, регламентирующих правила испытания и эксплуатации данного средства измерения. Например, под нормальными условиями могут пониматься: температура окружающей среды $(+20 \pm 2)^\circ \text{C}$; положение прибора горизонтальное с отклонением от горизонтального, не превышающем $\pm 2^\circ$; относительная влажность $(65 \pm 15)\%$; практическое отсутствие магнитных и электрических полей; частота питающей сети $(50 \pm 1) \text{ Гц}$ и т.д.

Дополнительная погрешность возникает при отклонении условий испытания и эксплуатации средства измерения от нормальных. Она нормируется значением погрешности, вызванной отклонением одной из влияющих величин от ее нормального значения или выходом ее за пределы нормальной области значений. Например, приведенная погрешность прибора при нормальных условиях, т.е. в диапазоне температур $(+20 \pm 2)^\circ\text{C}$, не превышает 1%. Если температура лежит вне указанного диапазона, то погрешность может быть больше указанной. Например, приведенная дополнительная погрешность при изменении температуры на 10°C не должна превышать 1%.

Нормирование погрешности средств измерения производится по максимально допускаемым значениям основной и дополнительной погрешностей (ГОСТ 8.401-80). Погрешность средств измерения не должна превышать одного из перечисленных ниже пределов.

а) Если погрешность имеет аддитивный характер, то предел допускаемой абсолютной погрешности не должен превышать

$$\Delta_{\max} = a. \quad (1.28)$$

б) Если погрешность имеет как аддитивную, так и мультипликативную составляющую, то предел допускаемой абсолютной погрешности не должен превышать

$$\Delta_{\max} = (a + bx). \quad (1.29)$$

в) Если погрешность имеет мультипликативный характер, то предел допускаемой относительной погрешности не должен превышать

$$\delta_{\max} = \Delta_{\max}/x = c. \quad (1.30)$$

г) Если погрешность имеет как аддитивную, так и мультипликативную составляющие, то предел допускаемой относительной погрешности (в процентах) не должен превышать

$$\delta_{\max} = \Delta_{\max}/x = \pm[c + d(x_{\text{к}}/x - 1)], \quad (1.31)$$

где a , b , c и d — постоянные; $x_{\text{к}}$ — конечное значение диапазона измерения. Из (1.31) следует, что при $x = 0$ предел абсолютной погрешности

$$\Delta_{\max}(0) = \pm dx_{\text{к}}, \quad (1.32)$$

а при $x = x_{\text{к}}$

$$\Delta_{\max}(x_{\text{к}}) = \pm cx_{\text{к}}. \quad (1.33)$$

д) Приведенная погрешность не должна превышать значения

$$(\delta_{\text{пр}})_{\max} = \pm c. \quad (1.34)$$

При нормировании погрешности средства измерения постоянные a , b , c , d выбираются из следующего ряда чисел:

$$1 \cdot 10^n; 1,5 \cdot 10^n; 2 \cdot 10^n; 2,5 \cdot 10^n; 4 \cdot 10^n; 5 \cdot 10^n; 6 \cdot 10^n,$$

где $n = 1; 0; -1; -2$ и т.д.

Средствам измерения присваивается *класс точности*. Это обобщенная метрологическая характеристика, определяемая пределами допускаемых основной и дополнительных погрешностей, значения которых устанавливаются в стандартах на отдельные виды средств измерения. Класс точности обозначается числом, соответствующим нормированной основной погрешности средства измерения. Для случая (г) класс точности обозначается в виде дроби c/d , например: 0,1/0,05.

Класс точности стрелочных и самопишущих приборов, как правило, обозначается одним числом, равным максимально допускаемому значению основной приведенной погрешности c , тогда как класс точности цифровых приборов, мостов и компенсаторов указывается в виде дроби c/d .

Конкретные ряды классов точности устанавливаются в стандартах на отдельные виды средств измерения.

Отдельными характеристиками погрешности являются вариации показаний прибора и порог чувствительности. *Вариация показаний* прибора — это наибольшая разность его показаний при одном и том же значении измеряемой величины. Основной ее причиной является трение в опорах подвижной части прибора. Вариацию определяют, сравнивая показания прибора, считанные один раз после установки требуемого значения измеряемой величины подходом снизу (со стороны меньших значений), а другой раз — подходом сверху (со стороны больших значений).

Порог чувствительности — это изменение измеряемой величины, вызывающее наименьшее изменение показаний, различимое при нормальном для данного прибора способе отсчета.

Собственное потребление мощности прибором из цепи, в которой производится измерение, является важной характеристикой прибора. Оно приводит к изменению электрических параметров этой цепи и отрицательно влияет на точность измерения. Особенно сильно это проявляется при измерениях в маломощных цепях. В зависимости от устройства, конструкции и назначения прибора потребляемая им мощность может колебаться от 10^{-12} Вт до нескольких ватт.

Динамические характеристики. Описанные выше характеристики являются статическими, т.е. не зависящими от времени. Они, строго говоря, имеют смысл только в том случае, если параметры измерительного прибора (или другого средства измерения) и значение измеряемой величины остаются постоянными, а время измерения не ограничено. На практике, однако, эти условия часто не соблюдаются: измеряемая величина меняется по времени, измерение обычно нужно проводить за воз-

можно более короткое время, параметры измерительного прибора только приближенно можно считать неизменными. Одновременный учет всех этих особенностей процесса измерения затруднителен. Имеется, однако, много случаев, когда о законе изменения входной величины за время измерения могут быть высказаны достаточно обоснованные предположения и когда средство измерения является линейной системой, т.е. может быть characterized линейным дифференциальным уравнением с постоянными коэффициентами:

$$a_0 d^n y/dt^n + a_1 d^{n-1} y/dt^{n-1} + \dots + a_n y = x(t), \quad (1.35)$$

где a_0, a_1, \dots, a_n — постоянные коэффициенты.

Нередко можно считать, что до момента времени $t = 0$ входная величина была постоянной и начала изменяться лишь при $t = 0$. Если при этом отсчитывать значения входной величины от значения, которое она имела до $t = 0$, то получим нулевые начальные условия. Такое рассмотрение упрощает определение реакции звена $y(t)$ на изменение входной величины. При нулевых начальных условиях уравнение (1.35) в операторной форме имеет вид

$$(a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_n) y(p) = x(p), \quad (1.36)$$

где $p = d/dt$ — оператор.

Передаточной функцией преобразователя называется отношение изображений по Лапласу выходной величины к входной:

$$K(p) = y(p)/x(p). \quad (1.37)$$

Зная передаточную функцию преобразователя, можно определить его реакцию $y(t)$ на заданное изменение измеряемой величины $x(t)$ и определить *динамическую погрешность*

$$\Delta y(t) = y(t) - y_{ст}, \quad (1.38)$$

где $y(t)$ — значение выходной величины измерительного средства в момент времени t ; $y_{ст}$ — значение выходной величины, заданное его статической функцией преобразования.

При анализе динамических характеристик используются следующие типовые входные воздействия.

1. Единичная функция. При таком воздействии входная величина равна 0 при $t < 0$ и единице при $t \geq 0$. При единичной функции переходной процесс преобразователя определяется соотношением

$$h(t) = L^{-1} [K(p)/p], \quad (1.39)$$

где L^{-1} — символ обратного преобразования Лапласа.

2. Гармоническая функция. При гармоническом изменении входной величины $x(t) = \text{Im}(X_m e^{-j\omega t})$, где X_m — амплитуда ее изменения; ω — ее круговая частота, выходная величина изменяется также гармонически: $y(t) = \text{Im}(Y_m e^{-j\omega t - \varphi(\omega)})$, где Y_m — амплитуда выходной величины. Отношение реакции преобразователя ко входному воздействию определяет частотную передаточную функцию (комплексную чувствительность)

$$\underline{K}(j\omega) = \underline{Y}(j\omega) / \underline{X}(j\omega) = A(\omega) e^{j\varphi(\omega)}, \quad (1.40)$$

где $A(\omega)$ — модуль частотной передаточной функции; $\varphi(\omega)$ — сдвиг фаз между входной и выходной величинами.

Связь между частотной передаточной функцией и передаточной функцией выражается соотношением

$$\underline{K}(j\omega) = \underline{K}(p) \text{ при } p = j\omega. \quad (1.41)$$

Зависимость модуля частотной передаточной функции от частоты $A(\omega)$ определяет амплитудно-частотную характеристику преобразователя; зависимость ее аргумента от частоты $\varphi(\omega)$ определяет фазо-частотную характеристику.

К важным динамическим характеристикам приборов относится *время установления показаний* — промежуток времени, прошедший с момента подключения или изменения измеряемой величины до момента, когда отклонение указателя от установившегося значения не превышает 1,5% длины шкалы. Для многих приборов это время не превышает 4 с. Временем установления показаний характеризуются показывающие приборы, имеющие указатель и шкалу. Для цифровых приборов указывается время измерения, отсчитываемое от начала измерения или изменения измеряемой величины, до получения результата на отсчетном устройстве с нормированной погрешностью.

Обычно стремятся иметь приборы, обеспечивающие малые времена установления показаний (в случае цифровых приборов — малые времена измерения).

Надежность прибора — способность сохранять заданные характеристики при определенных условиях в течение заданного времени. Выход значения параметров и характеристик прибора за пределы нормы считается отказом. Отказ измерительного прибора может наступить, если его действительная погрешность станет больше ее нормирующего значения, определяемого классом точности.

Количественным показателем надежности является *наработка на отказ* — среднее время безотказной работы прибора. Нарботка на отказ является статистической величиной. Она устанавливается для данной серии приборов на основании выборочных испытаний небольшой их партии, входящих в эту серию.

Согласно ГОСТ 22261—82 приборы характеризуются также их механической и электрической прочностью, сопротивлением изоляции и некоторыми другими параметрами.

1.7. ЭТАЛОНЫ, ОБРАЗЦОВЫЕ И РАБОЧИЕ МЕРЫ

Эталоны. Средство измерений (или комплекс средств измерений), обеспечивающее воспроизведение и (или) хранение единицы величины с целью передачи ее размера другим средствам измерений и официально утвержденное в установленном порядке, называется эталоном единицы физической величины. Эталоны, воспроизводящие одну и ту же величину, подразделяются на следующие: первичный эталон, обеспечивающий наивысшую точность воспроизведения единицы; вторичный эталон, установленный на основании произведенных с метрологической точностью сличений с первичным эталоном; рабочий эталон, применяемый для передачи размера единицы образцовым средствам измерения высшей точности.

Образцовые и рабочие меры. *Образцовыми* называются меры, служащие для поверки по ним других средств измерений и утвержденные в качестве образцовых.

Рабочие меры предназначены для целей измерения во всех областях народного хозяйства.

При измерении электрических величин используют образцовые и рабочие меры ЭДС, сопротивления, индуктивности, взаимной индуктивности, емкости.

В настоящее время *мерами ЭДС* служат нормальные элементы (НЭ), которые представляют собой стабильные гальванические элементы с точно известными значениями ЭДС. НЭ подразделяются на два типа — насыщенные и ненасыщенные, в зависимости от того, насыщенный или ненасыщенный водный раствор сернокислого кадмия используется в них в качестве электролита. Насыщенные НЭ стабильнее ненасыщенных. Согласно ГОСТ 1954-82 они могут иметь один из следующих классов точности: 0,0002 (с 1986 г.); 0,0005; 0,001; 0,002; 0,005; эти значения соответствуют наибольшим допускаемым изменениям ЭДС за 1 год на 5, 10, 20 и 50 мкВ. Наибольший ток, который можно пропускать через насыщенный НЭ, определяется временным режимом работы и зависит от класса точности элемента. Согласно ГОСТ 1954-82 наибольший допустимый ток лежит в диапазоне от 0,002 до 1 мкА. Значения ЭДС при 20 °С заключены между 1,018540 и 1,018730 В. Если температура отличается от 20 °С, то изменение ЭДС следует учитывать, используя известную зависимость ЭДС от температуры. Эта зависимость для насыщенного НЭ выражается формулой

$$E_t = E_{20} - 40,6 \cdot 10^{-6} (t - 20) - 0,95 \cdot 10^{-6} (t - 20)^2 + \\ + 0,01 \cdot 10^{-6} (t - 20)^3,$$

где E — ЭДС, В, при температуре t , °С; E_{20} — ЭДС, В, при температуре 20 °С, указанная в паспорте нормального элемента.

Внутреннее сопротивление насыщенных НЭ составляет 500–2000 Ом.

Ненасыщенные НЭ выпускаются с классами точности 0,002; 0,005; 0,01 и 0,02. Это соответствует допустимым изменениям ЭДС на 20, 50, 100 и 200 мкВ в год. Их ЭДС лежит в диапазоне 1,018800–1,019600 В и незначительно зависит от температуры (не более 0,0002% на 1 К). Внутреннее сопротивление — 300–600 Ом. При работе с НЭ следует оберегать их от тряски, опрокидывания, перегрева и воздействия сильного света.

Мерами сопротивления являются катушки сопротивления. Для их изготовления используются ленты или проволока из манганина, который имеет большое удельное сопротивление, малый температурный коэффициент и малую термоЭДС в паре с медью, а также хорошо противостоит окислению. Номинальные значения сопротивления катушек должны выбираться из ряда 10^n Ом, где $n = -5, -4, \dots, +15, +16$. Согласно ГОСТ 23737-79 катушки сопротивления имеют один из следующих классов точности: 0,0005; 0,001; 0,002; 0,005; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1 и 0,2.

При работе в цепях переменного тока может существенную (и неблагоприятную) роль играть реактивность катушки, обусловленная ее индуктивностью L_0 и собственной емкостью C_0 . При этом полное сопротивление катушки приближенно дается формулой

$$Z = R + j\omega(L_0 - R^2 C_0).$$

Отношение

$$\tau = (L_0 - R^2 C_0)/R$$

характеризует степень реактивности катушки.

Величина τ называется *постоянной времени*. Ее значение обычно лежит в пределах $10^{-8} - 10^{-5}$ с. Чтобы уменьшить τ , применяют специальные виды намотки. Так, например, катушка наматывается бифилярно на плоскую диэлектрическую пластину.

В лабораторных условиях в качестве мер сопротивления используются также штепсельные и рычажные магазины сопротивлений. В их паспортах указываются допустимые значения мощности и тока, а также частотный диапазон.

Мерами индуктивности служат катушки и магазины индуктивности. Катушки выполняются из тонкой медной изолированной проволоки, намотанной на пластмассовый или фарфоровый каркас. Они имеют следующие номинальные значения индуктивности: 0,0001; 0,001; 0,01; 0,1; 1 Гн и классы точности 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,5; 1. Магазины индуктивности состоят из набора катушек индуктивности, образующих декады. Катушки взаимной индуктивности имеют две изолированные

обмотки с коэффициентом взаимной индуктивности 1 или 10 мГн. Меры индуктивности и взаимной индуктивности предназначены для работы в цепях переменного тока различных частот (до 10 000 Гц). Требования к мерам индуктивности указаны в ГОСТ 21175-75.

Меры емкости выполняются в виде воздушных или слюдяных конденсаторов, а также магазинов емкостей. Номинальные значения емкостей воздушных конденсаторов лежат в пределах от 50 до 4000 пФ, слюдяные конденсаторы имеют большие значения емкостей (до 1 мкФ). Тангенс угла потерь мер емкости составляет $10^{-3} - 10^{-4}$. Согласно ГОСТ 6746-75 для мер емкости установлены следующие классы точности: 0,005; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1.

Глава вторая

ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРИБОРАХ

Аналоговыми измерительными приборами называются приборы, показания которых являются непрерывной функцией изменений измеряемой величины. Важным классом аналоговых приборов являются электромеханические показывающие приборы прямого действия. Они просты, надежны, удобны в эксплуатации. Их разнообразие и точностные характеристики удовлетворяют требованиям широкого круга технических измерений.

Структурная схема. Аналоговые электромеханические приборы строятся по структурной схеме, представленной на рис. 2.1. Они состоят из измерительной цепи, измерительного механизма и отсчетного устройства. Измерительная цепь осуществляет количественное или качественное преобразование измеряемой электрической величины X в электрическую X' , удобную для измерения. Измерительный механизм преобразует электрическую величину X' в механическое перемещение (угловое или линейное) a , значение которого отсчитывается по шкале отсчетного устройства, обычно проградуированной в единицах измеряемой величины.

Измерительная цепь содержит резисторы и другие элементы, необходимые для требуемого преобразования измеряемой величины.

Измерительный механизм состоит из подвижной и неподвижной частей. В зависимости от принципа преобразования электромагнитной энергии в энергию движения подвижной части механизма различают магнитоэлектрические, электромагнитные, электродинамические, элект-



Рис. 2.1

ростатические и индукционные приборы. Кроме того, имеются выпрямительные, термоэлектрические и электронные приборы, которые используют магнитоэлектрические механизмы с соответствующими преобразователями рода тока.

Отсчетное устройство состоит из указателя (стрелочного или светового), связанного с подвижной частью прибора, и неподвижной шкалы, представляющей собой совокупность отметок, нанесенных на лицевой стороне (циферблате) прибора. Расстояние между двумя соседними отметками называется длиной деления или просто *делением шкалы*. *Цена деления*, называемая также *постоянной прибора*, соответствует изменению измеряемой величины, вызывающему перемещение указателя на одно деление.

Общие узлы и детали. Электромеханические приборы всех систем имеют общие узлы и детали. К ним, в частности, относятся корпус, циферблат, указатель, детали для установки подвижной части, успокоитель, устройство для создания противодействующего момента, корректор.

Корпус защищает измерительный механизм от механических воздействий и от попадания пыли и влаги. Он может быть изготовлен из металла, пластмассы или дерева. Металлический корпус экранирует измерительный механизм от электрических и магнитных полей.

На циферблате обычно кроме шкалы имеется ряд обозначений, при помощи которых указываются единица измеряемой величины, класс точности, символ, соответствующий принципу действия прибора, рабочее положение, испытательное напряжение изоляции, год выпуска, заводской номер и др. Некоторые из этих обозначений приведены в приложении 1.

Указатели бывают механическими и световыми. Механические указатели представляют собой легкие стрелки, изготовленные из стекла или алюминия. В световых указателях роль стрелки играет световой луч, отражающийся от легкого зеркальца, укрепленного на подвижной части измерительного механизма, и падающий затем на шкалу.

Детали для установки подвижной части должны обеспечивать свободное вращение последней. Используются три способа установки: на кернах, на растяжках, на подвесе.

При установке на кернах ось, вокруг которой вращается подвижная часть, имеет два стальных острия — керны, которыми она опирается на агатовые или корундовые подпятники. Недостатком такой установки является наличие трения в опорах, т.е. между кернами и подпятниками.

При установке на растяжках подвижная часть подвешивается между двумя растянутыми ленточками из бронзового сплава. Такой способ крепления свободен от трения в опорах.

При установке на подвесе подвижная часть подвешивается на металлической или кварцевой нити. Такой способ крепления применяется в особо чувствительных приборах.

Противодействующий момент может быть создан упругими силами или теми же электромагнитными силами, что и вращающий. В последнем случае прибор называется *логометром*.

Устройство для создания упругого противодействующего момента при установке на опорах представляет собой спиральную пружину, внешний конец которой прикреплен к неподвижной части, а внутренний — к оси подвижной части измерительного механизма. Противодействующий момент $M_{пр}$ возникает из-за закручивания пружины при вращении подвижной части. В других случаях $M_{пр}$ появляется из-за упругости растяжек или подвеса. Если бы противодействующего момента не было, вращающий момент $M_{вр}$, созданный электромагнитными силами при подаче измеряемой величины на вход прибора, нечем было бы уравновесить и стрелка двигалась бы до упора. При наличии пружины стрелка останавливается в положении, при котором вращающий момент уравновешивается противодействующим.

Успокоитель предназначен для того, чтобы в процессе достижения установившегося положения стрелка не испытывала слишком долгих колебаний. Применяются воздушные, жидкостные и магнитоиндукционные успокоители. В воздушных успокоение достигается торможением алюминиевого крылышка или поршенька, жестко связанного с подвижной частью внутри особой воздушной камеры.

Жесткостное успокоение использует эффект трения между различными слоями вязкой жидкости при движении в ней подвижной системы или ее части.

В магнитоиндукционных успокоителях торможение осуществляется взаимодействием магнитных полей магнита и токов, индуцированных в проводящих частях подвижной системы при их движении в поле этого магнита.

Успокоители каждого вида имеют свои достоинства и недостатки. Так, воздушный и жидкостный успокоители не создают электрических или магнитных полей, влияющих на показания приборов, но относительно сложны в изготовлении и настройке, тогда как магнитоиндукционные просты и допускают легкую регулировку, но могут применяться только тогда, когда порождаемые ими поля не сказываются на результатах измерений.

Корректор предназначен для установки стрелки в нулевое положение, из которого по разным причинам она может оказаться смещенной при невключенном приборе.

Уравнение преобразования измерительного механизма электромеханического прибора. Положение подвижной части прибора относительно неподвижной в установившемся режиме можно определить из условия равенства вращающего и противодействующего моментов, действующих на подвижную часть:

$$M_{\text{вр}} = M_{\text{пр}}. \quad (2.1)$$

Согласно законам механики выражение для вращающего момента имеет вид

$$M_{\text{вр}} = d\mathcal{W}/d\alpha, \quad (2.2)$$

где α — угол поворота подвижной части; \mathcal{W} — электрокинетическая энергия, т.е. запас энергии электромагнитного поля в измерительном механизме.

Значение вращающего момента зависит как от измеряемой величины X , так и от параметров измерительного механизма λ , т.е.

$$M_{\text{вр}} = \varphi(X, \lambda). \quad (2.3)$$

Противодействующий момент, создаваемый упругим элементом, описывается выражением

$$M_{\text{пр}} = W\alpha, \quad (2.4)$$

где W — удельный противодействующий момент, характеризующий упругость упругого элемента.

Таким образом, при равновесии имеет место равенство

$$\varphi(X, \lambda) = W\alpha, \quad (2.5)$$

или

$$\alpha = M_{\text{вр}}/W = \varphi(X, \lambda)/W. \quad (2.6)$$

Уравнение (2.6) называется *уравнением преобразования* механизма прибора, оно связывает показания прибора со значением измеряемой величины и характеризует свойства измерительного прибора в целом. Здесь и далее для простоты не проводится различия между углом α и показанием прибора, хотя в действительности отсчетное устройство преобразует угол α в пропорциональное ему линейное перемещение.

2.2. МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ

Принцип действия. В приборах магнитоэлектрической системы используется взаимодействие поля постоянного магнита с катушкой (рамкой), по которой протекает ток. Конструктивно измерительный механизм может быть выполнен либо с подвижным магнитом, либо с подвижной катушкой. На рис. 2.2 показана конструкция прибора с

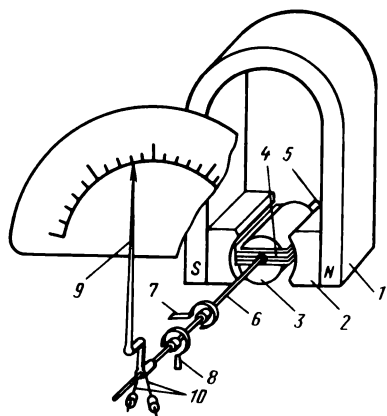


Рис. 2.2

подвижной катушкой. Постоянный магнит 1, магнитопровод с полюсными наконечниками 2 и неподвижный сердечник 3 составляют магнитную систему механизма. В зазоре между полюсными наконечниками и сердечником создается сильное равномерное радиальное магнитное поле, в котором находится подвижная прямоугольная катушка (рамка) 4, намотанная медным или алюминиевым проводом на алюминиевом каркасе (или же без каркаса). Катушка закреплена между полюсами 5 и 6. Спиральные пружины 7 и 8 предназначены для создания противо-

действующего момента. Одновременно они используются для подачи измеряемого тока от выходных зажимов в рамку. Рамка жестко соединена со стрелкой 9. Для балансировки подвижной части имеются передвижные грузики на усиках 10.

Уравнение преобразования можно получить, если подставить в формулу (2.6) выражение для вращающего момента $M_{вп}$, действующего на подвижную часть магнитоэлектрического механизма. $M_{вп}$ определяется изменением энергии магнитного поля системы, состоящей из постоянного магнита и рамки с током I , при вращении подвижной части:

$$M_{вп} = d\mathcal{W}/d\alpha, \quad (2.7)$$

причем

$$\mathcal{W} = \Psi I = BwSaI,$$

где Ψ — потокосцепление магнитного поля постоянного магнита с рамкой, по которой течет ток I ; B — магнитная индукция в воздушном зазоре; w — число витков рамки; S — ее площадь; угол поворота рамки α отсчитывается от плоскости, проходящей через центральные образующие наконечников постоянного магнита. Поскольку радиальное поле не зависит от угла α , имеем

$$M_{вп} = (d\Psi/d\alpha)I = BwSI. \quad (2.8)$$

Из (2.6) и (2.8) следует

$$\alpha = (BwS/W)I = S_f I. \quad (2.9)$$

Согласно (2.9) угол отклонения подвижной части пропорционален току, протекающему по рамке. Коэффициент пропорциональности

$$S_I = BwS/W \quad (2.10)$$

называется *чувствительностью магнитоэлектрического механизма к току*.

Чувствительность S_I является постоянной величиной, зависящей только от конструктивных параметров механизма, а не от значения измеряемого тока I , поэтому шкала магнитоэлектрического прибора равномерна. Изменение направления тока ведет к изменению направления угла отклонения рамки.

Из группы аналоговых приборов магнитоэлектрические приборы относятся к числу наиболее чувствительных и точных. Изменения температуры окружающей среды и внешние магнитные поля мало влияют на их работу. Равномерный характер шкалы и малое потребление энергии также являются достоинствами этих приборов. Вследствие инерционности магнитоэлектрические приборы реагируют только на постоянную составляющую тока. Для измерений в цепях переменного тока требуется предварительное преобразование переменного тока в постоянный.

Амперметры. Магнитоэлектрический механизм, включенный непосредственно в измерительную цепь, позволяет измерять малые постоянные токи, не превышающие 20–50 мА. Превышение указанных значений может повести к повреждениям провода рамки и спиральной пружины. Таким образом, сам магнитоэлектрический механизм может выступать только в роли микроамперметра или миллиамперметра. Для того чтобы измерять большие токи, используют измерительные цепи, включающие в себя *шунты*, представляющие собой манганиновые резисторы, сопротивление которых мало зависит от температуры. Обычно оно во много раз меньше сопротивления рамки $R_{\text{и}}$ магнитоэлектрического измерительного механизма. Поэтому при включении шунта параллельно прибору (рис. 2.3) основная часть измеряемого тока I проходит через шунт, а ток $I_{\text{и}}$, проходящий через рамку измерительного механизма, не превышает допустимого значения. Отношение $I/I_{\text{и}} = n$, показывающее, во сколько раз измеряемый ток превышает допустимое значение, называется *коэффициентом шунтирования*. Сопротивление шунта, которое необходимо выбрать для получения требуемого коэффициента шунтирования, нетрудно определить: $I_{\text{ш}} R_{\text{ш}} = I_{\text{и}} R_{\text{и}}, I_{\text{ш}} = I - I_{\text{и}}$, откуда следует $R_{\text{ш}} = R_{\text{и}} / (n - 1)$.

Амперметры для измерения сравнительно небольших токов (до нескольких десятков ампер) имеют внутренние шунты, вмонтированные в корпус прибора. Измерение больших токов (до нескольких тысяч ампер) осуществляют при помощи наружных шунтов, которые имеют определенные номинальные падения напряжения (45, 60, 75, 100 и 300 мВ) и классы точности (0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5).

Вольтметры. Схема вольтметра магнитоэлектрической системы приведена на рис. 2.4. Добавочный резистор $R_{\text{доб}}$, включенный последова-

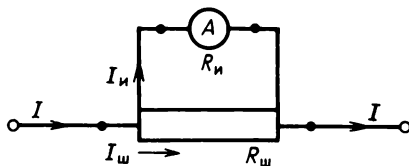


Рис. 2.3

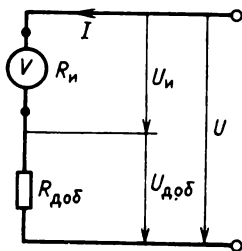


Рис. 2.4

тельно с рамкой измерительного механизма, ограничивает ток полного отклонения I , протекающего через нее, до допустимых значений. При этом падение напряжения на рамке $U_{и}$ зависит от сопротивления рамки $R_{и}$ и обычно не должно превышать десятков милливольт. Остальная часть измеряемого напряжения U должна падать на добавочном сопротивлении. Если необходимо получить верхний предел измерения напряжения, в m раз превышающий значение $U_{и}$, то необходимо включить добавочный резистор, сопротивление которого легко вычисляется на основании очевидных соотношений (рис. 2.4):

$$U = U_{и} + U_{д} = IR_{и} + IR_{доб};$$

$$U/U_{и} = U/IR_{и} = m,$$

из которых следует

$$R_{доб} = R_{и}(m - 1).$$

Добавочные резисторы изготавливают из термостабильных материалов, например, из манганиновой проволоки. Они могут быть внутренними, встроенными в корпус прибора (при напряжениях до 600 В), и наружными (при напряжениях 600–1500 В). Добавочные резисторы имеют определенные номинальные токи (0,5, 1, 3, 5, 7,5, 15 и 30 мА) и классы точности (0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1).

Омметры. Магнитоэлектрические механизмы также используются в приборах для измерения сопротивления на постоянном токе — омметрах. Схема омметра приведена на рис. 2.5. Ток, протекающий через микроамперметр, зависит от сопротивления рамки микроамперметра $R_{и}$, сопротивления добавочного резистора $R_{доб}$ и сопротивления R_x , которое нужно измерить. Если сопротивление рамки $R_{и}$ мало по сравнению с $R_{доб}$ и R_x , то можно записать

$$I \approx E/(R_{доб} + R_x). \quad (2.11)$$

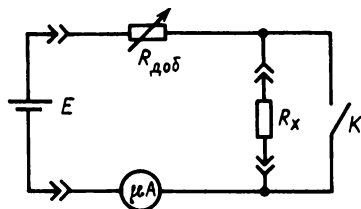


Рис. 2.5

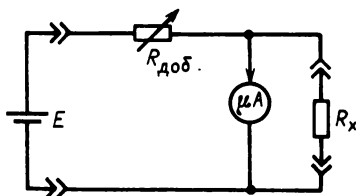


Рис. 2.6

Отклонение α указателя прибора согласно уравнению (2.9)

$$\alpha = S_I I \approx S_I E / (R_{\text{доб}} + R_x). \quad (2.12)$$

Таким образом, отклонение указателя прибора при условии постоянства напряжения E является функцией R_x , и шкала может быть проградуирована в единицах сопротивления — омах.

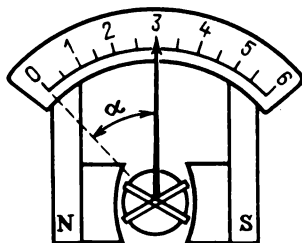


Рис. 2.7

В процессе эксплуатации напряжение E батареи изменяется и значение его может отличаться от того, при котором производилась градуировка шкалы. Поэтому перед каждым измерением ключом K замыкают накоротко зажимы, предназначенные для подключения неизвестного сопротивления R_x , и изменением сопротивления $R_{\text{доб}}$ устанавливают стрелку на отметку 0. Эта отметка находится с правой стороны шкалы и соответствует нулевому значению измеряемого сопротивления.

Омметры, выполненные по схеме, изображенной на рис. 2.5, удобны для измерения больших сопротивлений (от нескольких ом до сотен мегаом). Для измерения малых сопротивлений используются омметры, собранные по несколько видоизмененной схеме (рис. 2.6).

Логометры. Приборы, в которых противодействующий момент создается не при помощи упругого элемента, а теми же электромагнитными силами, что и вращающий, называются *логометрами*. У логометров положение подвижной части определяется отношением двух токов. Логометры магнитоэлектрической системы (рис. 2.7) имеют подвижную часть из двух жестко скрепленных между собой катушек (рамки). Последние могут свободно вращаться в неравномерном поле постоянного магнита. Для создания неравномерного магнитного поля полюсным наконечникам, как и сердечнику, находящемуся между ними, придается особая форма. Токи I_1 и I_2 подводятся через тонкие, не создающие противодействующего момента металлические ленты. Из-за отсутствия упругого элемента стрелка отключенного логометра занимает

безразличное положение. Электрокинетическая энергия рамок с током в поле постоянного магнита

$$\mathcal{W}_1 = \Psi_1(\alpha)I_1; \quad \mathcal{W}_2 = \Psi_2(\alpha)I_2. \quad (2.13)$$

Зависимость потокосцеплений Ψ_1 и Ψ_2 от угла α возникает из-за неоднородности магнитного поля.

Моменты, создаваемые рамками,

$$M_1 = (d\Psi_1(\alpha)/d\alpha)I_1; \quad M_2 = (d\Psi_2(\alpha)/d\alpha)I_2. \quad (2.14)$$

При равновесии

$$I_1 d\Psi_1(\alpha)/d\alpha = I_2 d\Psi_2(\alpha)/d\alpha, \quad (2.15)$$

откуда

$$I_1/I_2 = (d\Psi_2(\alpha)/d\alpha)/(d\Psi_1(\alpha)/d\alpha) = f(\alpha),$$

или

$$\alpha = F(I_1/I_2). \quad (2.16)$$

Из уравнения преобразования логометра (2.16) видно, что положение его подвижной части является функцией отношения токов в рамках.

Логометры применяются для измерения сопротивления и других электрических величин. Основным достоинством логометрических приборов является независимость их показаний от напряжения питания.

Гальванометры. Высокочувствительные магнитоэлектрические приборы называются *гальванометрами*. Подвижная часть гальванометра укрепляется на подвесе из тонкой упругой ленточки. Эта ленточка создает противодействующий момент, а также служит одним из токоведущих проводников. Другим проводником является безмоментная спираль из серебряной фольги. Рамка выполняется бескаркасной, устройство для успокоения отсутствует. Обычно применяется оптическое отсчетное устройство, состоящее из зеркала, укрепленного на подвижной части, источника света с оптическими приспособлениями для формирования узкого луча и шкалы с миллиметровыми делениями. После отражения от зеркала луч падает на шкалу. При повороте подвижной части луч перемещается вдоль шкалы.

Гальванометры характеризуются чувствительностью к току и напряжению.

Чувствительность к току, как и в случае обычных магнитоэлектрических приборов, определяется по (2.10):

$$S_I = \alpha/I = BwS/W \quad (2.17)$$

и характеризует отклонение подвижной части гальванометра при протекании через рамку единицы тока.

Чувствительность к напряжению

$$S_U = \alpha/U = BwS/WR_\Gamma, \quad (2.18)$$

где R_Γ — сопротивление рамки гальванометра.

Выражение (2.18) следует из (2.17) и равенства $U = IR_\Gamma$.

Обычно чувствительность к току характеризуют числом, показывающим, на сколько миллиметров перемещается световой луч по шкале при прохождении через гальванометр тока 1 А при расстоянии от зеркала гальванометра до шкалы 1 м, например:

$$S_I = 5 \cdot 10^9 \text{ мм}/(\text{А} \cdot \text{м}).$$

Аналогичным образом чувствительность к напряжению задается в мм/(В · м).

Часто в паспортах гальванометров указываются не чувствительности, а обратные им величины C_I и C_U , которые называются постоянными гальванометра: $C_I = 1/S_I$, $C_U = 1/S_U$.

Упомянутые выше характеристики являются статическими, они ничего не говорят о процессе достижения положения равновесия подвижной частью гальванометра. Между тем такой параметр, как время установления равновесия, имеет важное значение при работе с приборами повышенной чувствительности. Для исследования переходных процессов в гальванометре необходимо рассмотреть уравнение движения его подвижной части

$$Jd^2\alpha/dt^2 = \Sigma M, \quad (2.19)$$

где J — момент инерции; $d^2\alpha/dt^2$ — угловое ускорение; ΣM — сумма моментов, действующих на подвижную часть прибора.

В эту сумму кроме момента вращения $M_{вр}$ и противодействующего момента $M_{пр}$ следует включить момент успокоения M_y , который возникает вследствие появления магнитоиндукционного торможения при движении рамки гальванометра в поле постоянного магнита. При установившемся положении подвижной части $M_y = 0$.

Таким образом, уравнение движения (2.19) можно записать в виде

$$Jd^2\alpha/dt^2 = M_{вр} + M_{пр} + M_y, \quad (2.20)$$

где

$$M_{вр} = BwSI; \quad (2.21)$$

$$M_{пр} = -W\alpha. \quad (2.22)$$

Выражение для M_y можно записать в виде

$$M_y = BwSi, \quad (2.23)$$

где i — ток, возникающий от ЭДС e , индуцированной в рамке гальванометра при движении последней в магнитном поле постоянного магнита. Но $i = e/R_{\text{ц}}$, где $R_{\text{ц}}$ — сопротивление цепи гальванометра, состоящее из сопротивлений R_{Γ} рамки гальванометра PG и внешней цепи $R_{\text{вн}}$ (рис. 2.8):

$$R_{\text{ц}} = R_{\Gamma} + R_{\text{вн}}.$$

ЭДС равна

$$e = -d\Psi/dt = -BwSda/dt.$$

Следовательно, выражение для момента успокоения (2.23) можно переписать в виде

$$M_y = -[(BwS)^2/(R_{\Gamma} + R_{\text{вн}})](da/dt) = -Pda/dt. \quad (2.24)$$

Величина $P = (BwS)^2/(R_{\Gamma} + R_{\text{вн}})$ называется *коэффициентом успокоения*. Знаки минус в (2.22) и (2.24) отражают тот факт, что моменты противодействия и успокоения направлены против момента вращения.

Подставив (2.21), (2.22) и (2.24) в уравнение движения подвижной части гальванометра (2.20), получим

$$Jd^2a/dt^2 + Pda/dt + Wa = BwSI. \quad (2.25)$$

Введем обозначения

$$\omega_0 = \sqrt{W/J}; \quad \beta = P/2\sqrt{JW}; \quad \alpha_p = BwSI/W.$$

Тогда уравнение (2.25) примет вид

$$d^2a/dt^2 + 2\omega_0\beta da/dt + \omega_0^2 a = \omega_0^2 \alpha_p. \quad (2.26)$$

Решение этого линейного дифференциального уравнения дается суммой частного решения, удовлетворяющего заданному начальному условию, и общего решения однородного уравнения

$$a = a_{\text{ч}} + a_0. \quad (2.27)$$

Частное решение $a_{\text{ч}}$ можно получить, рассматривая равновесное состояние подвижной части. При равновесии ее скорость da/dt и ускорение d^2a/dt^2 равны нулю, а установившееся значение угла

$$\alpha_{\text{ч}} = \alpha_p = BwSI/W. \quad (2.28)$$

Общее решение однородного уравнения

$$d^2a/dt^2 + 2\omega_0\beta da/dt + \omega_0^2 a = 0 \quad (2.29)$$

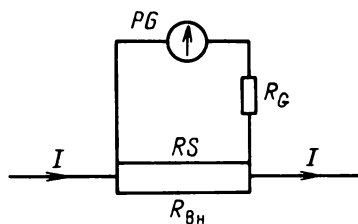


Рис. 2.8

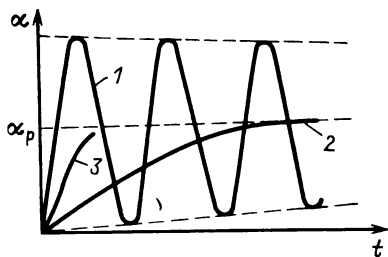


Рис. 2.9

имеет вид

$$\alpha_0 = c_1 e^{x_1 t} + c_2 e^{x_2 t}, \quad (2.30)$$

где постоянные c_1 и c_2 зависят от начальных условий, а x_1 и x_2 являются корнями характеристического уравнения

$$x^2 + 2\omega_0 \beta x + \omega_0^2 = 0, \quad (2.31)$$

т.е.

$$x_{1,2} = \omega_0 (-\beta \pm \sqrt{\beta^2 - 1}). \quad (2.32)$$

Если подставить выражения для x_1 и x_2 в (2.30), а затем значения α_0 и $\alpha_{\text{ч}}$ из (2.30) и (2.28) в (2.27), то будет получена искомая зависимость угла поворота подвижной части гальванометра от времени. Из-за сравнительной громоздкости окончательных формул ограничимся качественным анализом процесса достижения установившегося показания гальванометра. Характер этого процесса зависит от значения параметра β , называемого степенью успокоения. Разные режимы соответствуют трем возможным случаям:

- $\beta < 1$ — корни $x_{1,2}$ комплексные, различные;
- $\beta > 1$ — корни $x_{1,2}$ вещественные, различные;
- $\beta = 1$ — корни $x_{1,2}$ вещественные, одинаковые.

На рис. 2.9 для перечисленных случаев представлены графики движения подвижной части гальванометра. При $\beta < 1$ (кривая 1) имеет место колебательный режим; указатель достигает установившегося положения α_p в результате постепенного затухания колебаний. Во втором случае ($\beta > 1$, кривая 2) наблюдается медленное, плавное приближение к установившемуся значению. Такой процесс называется аperiодическим. Наконец, третий режим ($\beta = 1$, кривая 3) называется критическим. При нем равновесие достигается за время, близкое к минимальному, что позволяет сократить длительность измерения.

Условие $\beta = 1$ с учетом соотношений

$$\beta = P/2\sqrt{JW} \text{ и } P = (BwS)^2 / (R_{\Gamma} + R_{\text{вн}})$$

можно переписать в виде

$$(BwS)^2 / 2\sqrt{JW}(R_{\Gamma} + R_{\text{вн}}) = 1$$

или

$$R_{\Gamma} + R_{\text{вн, кр}} = (BwS)^2 / 2\sqrt{JW}, \quad (2.33)$$

где индекс "кр" указывает на то, что равенство (2.33) является условием осуществления критического режима.

Сумма $R_{\Gamma} + R_{\text{вн, кр}} \equiv R_{\text{кр}}$ называется полным критическим сопротивлением гальванометра. Его значение определяется исключительно конструктивными параметрами гальванометра и указывается в паспорте прибора.

Степень успокоения можно выразить через $R_{\text{кр}}$:

$$\beta = R_{\text{кр}} / (R_{\Gamma} + R_{\text{вн}}). \quad (2.34)$$

Уравнение (2.34) удобно использовать для получения необходимого режима работы гальванометра. Так как $R_{\text{кр}}$ и R_{Γ} заданы, для получения требуемого значения β достаточно подобрать соответствующее значение внешнего сопротивления цепи гальванометра $R_{\text{вн}}$. Выбор того или иного режима зависит от требований, предъявляемых к измерению в каждом конкретном случае. Если требуется обеспечить повышенную устойчивость по отношению к механическим воздействиям на гальванометр, то следует выбирать аperiodический режим. Если нужно добиться быстрого установления указателя, то режим должен быть близок к критическому. Минимальное время установления реализуется при степени успокоения несколько меньшим единицы.

Баллистические гальванометры. Во многих случаях требуется измерить количество электричества Q , переносимого коротким импульсом

тока $I(t)$ длительностью τ , т.е. величину $Q = \int_0^{\tau} I(t) dt$. Для выполнения

таких измерений служат баллистические гальванометры. Они отличаются от рассмотренных выше гальванометров, показывающих установившееся значение тока, повышенным моментом инерции подвижной части. Увеличение момента инерции необходимо для того, чтобы период собственных колебаний подвижной части T_0 был много больше длительности импульса тока τ . При этом условии первый (максимальный) отброс α_6 указателя под действием тока пропорционален количеству электричества Q :

$$\alpha_6 = S_6 Q. \quad (2.35)$$

Величина S_6 называется *баллистической чувствительностью* гальванометра, а обратная ей величина — *баллистической постоянной*. Баллистическая чувствительность определяется как амплитуда первого отклонения указателя при прохождении через рамку гальванометра импульса тока, содержащего 1 Кл количества электричества, и выражается в делениях шкалы, находящейся на расстоянии 1 м от зеркала гальванометра.

Баллистическая чувствительность сложным образом зависит от конструктивных параметров гальванометра и от внешнего сопротивления цепи. Поэтому перед проведением измерений ее обычно определяют экспериментально или находят на основании паспортных данных.

Баллистические гальванометры используются при магнитных измерениях, измерениях больших сопротивлений и других электрических величин.

2.3. МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ С ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В ПОСТОЯННЫЙ

Сочетание магнитоэлектрического механизма с преобразователем переменного тока в постоянный позволяет использовать достоинства этого механизма при измерениях в цепях переменного тока. В зависимости от вида преобразователя различают выпрямительные, термоэлектрические и электронные приборы.

Выпрямительные приборы. Выпрямительные приборы состоят из полупроводникового диода и магнитоэлектрического измерительного механизма. Диод выпрямляет измеряемый переменный ток, а магнитоэлектрический механизм служит индикатором, стрелка которого отклоняется под действием выпрямленного тока. Наиболее употребительны точечные кремниевые диоды, которые имеют малую собственную емкость (несколько пикофард) и могут работать в диапазоне от низких (0–50 Гц) до высоких (10^4 – 10^5 Гц) частот. Способность диода выпрямлять ток характеризуется коэффициентом выпрямления k_v , представляющим собой отношение сопротивлений диода в обратном и прямом направлениях:

$$k_v = R_{обр}/R_{пр} . \quad (2.36)$$

Коэффициент выпрямления зависит от приложенного напряжения, частоты и температуры. Он невелик при малых значениях напряжения (меньше десятых долей вольта), но резко возрастает при повышении напряжения. В рабочей области напряжений, частот и температур коэффициент выпрямления диодов равен 10^2 – 10^6 .

В выпрямительных приборах используются однополупериодные и двухполупериодные выпрямительные цепи. Некоторые из них приведены

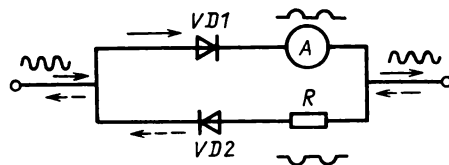


Рис. 2.10

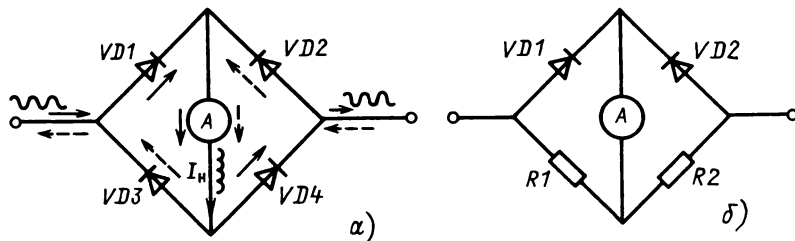


Рис. 2.11

на рис. 2.10 и 2.11 соответственно. На этих схемах показано также включение измерительного механизма амперметра A .

При однополупериодном выпрямлении (рис. 2.10) через рамку измерительного механизма, включенную последовательно с диодом $VD1$, ток проходит только в течение своего положительного полупериода. Во время отрицательного полупериода он проходит по параллельной цепочке через резистор R и диод $VD2$. Параллельная цепочка обеспечивает защиту диода $VD1$ от перенапряжения во время отрицательного полупериода. На рис. 2.10 направление прохождения прямой волны обозначено сплошной, а обратной волны — пунктирной стрелкой. Показано также, какую форму имеют токи, протекающие в различных участках цепи.

При двухполупериодном выпрямлении (рис. 2.11, *a*) ток проходит через рамку измерительного механизма в течение обоих полупериодов: в положительный полупериод по пути $VD1-A-VD4$, в отрицательный — по пути $VD2-A-VD3$. Двухполупериодная схема обеспечивает в 2 раза большее значение тока в рамке I_n , что повышает чувствительность выпрямительного прибора. Однако напряжение в этом случае делится между двумя диодами, что препятствует измерению малых напряжений из-за падения коэффициента выпрямления диодов. Кроме того, большое количество диодов приводит к необходимости их тщательного подбора и росту температурных погрешностей. Схема на рис. 2.11, *б*, в которой вместо двух диодов включены резисторы $R1$ и $R2$, несколько уменьшает влияние температуры и ослабляет требования к идентичности диодов. Однако она обладает меньшей чувствительностью и повышенным по сравнению с предыдущей схемой потреблением энергии.

Уравнение преобразования выпрямительного прибора можно получить исходя из следующих соображений. Вследствие инерционности подвижной части магнитоэлектрического измерительного механизма при частотах много больших собственной частоты механизма положение указателя зависит не от мгновенного значения вращающего момента $M_{вр}(t)$, а от его среднего значения за период $M_{вр, ср}$, который, в свою очередь, пропорционален среднему значению тока, протекающего через рамку $I_{ср}$:

$$M_{вр, ср} = \frac{1}{T} \int_0^T M_{вр}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T BwSi(t) dt = BwS \times \\ \times \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = BwSI_{ср}, \quad (2.37)$$

где B , w и S — магнитная индукция, число витков и площадь рамки соответственно.

Следовательно, уравнение преобразования имеет вид

$$\alpha = M_{вр, ср}/W = (BwS/W)I_{ср} = S_I I_{ср}, \quad (2.38)$$

где S_I — чувствительность магнитоэлектрического механизма к току [см. уравнение (2.10)].

На практике обычно важно знать не среднее, а действующее значение тока, поэтому выпрямительные приборы градуируют, как правило, в действующих значениях. При этом используют соотношение

$$I_{ср} = I/k_{\phi}, \quad (2.39)$$

связывающее среднее значение тока $I_{ср}$ с его действующим значением I . При такой градуировке уравнение преобразования приобретает вид

$$\alpha = (S_I/k_{\phi})I. \quad (2.40)$$

Чаще всего измеряются токи синусоидальной формы, поэтому шкала обычно градуируется в действующих значениях для синусоидальной формы кривой. Если выпрямление однополупериодное, то $k_{\phi} = k_{\phi 1} = \pi/\sqrt{2} = 2,22$, если двухполупериодное, то $k_{\phi} = k_{\phi 2} = \pi/2\sqrt{2} = 1,11$.

Когда форма кривой тока отличается от синусоидальной, то использование для измерений выпрямительного прибора, проградуированного в действующих значениях синусоидального тока, приведет к систематической погрешности.

Выпрямительные приборы используются в качестве амперметров и вольтметров.

Для расширения пределов измерения в выпрямительных амперметрах используются шунты PS (рис. 2.12), а в вольтметрах добавочные резисторы (рис. 2.13, а) и делители напряжения (рис. 2.13, б). Делители

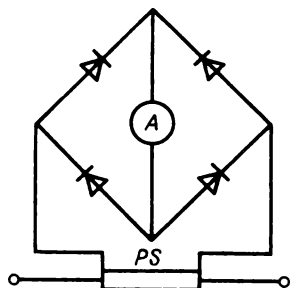


Рис. 2.12

напряжения для выпрямительных вольтметров обычно выполняются на резисторах. Коэффициент деления, равный отношению выходного и входного напряжений, определяется выражением $U_2/U_1 = R1/(R1 + R2)$, которое справедливо, если сопротивление резисторов $R2$ много больше входного сопротивления выпрямительного прибора, подключенного к делителю.

К достоинствам выпрямительных приборов относятся высокая чувствительность, компактность, большой частотный диапазон;

к недостаткам — малая точность (класс точности 1,5; 2,5; 4,0), зависимость показаний от формы кривой тока, существенное влияние температуры.

Выпрямительные приборы применяются для измерений тока, напряжения, сопротивления и других параметров в цепях промышленной и повышенной (до десятков и сотен килогерц) частот. Они часто выполняются в виде многопредельных комбинированных приборов, удобных в лабораторной практике.

Термоэлектрические приборы. Термоэлектрические приборы состоят из термоэлектрического преобразователя, преобразующего измеряемый переменный ток высокой частоты в постоянное напряжение, и магнитоэлектрического измерительного механизма, проградуированного в значениях измеряемого тока (рис. 2.14).

Термопреобразователь включает в себя нагреватель 1, по которому проходит, выделяя тепло, измеряемый ток I и термопару 2, находящуюся в тепловом контакте с нагревателем. Постоянное напряжение, вырабатываемое термопарой, воздействует на магнитоэлектрический микроамперметр.

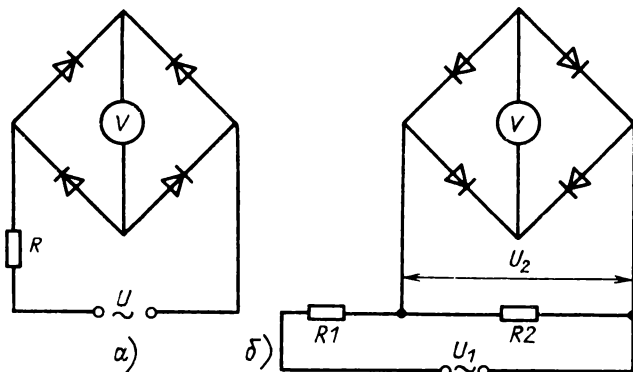


Рис. 2.13

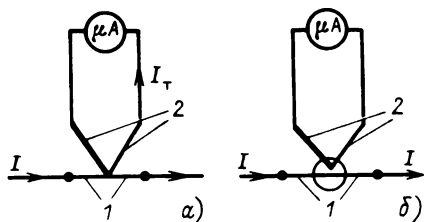


Рис. 2.14

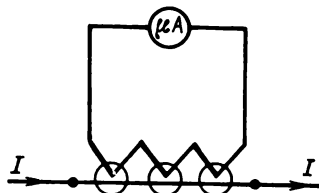


Рис. 2.15

Различают контактные (рис. 2.14, а) и бесконтактные (рис. 2.14, б) термопреобразователи. В первом случае термопара имеет электрический контакт с нагревателем (ее спай приварен непосредственно к нагревателю), а во втором имеется только тепловой контакт нагревателя и термопары через изолирующий материал, обладающий хорошей теплопроводностью (стекло, керамика). Контактные термопреобразователи менее инерционны, чем бесконтактные, но они допускают большую утечку токов высокой частоты и применяются на частотах не выше 5–10 МГц. Бесконтактные термопреобразователи не имеют этого недостатка и могут использоваться вплоть до частот, равных сотням мегагерц. Кроме того, отсутствие гальванической связи дает возможность повысить чувствительность термопреобразователя благодаря применению батарей из нескольких последовательно включенных термопар (рис. 2.15).

Преобразователи, предназначенные для измерения малых токов (от 1 до 100 мА), заключают в вакуумированный корпус: вакуум уменьшает отвод тепла от нагревателя.

Для вывода уравнения преобразования следует найти зависимость отклонения подвижной части измерительного механизма от измеряемого тока высокой частоты, т.е. зависимость $\alpha = f(I)$. Однако непосредственно на микроамперметр воздействует постоянный ток I_T от ЭДС термопары E :

$$\alpha = S_I I_T ; \quad (2.41)$$

$$I_T = E/R_{\text{и}} , \quad (2.42)$$

где S_I — чувствительность к току микроамперметра; $R_{\text{и}}$ — сопротивление его рамки.

В свою очередь ЭДС термопары пропорциональна разности температур горячего спая термопары и ее холодных концов ΔT (равной также разности температур нагревателя и окружающей среды):

$$E = k\Delta T . \quad (2.43)$$

Задача, таким образом, сводится к определению зависимости $\Delta T(I)$. Ее можно определить из условия теплового баланса нагревателя при равновесии: количество тепла, выделяемого током высокой частоты при прохождении через нагреватель, должно быть равно количеству тепла, рассеянного им вследствие теплоотдачи в окружающую среду, т.е.

$$I^2 R_H t = k_T \Delta T t, \quad (2.44)$$

где R_H — сопротивление нагревателя; t — время; k_T — коэффициент теплоотдачи.

Из (2.44) следует, что

$$\Delta T = (1/k_T) R_H I^2. \quad (2.45)$$

Из уравнений (2.41) — (2.43) и (2.45) можно составить уравнение преобразования

$$\alpha = (S_I k R_H / R_H k_T) I^2 = m I^2, \quad (2.46)$$

где m — постоянный коэффициент.

Таким образом, уравнение преобразования термоэлектрического прибора является квадратичным.

Погрешности термоэлектрических приборов связаны с влиянием температуры внешней среды на сопротивление нагревателя и на характеристики микроамперметра. Погрешности также зависят от частоты измеряемого тока из-за наличия поверхностных эффектов и паразитных параметров цепей преобразователя.

Достоинством термоэлектрических приборов является малая зависимость их показаний от формы кривой и частоты. К недостаткам относятся невысокие чувствительность и точность (класс точности 1,0—4,0), очень малая перегрузочная способность, квадратичный характер шкалы, значительное потребление энергии.

Термоэлектрические приборы используются в качестве амперметров и вольтметров для измерения тока и напряжения на высоких частотах (до сотен мегагерц). Применять их на низких частотах нецелесообразно, так как в этой области они могут быть заменены надежными приборами других систем.

Расширение пределов измерения термоэлектрических приборов может осуществляться при помощи высокочастотных трансформаторов тока (для амперметров) и безреактивных добавочных резисторов (для вольтметров).

2.4. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ

Принцип действия электродинамических приборов основан на взаимодействии магнитных полей двух катушек, по которым протекает ток.

Устройство электродинамического измерительного механизма показано на рис. 2.16. Внутри неподвижной катушки 1 может вращаться подвижная катушка 2. Ток к подвижной катушке подается через пружинки (на рис. 2.16, не указаны), которые при повороте этой катушки создают противодействующий момент. Поворот осуществляется вращающим моментом, вызванным взаимодействием магнитных полей катушек 1 и 2. Чтобы вывести уравнение преобразования, запишем выражение для электрокинетической энергии двух катушек с токами:

$$\mathcal{W} = (1/2)L_1 I_1^2 + (1/2)L_2 I_2^2 + \mathcal{M} I_1 I_2, \quad (2.47)$$

где L_1 и L_2 — индуктивности неподвижной и подвижной катушек; I_1, I_2 — токи в этих катушках.

Поскольку от угла поворота подвижной катушки α зависит только \mathcal{M} — взаимная индуктивность катушки, то вращающий момент

$$M_{\text{в.р.}} = \partial \mathcal{W} / \partial \alpha = (\partial \mathcal{M} / \partial \alpha) I_1 I_2. \quad (2.48)$$

При равновесии вращающий и противодействующий моменты уравновешены: $M_{\text{в.р.}} = M_{\text{п.р.}}$, т.е.

$$(\partial \mathcal{M} / \partial \alpha) I_1 I_2 = W \alpha, \quad (2.49)$$

где W — удельный противодействующий момент пружины.

Следовательно, уравнение преобразования прибора

$$\alpha = (1/W) (\partial \mathcal{M} / \partial \alpha) I_1 I_2. \quad (2.50)$$

Если по катушкам протекают переменные токи

$$i_1(t) = I_{1\text{м}} \sin(\omega t + \varphi_1) \text{ и } i_2(t) = I_{2\text{м}} \sin(\omega t + \varphi_2),$$

то для нахождения угла отклонения подвижной части прибора следует подставить выражения для этих токов в (2.50) и произвести усреднение по времени:

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{1}{T} \int \frac{1}{W} \frac{\partial \mathcal{M}}{\partial \alpha} i_1(t) i_2(t) dt = \\ &= \frac{1}{W} \frac{\partial \mathcal{M}}{\partial \alpha} I_1 I_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2), \end{aligned}$$

где I_1 и I_2 — действующие значения токов в катушках.

Из уравнения преобразования

$$\alpha = (1/W) (\partial \mathcal{M} / \partial \alpha) I_1 I_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2) \quad (2.51)$$

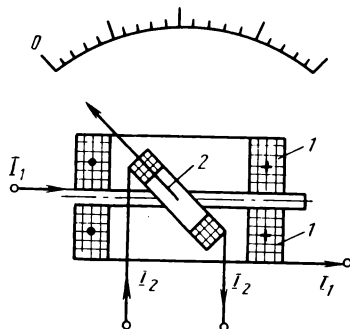


Рис. 2.16

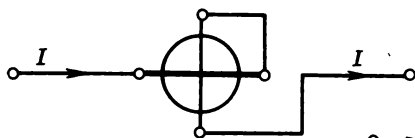


Рис. 2.17

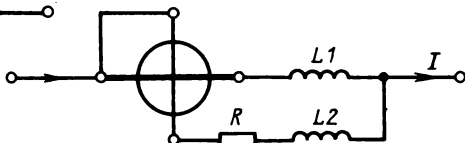


Рис. 2.18

следует, что перемещения подвижной части механизма при работе на переменном токе зависят как от токов в его катушках, так и от разности фаз между этими токами. Это дает возможность использовать приборы электродинамической системы не только в качестве амперметров и вольтметров, но и в качестве ваттметров.

В *амперметрах* катушки соединены последовательно (рис. 2.17) или параллельно (рис. 2.18). Последовательное соединение используется в приборах, предназначенных для измерения малых токов (до 0,5 А), не способных повредить тонкие пружинки, по которым ток подводится к подвижной катушке. При больших токах (до 10 А) катушки включаются параллельно, причем соотношение сопротивлений цепей катушек выбирается таким образом, чтобы ток через подвижную катушку не превышал допустимого значения. Резистор R и катушки индуктивности $L1$ и $L2$, показанные на рис. 2.18, служат для компенсации температурных и частотных погрешностей.

В последовательной схеме амперметра $I_1 = I_2 = I$, $\varphi_1 - \varphi_2 = 0$, поэтому уравнение преобразования (2.51) сводится к виду

$$\alpha = (1/W) (\partial \mathcal{M} / \partial \alpha) I^2, \quad (2.52)$$

т.е. при условии $\partial \mathcal{M} / \partial \alpha = \text{const}$ угол поворота стрелки квадратично зависит от тока, протекающего в катушках.

В этом случае шкала неравномерна: она сжата на начальном участке и растянута на конечном. Работать с прибором, имеющим неравномерную шкалу, очень неудобно, поэтому расположение и форму катушек выбирают таким образом, чтобы производная $\partial \mathcal{M} / \partial \alpha$ не оставалась постоянной, а существенно зависела от угла между подвижной и неподвижной катушками. Изменяя $\partial \mathcal{M} / \partial \alpha$, удается делать шкалу практически равномерной (исключая начальный участок, составляющий примерно пятую часть от всей шкалы).

В параллельной схеме $I_1 = k_1 I$; $I_2 = k_2 I$, а разность фаз также устанавливается равной нулю подбором индуктивностей в цепях катушек. Таким образом, квадратичность преобразования и необходимость получения более равномерной шкалы сохраняется и в этом случае.

При измерении электродинамическими амперметрами токов, превышающих 10 А, используются измерительные трансформаторы тока.

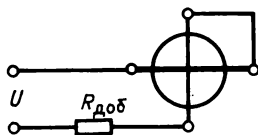


Рис. 2.19

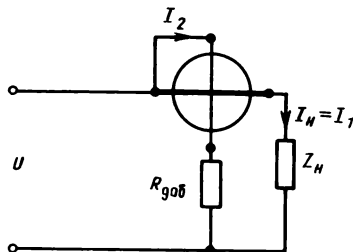


Рис. 2.20

Вольтметры выполняются по схеме, представленной на рис. 2.19. Катушки включаются последовательно, ток через них ограничивается добавочным резистором $R_{доб}$. Уравнение преобразования вольтметра имеет вид

$$\alpha = (1/W) (\partial \mathcal{M} / \partial \alpha) (U^2 / R^2), \quad (2.53)$$

где R — общее сопротивление цепи прибора.

Как и в случае амперметров, изменением $\partial \mathcal{M} / \partial \alpha$ добиваются почти равномерного характера рабочего участка электродинамических вольтметров.

Обычно электродинамические вольтметры выполняются многопредельными. Это достигается при помощи нескольких добавочных резисторов. При измерении повышенных напряжений (свыше 600 В) применяются измерительные трансформаторы напряжения.

При построении **ваттметров** используется тот факт, что уравнение преобразования (2.51) электродинамического механизма содержит произведение токов в катушках. Схема соединения катушек ваттметра и его включения в цепь для измерения мощности, потребляемой нагрузкой Z_n , приведена на рис. 2.20. Ток I_1 в неподвижной катушке равен току нагрузки, а ток I_2 в подвижной катушке пропорционален приложенному напряжению: $I_2 = U / (R_{доб} + r)$, где $R_{доб}$ — сопротивление добавочного резистора; r — сопротивление подвижной катушки. С учетом этого уравнение шкалы (2.51) для ваттметра

$$\begin{aligned} \alpha &= (1/W) (\partial \mathcal{M} / \partial \alpha) I_1 I_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2) = \\ &= (1/W (R_{доб} + r_2)) (\partial \mathcal{M} / \partial \alpha) I_n U \cos \varphi = \\ &= (1/W (R_{доб} + r_2)) (\partial \mathcal{M} / \partial \alpha) P, \end{aligned} \quad (2.54)$$

где φ — угол сдвига фаз между приложенным напряжением U и током I_n в нагрузке; P — активная мощность нагрузки.

Таким образом, уравнение преобразования электродинамического ваттметра

$$\alpha = (1/W(R_{\text{доб}} + r_2)) (\partial M / \partial \alpha) P \quad (2.55)$$

имеет линейный характер.

Электродинамические ваттметры выполняют в виде многопредельных лабораторных переносных приборов самых различных, в том числе и достаточно высоких, классов точности (0,2; 0,1). Диапазон измеряемых мощностей таких приборов — от долей ватта до нескольких киловатт. Измерения могут выполняться как на постоянном токе, так и на токах промышленных частот (50 т, 400 Гц).

Погрешности электродинамических приборов возникают из-за температурных влияний и наличия внешних магнитных полей. При повышении частоты до нескольких сот герц существенными становятся также частотные погрешности. Они обусловлены ростом индуктивного сопротивления катушек, приводящим к уменьшению вращающего момента.

Ферродинамические приборы по существу являются разновидностью электродинамических приборов, от которых они отличаются не по принципу действия, а конструктивно. Для увеличения чувствительности катушка ферродинамических приборов имеет магнитно-мягкий сердечник — магнитопровод, между полюсами которого размещается подвижная катушка. Наличие сердечника значительно увеличивает магнитное поле неподвижной катушки, а следовательно, вращающий момент и чувствительность. Однако одновременно из-за нелинейности магнитных характеристик сердечника снижается точность прибора и увеличиваются его частотные погрешности. Ферродинамические приборы широко используются в качестве щитовых ваттметров, а также амперметров и вольтметров для измерения в цепях промышленной частоты.

2.5. ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ

Принцип действия электростатических приборов основан на взаимодействии электрически заряженных проводников.

Одна из распространенных конструкций электростатического измерительного механизма приведена на рис. 2.21. Подвижная алюминиевая пластина 1, закрепленная вместе со стрелкой на оси 3, может перемещаться, взаимодействуя с двумя электрически соединенными неподвижными пластинами 2. Входные зажимы (не показаны), к которым подводится измеряемое напряжение, соединены с неподвижной и неподвижными пластинами. Под действием электростатических сил подвижная пластина втягивается в пространство между неподвижными пластинами. Движение прекращается, когда противодействующий момент закрученной пружины становится равным вращающему моменту.

Энергия электростатического поля, запасенная электростатическим измерительным механизмом,

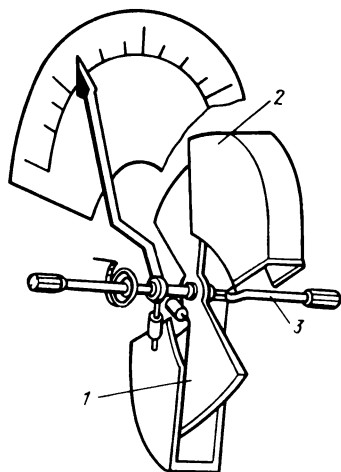


Рис. 2.21

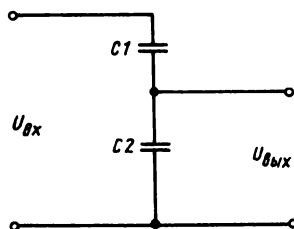


Рис. 2.22

$$\mathcal{W} = (1/2)CU^2, \quad (2.56)$$

где C — емкость между пластинами, зависящая от их взаимного расположения; U — измеряемое напряжение.

Следовательно, вращающий момент

$$M_{в\text{р}} = \partial \mathcal{W} / \partial \alpha = (1/2) (\partial C / \partial \alpha) U^2. \quad (2.57)$$

Противодействующий момент $M_{пр} = Wa$ при равновесии равен $M_{в\text{р}}$. Таким образом, уравнение преобразования электростатического прибора имеет вид

$$\alpha = (1/2W) (\partial C / \partial \alpha) U^2. \quad (2.58)$$

Из (2.58) следует, что показание прибора не зависит от полярности приложенного напряжения.

В случае переменного тока следует произвести усреднение показаний по времени:

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2W} \frac{\partial C}{\partial \alpha} u^2(t) dt = \\ &= \frac{1}{2W} \frac{\partial C}{\partial \alpha} \int_0^T u^2(t) dt = \frac{1}{2W} \frac{\partial C}{\partial \alpha} U^2, \end{aligned} \quad (2.59)$$

где $u(t)$ — мгновенное значение измеряемого переменного напряжения; U — его действующее значение; T — период времени, за который производится усреднение.

Таким образом, квадратичность уравнения преобразования (при $\partial C / \partial \alpha = \text{const}$) сохраняется и на переменном токе. Поэтому приходится

добиваться линеаризации шкалы специальным выбором формы пластин.

К достоинствам приборов электростатической системы относятся широкий частотный диапазон, ничтожное потребление энергии, независимость показаний от внешних магнитных полей.

К недостаткам следует отнести низкую чувствительность, невысокую точность, необходимость экранирования измерительного механизма от влияния внешних электрических полей.

Приборы электростатической системы в основном используются в лабораторной практике для измерения напряжений в высокоомных цепях на частотах от нескольких герц до нескольких мегагерц. Применение электронных усилителей позволяет значительно увеличить чувствительность приборов и использовать их в качестве милливольтметров. Применение емкостных делителей расширяет верхний предел измерения вольтметров до значений порядка нескольких киловольт. Емкостный делитель, показанный на рис. 2.22, имеет коэффициент деления

$$k = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = C1/(C1 + C2)$$

и обеспечивает увеличение верхнего предела измерения вольтметра в $1/k = C2/C1 + 1$ раз. (Это справедливо, если собственная емкость электростатического вольтметра много меньше $C2$. В противном случае значение k должно быть уточнено).

2.6. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРИБОРЫ

Принцип действия приборов электромагнитной системы основан на взаимодействии магнитного поля, создаваемого током в неподвижной катушке, с подвижным ферромагнитным сердечником. Одна из наиболее распространенных конструкций электромагнитного измерительного механизма представлена на рис. 2.23, где 1 — катушка; 2 — сердечник, укрепленный на оси прибора; 3 — спиральная пружина, создающая противодействующий момент; 4 — воздушный успокоитель. (Встречаются также другие конструктивные модификации измерительных механизмов этой системы.) Под действием магнитного поля сердечник втягивается внутрь катушки. Подвижная часть механизма поворачивается до тех пор, пока вращающий момент не уравнивается противодействующим моментом, создаваемым пружиной.

Уравнение преобразования. Энергия магнитного поля катушки, через которую протекает ток I ,

$$\mathcal{W}_M = LI^2/2, \quad (2.60)$$

где L — индуктивность катушки, зависящая от положения сердечника, а следовательно, и от угла поворота подвижной части.

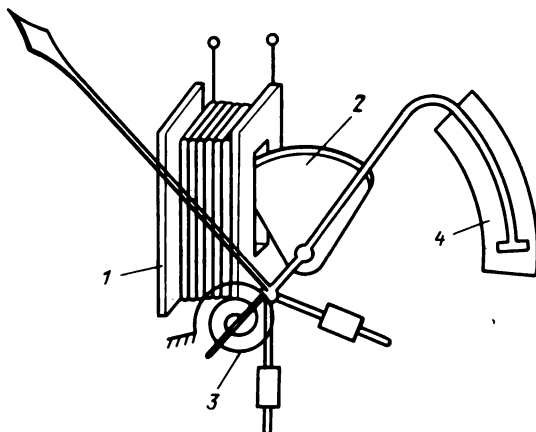


Рис. 2.23

Согласно (2.2) вращающий момент

$$M_{в\ p} = \partial \mathcal{W}_M / \partial \alpha = (I^2 / 2) (\partial L / \partial \alpha). \quad (2.61)$$

При установившемся отклонении подвижной части механизма $M_{в\ p} = M_{п\ p}$, где $M_{п\ p} = W\alpha$, т.е. уравнение преобразования прибора имеет вид

$$\alpha = (1/2W) (\partial L / \partial \alpha) I^2. \quad (2.62)$$

Если по катушке протекает переменный ток $i(t)$, то необходимо произвести усреднение по времени:

$$\alpha = \frac{1}{2W} \frac{\partial L}{\partial \alpha} \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt. \quad (2.63)$$

По определению действующее значение тока

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}, \quad (2.64)$$

т.е.

$$\alpha = (1/2W) (\partial L / \partial \alpha) I^2. \quad (2.65)$$

Из (2.65) следует, что угол поворота подвижной части механизма пропорционален квадрату действующего значения тока, т.е. не зависит от направления тока. Поэтому электромагнитные приборы одинаково пригодны для измерений в цепях постоянного и переменного

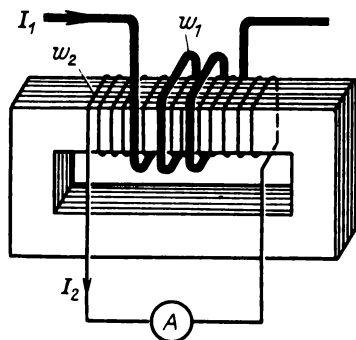


Рис. 2.24

тока. Линеаризация шкалы производится при помощи выбора специальной формы сердечника.

Амперметры. Промышленностью выпускаются амперметры с номинальным током от долей ампера до 200 А. Наиболее распространены амперметры на 5 А. Последнее обстоятельство связано с тем, что на практике для расширения пределов измерения используются трансформаторы тока, причем номинальное значение тока во вторичной обмотке выбирается, как правило, равным 5 А. На рис. 2.24 показано включение амперметра во вто-

ричную обмотку трансформатора тока. Здесь w_1 — первичная обмотка; w_2 — вторичная; I_1 и I_2 — соответствующие токи.

Вольтметры. Если учесть, что ток через катушку прибора $I = U/R_{\text{и}}$, где U — приложенное напряжение, а $R_{\text{и}}$ — сопротивление катушки, то из (2.65) следует

$$\alpha = (1/2W) (\partial L / \partial \alpha) (1/R_{\text{и}}^2) U^2. \quad (2.66)$$

Таким образом, шкала измерительного механизма может быть проградуирована и в единицах напряжения. Для расширения пределов измерения вольтметров используются добавочные сопротивления, поэтому приборы можно выполнять многопредельными. Промышленностью выпускаются электромагнитные вольтметры с номинальным напряжением от долей вольта до сотен вольт.

К достоинствам приборов электромагнитной системы относятся: простота конструкции, низкая стоимость, надежность, способность выдерживать большие перегрузки, пригодность для измерения в цепях как постоянного, так и переменного тока.

Недостатками являются: большое собственное потребление энергии, малая точность, малая чувствительность, сильное влияние внешних магнитных полей.

Приборы электромагнитной системы применяются в основном в качестве щитовых амперметров и вольтметров переменного тока промышленной частоты. Класс точности этих приборов 1,5 и 2,5. В некоторых особых случаях они используются для работы на повышенных частотах: амперметры до 8000 Гц, вольтметры до 400 Гц. Используются они и в лабораторной практике как переносные приборы классов точности 0,5 и 1,0.

Резонансный (вибрационный) частотомер. Электромагнитные механизмы нашли применение также для изготовления частотомеров, пред-

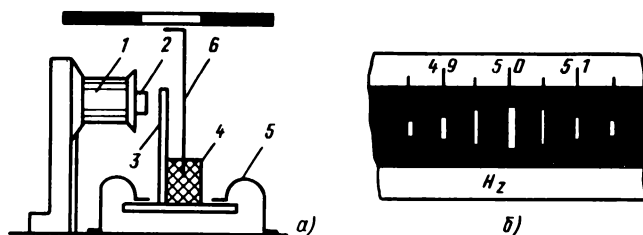


Рис. 2.25

назначенных для контроля частот 50 и 400 Гц. Такие частотомеры (рис. 2.25) состоят из электромагнита 1 с сердечником 2, на обмотку которого подается напряжение с измеряемой частотой. В поле электромагнита находится якорь 3, скрепленный с планкой 4, на которой укреплен ряд стальных пластинок 6 с различными собственными частотами. Пружинные опоры 5 позволяют якорю и пластинкам 6 совершать вынужденные колебания с удвоенной частотой напряжения. При этом наибольшую амплитуду будет иметь та пластинка, у которой частота собственных колебаний совпадает с частотой второй гармоники вынужденных колебаний.

Погрешность резонансных частотомеров составляет около 1%. Она определяется размером пластинок и их числом. К достоинствам рассматриваемых приборов относятся их простота и удобство в эксплуатации. Недостатки — узкость пределов измерения (например, 45–55 Гц, 350–450 Гц) и невозможность использования на подвижных объектах из-за появления паразитных механических вибраций.

Измерительные трансформаторы тока. Как указывалось выше, для расширения пределов измерения электромагнитных амперметров применяются измерительные трансформаторы тока, которые преобразуют большие значения токов I_1 в малые I_2 . Коэффициент трансформации $K_I = I_1/I_2$ в основном определяется отношением числа витков во вторичной обмотке w_2 к их числу в первичной обмотке w_1 , т.е. $K_I \approx w_2/w_1$. Схема включения амперметра с трансформатором тока ТА представлена на рис. 2.26. Чтобы получить значение измеряемого тока I_1 , следует измеренное амперметром значение тока I_2 умножить на коэффициент трансформации:

$$I_1 = K_I I_2.$$

На практике вместо действительного коэффициента трансформации K_I приходится использовать номинальный коэффициент трансформации K_{In} , что приводит к погрешности определения тока I_1 . Классы точности трансформаторов тока переносных лабораторных: 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; стационарных, устанавливаемых на подстанциях: 0,2; 0,5; 1,0; 3; 5; 10. Номинальные значения сопротивления нагрузки в

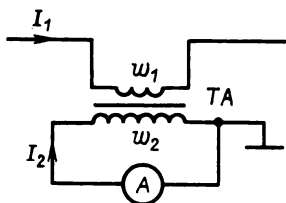


Рис. 2.26

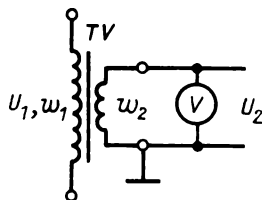


Рис. 2.27

цепи вторичной обмотки лежат в пределах от 0,2 до 2,0 Ом. Увеличение сопротивления нагрузки приводит к увеличению погрешностей. Размыкание вторичной обмотки недопустимо, так как оно вызывает появление на разомкнутых концах высокого напряжения, опасного для людей и способного привести к нарушению изоляции.

Измерительные трансформаторы напряжения. Для расширения пределов измерения вольтметров электромагнитной, электродинамической и электростатической систем применяются измерительные трансформаторы напряжения, которые преобразуют высокое напряжение U_1 , подводимое к первичной обмотке, в низкое U_2 , снимаемое со вторичной. Коэффициент трансформации $K_U = U_1/U_2$ приблизительно равен отношению числа витков первичной обмотки w_1 к числу витков во вторичной, т.е. $K_U \approx w_1/w_2$. Схема включения вольтметра с трансформатором напряжения TV представлена на рис. 2.27. Значение измеряемого напряжения U_1 определяется из формулы $U_1 = K_U U_2$. Использование вместо действительного коэффициента трансформации K_U приводит к погрешностям определения напряжения U_1 . Классы точности лабораторных трансформаторов напряжения: 0,05; 0,1; 0,2; стационарных: 0,2; 0,5; 1,0; 3.

2.7. ЭЛЕКТРОННЫЕ АНАЛОГОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ

В электронных вольтметрах конструктивно объединены электронный преобразователь и измерительный механизм. Электронный преобразователь может быть ламповым или полупроводниковым. Измерительный механизм обычно магнитоэлектрический. Электронные аналоговые вольтметры позволяют производить измерения в широком диапазоне напряжений и частот.

Электронные вольтметры постоянного тока выполняются по схеме, представленной на рис. 2.28. Измеряемое напряжение U_x подается на входное устройство, представляющее собой многопредельный высокоомный делитель на резисторах. С делителя напряжение поступает на усилитель постоянного тока и далее — на измерительный механизм. Делитель и усилитель постоянного тока ослабляют или усиливают напряже-

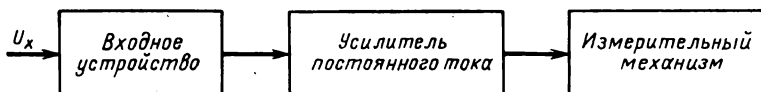


Рис. 2.28

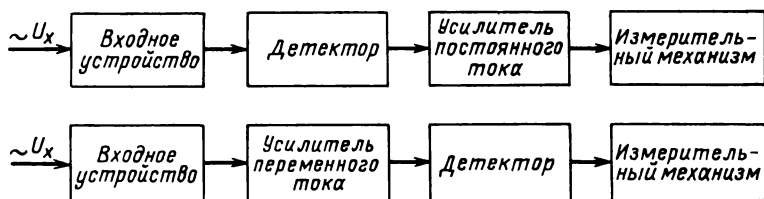


Рис. 2.29

ние до значений, необходимых для нормальной работы измерительного механизма. Одновременно усилитель обеспечивает согласование высокого сопротивления входной цепи прибора с низким сопротивлением катушки измерительного механизма. Входное сопротивление электронного вольтметра составляет обычно несколько десятков мегаом. Это позволяет производить измерения в высокоомных цепях без заметного потребления мощности от объекта измерения. Диапазон измеряемых напряжений постоянного тока — от десятков милливольт до нескольких киловольт. Для измерения малых напряжений используют микровольтметры с преобразованием постоянного тока в переменный. В таких приборах усиление измеряемого сигнала производится на переменном токе, что позволяет достичь больших значений коэффициента усиления и снизить порог чувствительности до нескольких микровольт. Рабочий диапазон электронных микровольтметров постоянного тока лежит в пределах $10^{-8} - 1$ В.

Электронные вольтметры переменного тока выполняются по двум структурным схемам, представленным на рис. 2.29. В первой из этих схем измеряемое переменное напряжение сначала преобразуется в постоянное при помощи детектора, а затем усиливается усилителем постоянного тока и воздействует на измерительный механизм. Во второй схеме усиление производится на переменном токе (для этого служит усилитель переменного тока) и лишь затем предварительно усиленный сигнал выпрямляется детектором и отклоняет стрелку измерительного механизма. Эти схемы дополняют друг друга. Каждая из них обладает своими преимуществами и недостатками. По первой схеме могут строиться вольтметры, обладающие широким частотным диапазоном (10 Гц — 1000 МГц), но обычно не способные измерять напряжения меньше нескольких десятых долей вольта: детектор выпрямляет только достаточно большие напряжения.

Вторая схема позволяет строить чувствительные вольтметры, нижний предел измерения которых составляет всего лишь единицы микровольт. Однако эти приборы имеют меньший частотный диапазон, поскольку частотный диапазон усилителя переменного тока трудно сделать достаточно большим.

Детекторы, применяемые в электронных вольтметрах, служат для выпрямления переменного тока. Они могут быть выполнены по различным схемам и подразделяются на детекторы средневыпрямленного, амплитудного и среднеквадратического значений. Это деление показывает, какому из значений (средневыпрямленному, амплитудному или среднеквадратическому) измеряемого напряжения соответствует напряжение на выходе детектора.

Детекторы средневыпрямленного значения представляют собой выпрямители на полупроводниковых диодах — такие же, как в приборах выпрямительной системы.

Амплитудные детекторы обычно содержат диод и конденсатор, который заряжается до амплитудного значения измеряемого напряжения. Для нормальной работы амплитудного детектора необходимо, чтобы сопротивление его нагрузки было велико (50–100 МОм). Поэтому амплитудный детектор используют в первой из схем, представленных на рис. 2.29, где его нагрузкой является усилитель постоянного тока, обладающий высоким входным сопротивлением.

Детекторы среднеквадратического значения используют квадратичный участок вольт-амперной характеристики (ВАХ) диода или диодной цепочки, в результате чего среднее значение напряжения на выходе детектора оказывается пропорциональным квадрату среднеквадратического значения измеряемого напряжения. В других схемах детекторов среднеквадратического значения напряжения применяются термопреобразователи.

По отношению к постоянной составляющей напряжения различают детекторы с открытым и закрытым входом. В первом случае постоянная составляющая наряду с переменной вносит свой вклад в результат измерения, во втором — постоянная составляющая исключается из-за наличия разделительного конденсатора на входе детектора.

В зависимости от применяемой схемы выпрямления вольтметры подразделяются на вольтметры средневыпрямленного, амплитудного и среднеквадратического значений.

Как видно из структурных схем, приведенных на рис. 2.29, в состав каждого электронного вольтметра входит усилитель постоянного или переменного тока. Одна из возможных схем усилителя постоянного тока (в упрощенном виде) представлена на рис. 2.30. Измеряемое напряжение U_x подается на сетку триода $VL1$ через резистор R_{ϕ} , который вместе с конденсатором C_{ϕ} образует фильтр, уменьшающий пульсации на сетке лампы. При короткозамкнутом входе, т.е. в отсутствие напряжения U_x , потенциалы сеток обеих ламп $VL1$ и $VL2$ равны и уста-

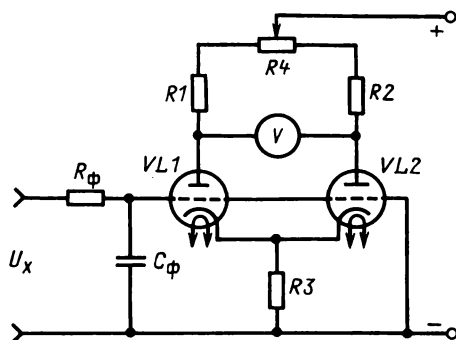


Рис. 2.30

новка на нуль измерительного механизма вольтметра PV может быть выполнена при помощи переменного резистора $R4$. Появление напряжения U_x приведет к изменению внутреннего сопротивления лампы $VL1$, вследствие чего нарушится баланс схемы, потенциалы анодов не будут равны и через цепь измерительного механизма потечет ток. Направление и значение этого тока зависят от знака и значения измеряемого напряжения U_x . Таким образом, шкала измерительного механизма может быть проградуирована в вольтах постоянного тока.

Усилители переменного напряжения, которые используются в электронных вольтметрах, должны иметь высокий и стабильный коэффициент усиления в рабочем диапазоне частот, малые нелинейные искажения, быть нечувствительными к изменениям температуры и напряжения питания. Таким требованиям отвечают широкополосные многокаскадные усилители, стабилизированные обратной связью.

Электронные вольтметры обладают рядом ценных качеств. Они имеют большое входное сопротивление, поэтому потребляют малую мощность от цепи, в которой производятся измерения. Диапазон их рабочих частот может простирается от нуля до сотен мегагерц. Значения измеряемых напряжений лежат в области от нескольких микрольт до киловольт.

К недостаткам электронных вольтметров относятся необходимость источника питания, невысокая точность, обусловленная недостаточной стабильностью электронных элементов (резисторов, ламп, полупроводниковых диодов и триодов и т.д.). На электронные вольтметры установлены классы точности от 0,1 до 25. Обычные классы 2,5; 4,0, а на повышенных частотах 6, 10, 15.

Вольтметры средневыпрявленного значения и амплитудные вольтметры имеют также погрешности, зависящие от формы кривой тока. По принципу действия они реагируют на средневыпрявленное и амплитудное значения, но для удобства работы обычно градуируются в среднеквадратических (действующих) значениях напряжения. Такая градуи-

ровка может быть произведена только для определенной формы кривой тока. Обычно эта форма предполагается синусоидальной. Поэтому вольтметры средневыпрямленного и амплитудного значений дают правильные показания только при синусоидальной кривой измеряемого напряжения. Если кривая отличается от синусоиды, погрешности могут возрастать до десятков процентов.

Электронные вольтметры часто входят в состав и являются основой многопредельных комбинированных приборов, позволяющих наряду с напряжением измерять другие электрические величины, например сопротивление. Такие приборы широко используются в лабораторной практике, особенно для радиотехнических измерений.

Описанные выше электромеханические и электронные приборы являются показывающими, выполняемыми по схеме прямого действия и использующими метод непосредственной оценки (см. § 1.2 и 1.4). Они удобны в работе и имеют малое время измерения, однако обладают сравнительно большими погрешностями.

Для выполнения измерений повышенной точности применяют более сложные приборы. Они выполняются по схемам уравнивания и используют метод сравнения. К таким приборам относятся компенсаторы (потенциометры) и измерительные мосты.

2.8. КОМПЕНСАТОРЫ

Компенсаторами (или *потенциометрами*) называются приборы для измерения методом сравнения ЭДС, напряжений или величин, функционально с ними связанных. Существуют компенсаторы как постоянного, так и переменного тока.

Компенсаторы постоянного тока обычно выполняются по принципиальной схеме, приведенной на рис. 2.31. Источник постоянного тока *GB1* обеспечивает протекание рабочего тока I в цепи, составленной из последовательно соединенных резисторов: измерительного $R_{и}$, установочного $R_{у}$ и регулировочного $R_{р}$. Зажимы НЭ (на схеме не показаны) служат для подключения нормального элемента *GB2*, а зажимы U_x — для подключения измеряемого напряжения. При помощи переключателя *S* гальванометр *PG* можно включать либо в цепь нормального элемента (положение *НЭ*), либо в цепь измеряемого напряжения (положение *X*).

В соответствии с идеей метода измеряемое напряжение U_x необходимо сравнить с падением напряжения, создаваемым рабочим током I на части R измерительного резистора $R_{и}$. На практике в качестве $R_{и}$ используют магазин резисторов, обеспечивающий высокую точность задания требуемого значения R .

Процесс измерения напряжения состоит из двух операций: установления рабочего тока I и уравнивания измеряемого напряжения U_x напряжением, создаваемым рабочим током на R . Для установления

рабочего тока переключатель гальванометра ставят в положение *НЭ* и при помощи резистора R_p добиваются отсутствия тока в гальванометре. Это будет иметь место в том случае, если падение напряжения на установочном резисторе R_y равно ЭДС нормального элемента:

$$IR_y = E_H. \quad (2.67)$$

Таким образом, при отсутствии тока в цепи гальванометра рабочий ток

$$I = E_H/R_y. \quad (2.68)$$

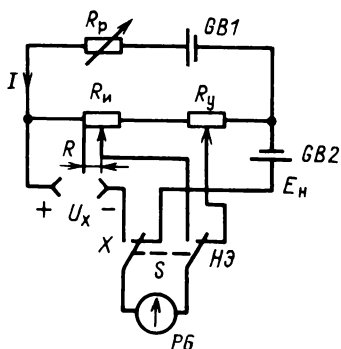


Рис. 2.31

После этого переходят ко второй операции: переключатель гальванометра устанавливают в положение *X* и при помощи магазина резисторов $R_{и}$ устанавливают такое значение сопротивления R , при котором происходит уравнивание измеряемого напряжения падением напряжения IR . Это произойдет тогда, когда ток через гальванометр снова будет отсутствовать. В результате уравнивания

$$U_x = IR. \quad (2.69)$$

После подстановки выражения для рабочего тока I (2.68) в (2.69) получим

$$U_x = (E_H/R_y)R. \quad (2.70)$$

Чтобы избежать вычислений по (2.70) при каждом из актов измерений, удобно выбрать значение R_y таким, чтобы отношение E_H/R_y было числом, представимым в виде 10^{-n} , где n — целое. Если, например, $n = 4$, то $E_H/R_y = 10^{-4}$ и соотношение (2.70) принимает вид

$$U_x = 0,0001R.$$

При этом вычисление U_x существенно упрощается. Практически этап вычисления исключается полностью, так как на шкалах магазина резисторов $R_{и}$, при помощи которого устанавливается требуемое значение R , наносятся числовые отметки, сразу дающие значение U_x в вольтах.

К сожалению, ЭДС нормального элемента E_H хотя и слабо, но зависит от температуры. Поэтому значение отношения E_H/R_y может несколько отличаться от требуемого "круглого" значения 10^{-n} . Для устранения такого отличия служит небольшой переменный резистор, который вместе с постоянным резистором входит в состав R_y . Перед измерением значение R_y несколько корректируется, чтобы компенсировать уход отношения E_H/R_y за счет температурных изменений E_H .

При помощи компенсаторов можно измерять ЭДС и напряжения с весьма высокой точностью, так как резисторы R_x и R_y могут иметь погрешности, не превышающие 0,001%. Значение ЭДС нормального элемента известно также с не меньшей точностью. Классы точности компенсаторов постоянного тока лежат в пределах от 0,0005 до 0,5. Верхний предел измерения не превосходит 1,5–2,5 В. Нижний предел может составлять единицы нановольт. Если вместо нормального элемента используется стабилизированный источник постоянного тока, то верхний предел измерения может быть повышен до нескольких десятков вольт. Для измерения более высоких напряжений применяются схемы с делителем напряжения. При этом, однако, утрачивается одно из основных достоинств компенсационного метода измерения — отсутствие потребления мощности от объекта измерения.

Компенсаторы используются также для точных косвенных измерений токов и сопротивлений. Для измерения тока I_x в цепь включается образцовый резистор, сопротивление R_0 которого известно с большой точностью, и компенсатором измеряется падение напряжения U на этом сопротивлении. Ток вычисляется по формуле $I_x = U/R_0$. Для измерения сопротивления резистора R_x последовательно с ним включается образцовый резистор R_0 и в этой цепи устанавливается ток I . Падение напряжения на R_x и R_0 измеряется компенсатором. Из уравнений

$$U_x = IR_x \text{ и } U_0 = IR_0$$

следует формула для вычисления значения измеряемого сопротивления R_x :

$$R_x = R_0 U_x / U_0.$$

Автоматические компенсаторы постоянного тока. Измерения ручными компенсаторами требуют много времени. При этом не обеспечивается непрерывное слежение за текущим значением измеряемой величины. Непосредственное использование схемы, представленной на рис. 2.31, для построения автоматических компенсаторов неудобно из-за трудности автоматизации описанных выше последовательных этапов процесса измерения, таких, как установка рабочего тока, сравнение измеряемого и известного напряжений, считывание результата измерения и т.д. Поэтому для построения автоматических компенсаторов используют другие схемы. Одна из наиболее распространенных приведена на рис. 2.32. В данном случае измеряемое напряжение U_x должно быть скомпенсировано напряжением U_{06} , возникающим между точкой a и подвижным контактом b резистора R_p , выполненного в виде реохорда. Если компенсации нет, то некомпенсированная разность $U_x - U_{06}$ (после преобразования ее в переменное напряжение вибропреобразователем и усиления усилителем переменного тока) воздействует на реверсивный двигатель $РД$. Механическая связь двигателя с подвижным

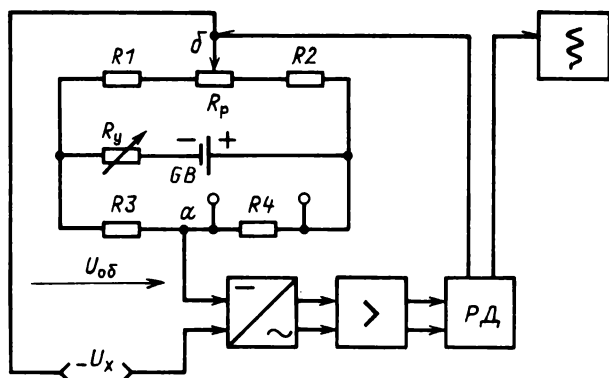


Рис. 2.32

контактом δ приводит к перемещению последнего в направлении, обеспечивающем компенсацию измеряемого напряжения U_x напряжением U_{06} . Двигатель при своем вращении перемещает также указатель вдоль шкалы компенсатора, обеспечивая возможность визуального считывания показаний. Кроме того, большинство автоматических компенсаторов имеют механизмы записи показаний на бумажной ленте или диске.

Требуемое значение рабочего тока устанавливается при помощи переменного резистора R_y , включенного последовательно со стабилизированным источником питания.

При правильной установке рабочего тока падение напряжения на резисторе R_4 должно быть равно ЭДС нормального элемента. Такое значение выбрано потому, что его удобно контролировать при помощи образцового компенсатора, снабженного нормальным элементом. Для этого на резисторе R_4 имеются специальные зажимы.

Погрешность автоматических потенциометров не превышает 0,5%. Время пробега указателем шкалы составляет несколько секунд. Порог чувствительности составляет доли милливольт.

Компенсаторы переменного тока. Компенсационный метод измерения может использоваться также для измерения переменного напряжения. Тогда, однако, приходится иметь дело с определением не одного, а двух параметров. Это связано с тем, что переменное (синусоидальное) напряжение определенной частоты характеризуется заданием его амплитуды и фазы либо при представлении в комплексном виде — заданием активной и реактивной частей. Поэтому для компенсации одного синусоидального напряжения другим необходимо, чтобы их частоты и амплитуды были равны, а фазы различались на 180° : $U_{m1} = U_{m2}$; $\varphi_1 = \varphi_2 \pm 180^\circ$. Можно условие компенсации сформулировать по-другому, потребовав, чтобы активная и реактивная части одного напря-

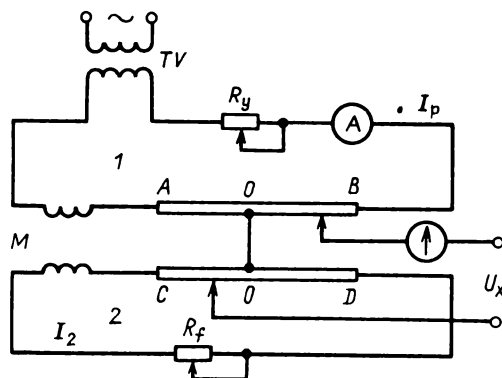


Рис. 2.33

жения компенсировали активную и реактивную части другого: $U_{01} = -U_{02}$; $U_{p1} = -U_{p2}$.

В соответствии со сказанным выше можно по-разному осуществлять построение компенсатора. Можно в его состав включить элементы, предназначенные для регулировки амплитуды (делители), и элементы, обеспечивающие изменение фазы (фазорегуляторы) компенсирующего напряжения. Такого рода компенсаторы называют полярно-координатными. Они не получили широкого распространения из-за необходимости использования фазорегулятора, относительно сложного элемента, для которого нелегко обеспечить требуемые метрологические параметры. На практике находят применение компенсаторы, принцип действия которых основан на раздельной компенсации активной и реактивной составляющих измеряемого напряжения соответствующими составляющими известного напряжения. Эти компенсаторы называются *прямоугольно-координатными*. На рис. 2.33 представлена принципиальная схема прямоугольно-координатного компенсатора.

Компенсатор имеет два электрических контура, связанных между собой взаимной индуктивностью катушки M . В каждом из контуров имеется по одному реохорду (AB и CD). Середины реохордов соединены перемычкой $O-O$. При подаче напряжения на трансформатор TV в контуре 1 возбуждается рабочий ток I_p , значение которого устанавливается переменным резистором R_y по показаниям амперметра A , включенного в цепь контура. Ток I_2 в контуре 2 определяется ЭДС E_2 , наведенной во вторичной обмотке катушки M и сопротивлением контура

$$\underline{I}_2 = \underline{E}_2 / (R_{CD} + R_f + j\omega L_2), \quad (2.71)$$

где R_{CD} — сопротивление реохорда CD ; R_f — сопротивление резистора, предназначенного для поддержания требуемого значения I_2 при изменении частоты; L_2 — индуктивность вторичной обмотки катуш-

ки M , выбираемая достаточно малой, с тем чтобы удовлетворялось условие

$$\omega L_2 \leq R_{CD} + R_f.$$

Поскольку $\underline{E}_2 = j\omega M \underline{I}_p$, выражение (2.71) для тока в контуре 2 принимает вид

$$\underline{I}_2 = j\omega M \underline{I}_p / (R_{CD} + R_f). \quad (2.72)$$

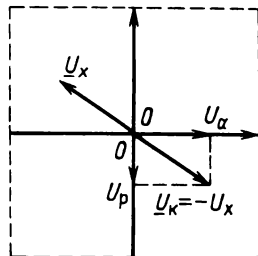


Рис. 2.34

Наличие множителя j в правой части формулы (2.71) говорит о том, что токи \underline{I}_p и \underline{I}_2 имеют фазовый сдвиг 90° . Падение напряжения на реохордах AB и CD пропорционально токам \underline{I}_p и \underline{I}_2 , поэтому \underline{U}_a и \underline{U}_p также сдвинуты относительно друг друга на 90° , как это показано на векторной диаграмме рис. 2.34. Поскольку центры реохордов соединены перемычкой, их потенциал можно принять за нулевой. Напряжение, снимаемое с реохорда AB , является активной составляющей \underline{U}_a , а напряжение, снимаемое с реохорда CD , — реактивной составляющей \underline{U}_p полного напряжения \underline{U}_k , которое должно компенсировать измеряемое напряжение \underline{U}_x . В зависимости от положения щеток реохордов конец вектора $\underline{U}_k = \underline{U}_a + j\underline{U}_p$ может быть направлен в любую из точек квадрата, ограниченного на рис. 2.34 пунктиром. Ясно, что этим квадратом определяется область значений напряжений \underline{U}_x , которые могут быть измерены данным потенциометром. Момент компенсации напряжений \underline{U}_x и \underline{U}_k отмечается по указателю нуля PG , в качестве которого может быть использован вибрационный гальванометр.

Две шкалы, относящиеся к реохордам AB и CD , градуируются в единицах напряжения. По этим шкалам считываются напряжения \underline{U}_a и \underline{U}_p соответственно. Градуировка справедлива при определенных значениях рабочего тока \underline{I}_p и частоты ω . В момент компенсации

$$\underline{U}_x = \sqrt{\underline{U}_a^2 + \underline{U}_p^2}, \quad (2.73)$$

а фаза \underline{U}_x может быть найдена по формуле

$$\operatorname{tg} \varphi_x = \underline{U}_p / \underline{U}_a. \quad (2.74)$$

Таким образом, оба параметра напряжения \underline{U}_x оказываются измеренными. Следует указать, что согласно выражению (2.72) ток \underline{I}_2 , а следовательно, и напряжение \underline{U}_p зависят не только от рабочего тока \underline{I}_p , но и от частоты ω . Поэтому при работе на частоте, отличной от номинальной, градуировка шкалы \underline{U}_p будет нарушена. Для внесения поправки на частоту служит резистор R_f , при помощи которого можно поддерживать отношение токов $\underline{I}_2 / \underline{I}_p$ постоянным в определенном диапазоне изменения частоты.

Компенсаторы переменного тока значительно уступают по точности компенсаторам постоянного тока. Это связано с тем, что рабочий ток приходится устанавливать по амперметрам, точность которых в лучшем случае соответствует классу 0,1 или 0,2. Поэтому к основной области применения компенсаторов переменного тока относится не поверка приборов, а лабораторные измерения напряжения, тока и комплексного сопротивления, особенно если важно знать не только модули измеряемых величин, но и их фазы (аргументы). Ток и сопротивление измеряют косвенно, опираясь на закон Ома.

2.9. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ МОСТЫ

Общие понятия. Важным классом устройств, предназначенных для измерения параметров электрических цепей (сопротивления, емкости, индуктивности и др.) методом сравнения, являются мосты. Сравнение измеряемой величины с образцовой мерой, которое производится в процессе измерения при помощи моста, может осуществляться вручную или автоматически, на постоянном или на переменном токе. В простейшем случае мостовая схема содержит четыре резистора, соединенных в кольцевой замкнутый контур. Такую схему имеет одинарный мост постоянного тока (рис. 2.35). Резисторы R_1 , R_2 , R_3 и R_4 этого контура называются *плечами* моста, а точки соединения соседних плеч — *вершинами* моста. Цепи, соединяющие противоположные вершины, называются *диагоналями*. Одна из диагоналей (3—4) содержит источник питания GB , а другая (1—2) — указатель равновесия PG . В случае моста переменного тока его плечи могут включать в себя не только резисторы, но также конденсаторы и катушки индуктивности, т.е. сопротивления могут иметь комплексный характер.

Мост называется *уравновешенным*, если разность потенциалов между точками 1 и 2 равна нулю, т.е. напряжение на диагонали, содержащей индикатор нуля, отсутствует и ток через индикатор равен нулю.

Соотношение между сопротивлениями плеч, при котором мост уравновешен, называется *условием равновесия* моста. Это условие можно получить, используя законы Кирхгофа для расчета мостовой схемы. Например, для одинарного моста постоянного тока зависимость протекающего через индикатор нуля (гальванометр) PG тока I_G от сопротивлений плеч, сопротивления гальванометра R_G и напряжения питания U имеет вид

$$I_G = \frac{U(R_1 R_4 - R_2 R_3)}{R_G(R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_1 R_2(R_3 + R_4) + R_3 R_4(R_1 + R_2)}. \quad (2.75)$$

Ток $I_G = 0$ при

$$R_1 R_4 = R_2 R_3. \quad (2.76)$$

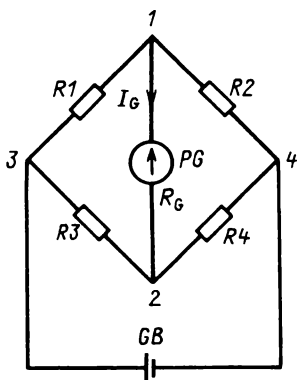


Рис. 2.35

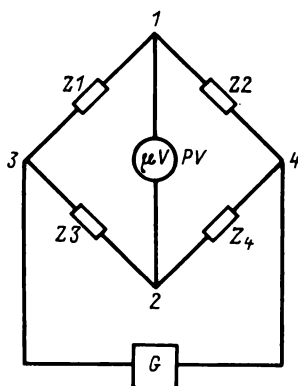


Рис. 2.36

Это и есть условие равновесия одинарного моста постоянного тока, которое можно сформулировать следующим образом: для того чтобы мост был уравновешен, произведения сопротивлений противолежащих плеч должны быть равны. Если сопротивление одного из плеч неизвестно (например, $R_1 = R_x$), то условие (2.76) будет иметь вид

$$R_x = R_2 R_3 / R_4 .$$

Таким образом, измерение при помощи одинарного моста можно рассматривать как сравнение неизвестного сопротивления R_x с образцовым сопротивлением R_2 при сохранении неизменным отношением R_3/R_4 . По этой причине плечо R_2 называют *плечом сравнения*, плечи R_3 и R_4 — *плечами отношения*.

Одинарные мосты могут также работать на переменном токе. В этом случае сопротивления плеч являются комплексными. Обобщенная схема моста переменного тока представлена на рис. 2.36. Индикатором нуля обычно служит электронный милливольтметр. Возможно также использование электронного индикатора нуля на базе электронно-лучевой трубки. Электронные индикаторы имеют очень большое входное сопротивление, что выгодно отличает их от электромеханических устройств, таких, как вибрационный гальванометр или телефонные наушники, которые тоже иногда используются в качестве индикаторов нуля.

Аналогично соотношению (2.76) условие равновесия одинарного моста переменного тока имеет вид

$$\underline{Z}_1 \underline{Z}_4 = \underline{Z}_2 \underline{Z}_3 , \quad (2.77)$$

где $\underline{Z}_1, \underline{Z}_2, \underline{Z}_3$ и \underline{Z}_4 — комплексные сопротивления плеч.

Как известно, любое комплексное число \underline{Z} можно представить в показательной форме: $\underline{Z} = z e^{j\varphi}$. Используя это представление, получим

вместо условия (2.77) равенство

$$z_1 e^{j\varphi_1} z_4 e^{j\varphi_4} = z_2 e^{j\varphi_2} z_3 e^{j\varphi_3}, \quad (2.78)$$

которое справедливо только в том случае, если выполняются вытекающие из него соотношения

$$z_1 z_4 = z_2 z_3 \quad (2.79)$$

и

$$\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3. \quad (2.80)$$

Условие (2.79), требующее равенства произведений модулей комплексных сопротивлений противолежащих плеч, дополняется условием (2.80), налагающим требование равенства сумм их аргументов. Только одновременное выполнение соотношений (2.79) и (2.80) обеспечивает равенство нулю напряжения на диагонали 1–2, в которую включен индикатор нуля PV (рис. 2.36).

Условия равновесия можно записать иначе, если воспользоваться не показательной, а алгебраической формой представления комплексных чисел $\underline{Z} = R + jX$, где R и X — вещественная и мнимая части соответственно. В нашем случае символом \underline{Z} обозначено комплексное сопротивление, а R и X представляют собой активную и реактивную составляющие. В алгебраической форме условие (2.77) переписется в виде

$$(R_1 + jX_1)(R_4 + jX_4) = (R_2 + jX_2)(R_3 + jX_3). \quad (2.81)$$

Это равенство выполняется, если справедливы равенства для активных и реактивных частей:

$$R_1 R_4 - X_1 X_4 = R_2 R_3 - X_2 X_3 \quad (2.82)$$

и

$$R_1 X_4 + R_4 X_1 = R_2 X_3 + R_3 X_2. \quad (2.83)$$

Вновь требуется одновременное выполнение соотношений (2.82) и (2.83).

Две пары равенств (2.79), (2.80) и (2.82), (2.83) полностью равноправны, и выбор того или другого определяется соображениями удобства при расчетах конкретных мостовых схем. Чтобы обеспечить выполнение двух условий одновременно, необходимо иметь не менее двух регулируемых элементов. Ими чаще всего являются резисторы и конденсаторы, поскольку они допускают более точную регулировку, чем катушки индуктивности. На практике важно, чтобы мост можно было быстро, с наименьшим числом элементарных операций по регулировке, уравновесить. Число таких операций, необходимых для достижения равновесия, характеризует "сходимость" моста. Правильный выбор

регулируемых элементов и их положения в плечах моста обеспечивает наилучшую сходимость, а следовательно, и наименьшее время измерений.

Чувствительность мостов. В соответствии с общим определением чувствительности электроизмерительных приборов чувствительность моста определяется как отношение изменения сигнала на его выходе (тока, напряжения, мощности) к вызвавшему его изменению измеряемой величины (сопротивления, емкости и др.), т.е.

$$S = dY/dX, \quad (2.84)$$

где S — чувствительность; Y — выходная величина; X — входная величина.

Если использовать конечные приращения, то чувствительность

$$S \approx \Delta Y / \Delta X, \quad (2.85)$$

причем приращение входной величины ΔX должно быть взято вблизи равновесия.

Так как мост состоит из мостовой схемы и указателя, то удобно рассматривать чувствительность моста в виде произведения чувствительностей мостовой схемы и индикатора нуля: $S = S_{сх} S_{ин}$.

В случае моста постоянного тока, когда индикатором служит магнитоэлектрический гальванометр, выходной величиной является отклонение стрелки или светового указателя, а входной — измеряемое сопротивление $R_x = R_1$. Тогда выражение (2.82) принимает вид

$$S = \Delta \alpha / \Delta R_1. \quad (2.86)$$

Чувствительность моста можно представить в виде произведения двух величин

$$S = (\Delta \alpha / \Delta I_G) (\Delta I_G / \Delta R_1) = S_G S_{схI}, \quad (2.87)$$

где ΔI_G — ток, протекающий через рамку гальванометра; S_G — чувствительность гальванометра, а $S_{схI}$ — чувствительность мостовой схемы к току.

Аналогично можно определить чувствительность мостовой схемы к напряжению $S_{схU} = \Delta U_G / \Delta R_1$ и к мощности $S_{схP} = \Delta P_G / \Delta R_1$. Входящие в эти определения ΔU_G и ΔP_G являются приращениями напряжения и мощности в цепи гальванометра.

Если используется индикатор с очень высоким сопротивлением, например электронный индикатор, ток через который пренебрежимо мал, то чувствительность схемы к напряжению $S_{схU}$ является наиболее подходящей характеристикой. Требуемая чувствительность достигается рациональным выбором мостовой схемы, индикатора нуля и напряжения питания моста.

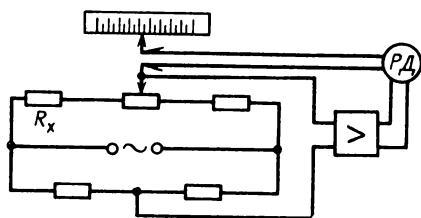


Рис. 2.37

Автоматические мосты. Автоматизация производственных процессов потребовала создания и широкого использования автоматических устройств для измерения температуры и других неэлектрических величин. Очень часто изменение этих величин преобразуется в изменение электрического сопротивления, которое и измеряется.

На рис. 2.37 приведена схема автоматического моста для измерения активного сопротивления R_x . Схема по существу представляет собой обычный одинарный мост, уравнивание которого достигается перемещением ползунка реохорда. Перемещение осуществляется при помощи реверсивного двигателя $РД$, ротор которого вращается до тех пор, пока не будет достигнуто равновесие моста. Одновременно с перемещением ползуна происходит движение указателя и пера регистрирующего устройства, если таковое имеется. Питание моста обычно производится переменным током, поскольку в этом случае схема оказывается проще, чем при использовании постоянного тока. Приведенная погрешность автоматических мостов равна 0,25–0,5%, быстродействие — около 1 с.

Схемы и конструкции автоматических мостов переменного тока для измерения емкости и индуктивности значительно сложнее и обеспечивают меньшую точность.

2.10. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

Цифровыми измерительными приборами (ЦИП) называются приборы, которые в процессе измерения осуществляют автоматическое преобразование непрерывной измеряемой величины в дискретную с последующей индикацией результата измерений на цифровом отсчетном устройстве или регистрацией его при помощи цифropечатающего устройства. Функциональная схема цифрового прибора представлена на рис. 2.38. Аналоговая величина X сначала преобразуется входным аналоговым преобразователем $ВАП$ к виду, удобному для последующего преобразования, затем при помощи $АЦП$ производится ее дискретизация и кодирование (см. ниже); наконец, цифровое отсчетное устройство $ЦОУ$ превращает кодированную информацию о измеряемой величине в цифровой отсчет, удобный для считывания оператором. В последние

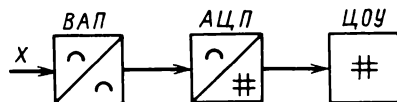


Рис. 2.38

годы цифровые приборы получили большое распространение, особенно в качестве лабораторных вольтметров, амперметров, омметров, частотомеров и фазометров.

По сравнению с аналоговыми приборами цифровые имеют такие преимущества, как высокая точность, широкий рабочий диапазон, высокое быстродействие, получение результатов измерения в удобной для считывания оператором форме, возможность цифрового преобразования и ввода измерительной информации в ЭВМ, автоматического введения поправок для уменьшения систематических погрешностей, автоматической калибровки, автоматизации процесса измерения.

Недостатками цифровых приборов являются сложность, сравнительно высокая стоимость и меньшая, чем у аналоговых приборов, надежность. Следует, однако, указать, что развитие техники интегральных схем в значительной мере позволяет устранить указанные недостатки.

Основой всякого цифрового прибора служит аналого-цифровой преобразователь (АЦП), который осуществляет дискретизацию, квантование и кодирование информации. *Дискретизация* есть процесс получения отсчетов измеряемой величины в определенные дискретные моменты времени. Непрерывная величина $X(t)$ заменяется последовательностью отсчетов $X(t_k)$, взятых в некоторые моменты времени t_k . Обычно промежутки времени между двумя последовательными отсчетами $\Delta t = t_{k+1} - t_k$ выбираются одинаковыми. В этом случае говорят, что шаг дискретизации Δt постоянен. Процесс квантования заключается в замене непрерывных значений величины $X(t)$ конечным набором ее дискретных значений X_n . Каждое из этих значений совпадает с одним из установленных уровней квантования, отстоящих друг от друга на интервал (шаг) квантования. Непрерывные значения величины заменяются значениями уровней квантования в соответствии с некоторым правилом. Например, вместо непрерывных значений величине приписываются значения ближайших уровней.

Кодированием называется процесс представления численного значения величины, определенной последовательностью цифр или сигналов, т.е. кодом. Для преобразования цифрового кода в напряжения, воздействующие на цифровое отсчетное устройство и формирующие показания ЦИП, используется устройство, называемое дешифратором.

Процессы дискретизации и квантования являются принципиальными источниками погрешностей ЦИП. Ясно, что замена непрерывной величины рядом ее значений, считанных в определенные дискретные моменты времени, ведет к потере информации о поведении этой величины в

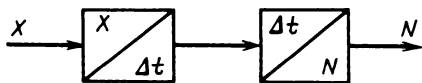


Рис. 2.39

промежутках между отсчетами. Конечно число уровней квантования также является причиной погрешностей ЦИП.

Аналого-цифровые преобразователи. Аналого-цифровые преобразователи — это измерительные преобразователи, назначение которых состоит в автоматическом преобразовании измеряемой аналоговой величины в дискретную, представленную в виде цифрового кода. В соответствии с методом построения все АЦП можно разделить на три группы: с время-импульсным преобразованием, с частотно-импульсным преобразованием и поразрядного уравнивания.

АЦП с время-импульсным преобразованием. В основу время-импульсного метода положено преобразование измеряемой величины в интервал времени, заполняемый затем импульсами со стабильной частотой следования (счетными импульсами). АЦП, использующие этот метод, применяются для преобразования временного интервала, напряжения, частоты, разности фаз и других величин в код.

Упрощенная функциональная схема АЦП с время-импульсным преобразованием представлена на рис. 2.39. Она включает в себя два преобразователя. Первый преобразует входную величину X в интервал времени Δt , второй — интервал времени Δt в последовательность импульсов (цифровой код) N . Если структура первого преобразователя может быть различной в зависимости от вида входной величины X , то структура преобразователя временной интервал — код одинакова для всех АЦП. Она представлена на схеме рис. 2.40. Временной интервал $\Delta t_x = t_2 - t_1$ задается двумя короткими импульсами u_{t1} и u_{t2} — опорным (в момент времени t_1) и интервальным (в момент времени t_2). Эти импульсы поступают на блок формирования (БФ), вырабатывающий прямоугольный импульс $u_{пр}$ длительностью $\Delta t_x = t_2 - t_1$. Указанный прямоугольный импульс подается на один из входов 1 временного селектора (ВС). На другой вход 2 временного селектора от генератора счетных импульсов (ГСИ) постоянно поступает последовательность счетных импульсов $u_{сч}$ со строго определенной частотой следования $f_{сч}$. Счетные импульсы могут проходить через ВС на выход только тогда, когда ВС открыт прямоугольным импульсом $u_{пр}$, т.е. в течение временного интервала Δt_x . Поскольку период следования счетных импульсов $T_{сч} = 1/f_{сч}$ выбирается много меньшим, чем Δt_x , то можно утверждать, что число счетных импульсов N , прошедших через ВС, выражается формулой $N \approx \Delta t_x / T_{сч} = \Delta t_x f_{сч}$. Следовательно, $\Delta t_x \approx N / f_{сч}$. Таким образом, каждому временному интервалу ставится

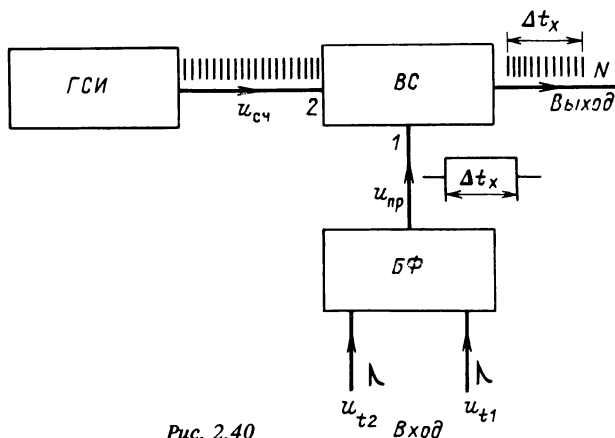


Рис. 2.40

в соответствие последовательность определенного числа импульса на выходе АЦП, т.е. цифровой код.

Суммарная погрешность описанного выше АЦП определяется следующими основными факторами: нестабильностью частоты следования счетных импульсов, погрешностью преобразования измеряемого временного интервала в длительность прямоугольного импульса, открывающего ВС, погрешностью дискретности. Чтобы практически устранить погрешность, вызванную нестабильностью $f_{сч}$, применяют ГСИ с кварцевой стабилизацией. Вторая составляющая погрешности обусловлена влиянием помех на работу БФ. Основным элементом БФ является триггер. На момент переброса триггера из одного состояния в другое может влиять помеха, которая складывается с напряжением, поступающим на вход БФ. Поэтому длительность прямоугольного импульса, воздействующего на ВС, может несколько отличаться от временного интервала Δt_x . Это отличие приводит к погрешности, которая носит случайный характер. Для ее уменьшения следует по возможности увеличивать отношение сигнал/помеха на входе БФ.

Третья составляющая погрешности является следствием того, что числовое значение временного интервала Δt_x непрерывной аналоговой величины заменяется целым числом периодов $T_{сч}$. Поскольку интервал Δt_x в общем случае не кратен $T_{сч}$, то возникает погрешность дискретности, абсолютное значение которой не превосходит длительности периода следования счетных импульсов: $|\Delta_d| \leq T_{сч}$. Существуют способы уменьшения погрешности дискретности. Самый прямой связан с увеличением частоты следования счетных импульсов; к сожалению, существенному продвижению в этом направлении препятствуют технические сложности создания высокочастотной аппаратуры. Применяется также синхронизация счетных импульсов с началом дискретизирующего

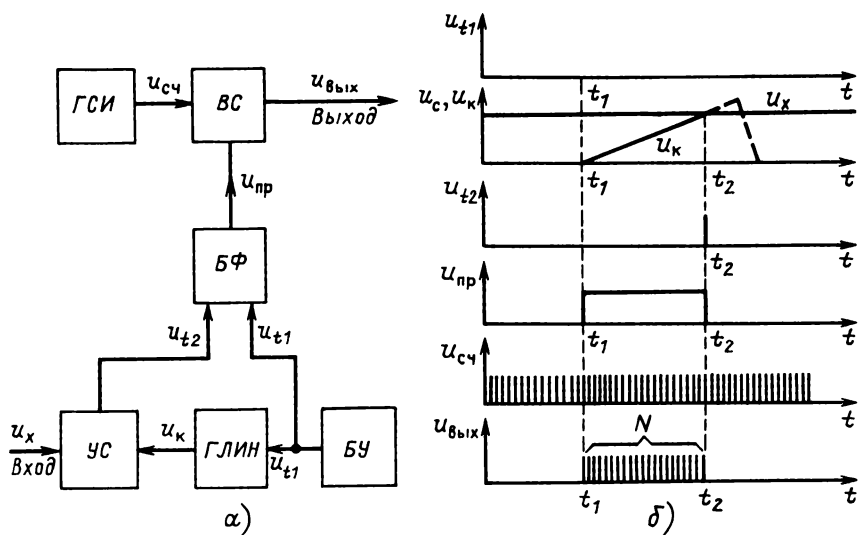


Рис. 2.41

временного интервала; это позволяет вдвое уменьшить значение погрешности дискретности. Имеются и другие, более сложные, но зато и более эффективные способы [8].

В качестве примера рассмотрим структурную схему время-импульсного АЦП, использующегося в цифровых вольтметрах постоянного тока (рис. 2.41, а). Этот АЦП преобразует постоянное напряжение в цифровой код. Наряду с блоками, представленными на рис. 2.40, он содержит генератор линейно изменяющегося напряжения ГЛИН, устройство сравнения (УС), а также блок управления (БУ). На БФ с БУ поступает импульс u_{t1} . Это приводит к тому, что временной селектор начинает пропускать на выход счетные импульсы $u_{сч}$. Одновременно запускается ГЛИН. Линейно изменяющееся напряжение u_k подается на устройство сравнения, которое вырабатывает импульс u_{t2} в момент, когда u_k становится равным u_x , входному напряжению, постоянно поступающему на УС. Импульс u_{t2} приводит к закрытию временного селектора и прекращению прохождения через него счетных импульсов. Временные диаграммы приведены на рис. 2.41, б. Число импульсов, заполняющих временной интервал $t_2 - t_1$, приближенно дается формулой

$$N \approx (t_2 - t_1) / T_{сч}. \quad (2.88)$$

Но $t_2 - t_1 = u_x / k$, где k — известный коэффициент, зависящий от скорости нарастания линейно изменяющегося напряжения u_k . Таким об-

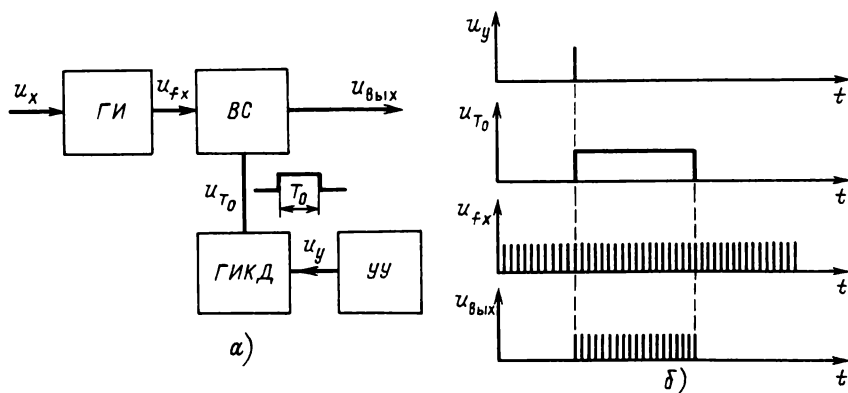


Рис. 2.42

разом,

$$N \approx u_x / k T_{\text{сч}} \quad (2.89)$$

или

$$N \approx u_x f_{\text{сч}} / k. \quad (2.90)$$

Погрешность преобразования, кроме рассмотренных ранее составляющих, содержит также вклад от линейности напряжения ГЛИН, нестабильности коэффициента k , т.е. нестабильности наклона кривой линейно изменяющегося напряжения и смещения нуля. Шумовая помеха $u_{\text{ш}}$, наложенная на входное напряжение u_x , также является источником погрешности, поскольку при наличии такой помехи устройство сравнения вырабатывает импульс u_{t2} не в момент, когда $u_k = u_x$, а в момент, когда $u_k = u_x + u_{\text{ш}}$. Подавление помех осуществляется при помощи специальных фильтров. Общая приведенная погрешность АЦП данного типа составляет около 0,1%.

АЦП с частотно-импульсным преобразованием. В частотно-импульсных АЦП входная аналоговая величина (например, напряжение u_x) предварительно преобразуется в частоту следования импульсов f_x . Цифровой код формируется посредством заполнения этими импульсами временного интервала строго определенной длительности T_0 . Структурная схема АЦП данного типа представлена на рис. 2.42, а. Входное напряжение u_x поступает на генератор импульсов ГИ с управляемой частотой следования f_x . Частота следования f_x управляется входным напряжением u_x в соответствии с формулой

$$f_x = k u_x, \quad (2.91)$$

где k — известный коэффициент пропорциональности.

Устройство управления (УУ) запускает генератор импульсов калиброванной длительности, который управляет временным селектором (ВС), открывая его на время T_0 . Число кодовых импульсов, поступающих на выход,

$$N \approx T_0/T = T_0 f_x. \quad (2.92)$$

Временная диаграмма работы частотно-импульсного АЦП представлена на рис. 2.42, б. Частотно-импульсные АЦП менее чувствительны к помехам, несмотря на то что помеха меняет частоту следования импульсов f_x . Дело в том, что за время T_0 эти изменения частоты следования могут частично взаимно компенсироваться. Если, например, помеха имеет симметричный характер и ее частота равна или кратна T_0 , то средняя за время T_0 частота

$$f_{\text{ср}} = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} f_x dt = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} k(u_x + u_{mn} \sin \frac{2\pi n}{T_0} t) dt = k u_x, \quad (2.93)$$

где u_{mn} — амплитуда напряжения помехи; $2\pi n/T_0$ — ее частота.

Таким образом, средняя за время T_0 частота оказывается пропорциональной входному напряжению, т.е. влияние помехи исключается. Приведенная погрешность частотно-импульсных АЦП составляет сотые доли процента.

АЦП поразрядного уравнивания. Рассмотрим работу этого АЦП на примере преобразователя напряжение—цифровой код. Структурная схема АЦП поразрядного преобразования представлена на рис. 2.43. Измеряемое напряжение u_x сравнивается с набором образцовых напряжений $u_{01} > u_{02} > \dots > u_{0n}$, составленным по определенному закону, например, в соответствии с разрядами двоичной системы счисления. Эти напряжения поступают на устройство сравнения УС от преобразователя код—образцовое напряжение в соответствии с командами устройства управления. Преобразователь код—образцовое напряжение представляет собой цифро-аналоговый преобразователь ЦАП, задачей которого является выработка аналогового напряжения в соответствии с поступающим на его вход числовым кодом.

Последовательность работы АЦП поразрядного уравнивания задается генератором тактовых импульсов ГТИ. В первом такте происходит сравнение входного напряжения u_x с наибольшим образцовым напряжением u_{01} . Если $u_x < u_{01}$, т.е. $u_x - u_{01} < 0$, то устройство управления подает на выход код 0. Таким образом, высший разряд выходного двоичного кода будет нулевым. После этого напряжение u_{01} отключается от устройства сравнения, а подается напряжение $u_{02} = u_{01}/2$. После этого снова происходит сравнение, на этот раз u_x и u_{02} . Если снова $u_x - u_{02} < 0$, то опять от устройства сравнения отключается u_{02} и посылается 0 в следующий разряд двоичного кода. Это происходит до тех пор, пока не будет $u_x - u_{0i} > 0$. Тогда i -му разряду будет

приписана единица, а к напряжению u_{0i} добавится $u_{0i+1} = u_{0i}/2$ и в следующем также будет произведено сравнение u_x и $u_{0i} + u_{0i}/2$. Этот процесс продолжается до тех пор, пока не будет подобрано напряжение, наиболее близкое к входному. Двоичный код затем преобразуется в десятичный и в этом виде используется в последующих блоках вольтметра.

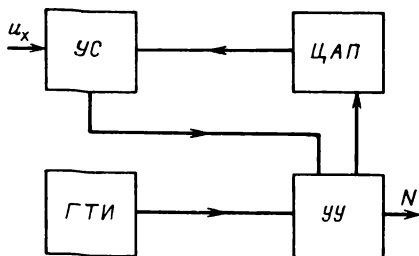


Рис. 2.43

АЦП с поразрядным уравниванием и вольтметры на их основе имеют высокую точность (погрешность 0,001%) и быстродействие (частота тактов более 1 МГц).

Цифро-аналоговые преобразователи. В схемах цифровых измерительных приборов нередко используются устройства, преобразующие цифровой код в аналоговую величину, однородную с измеряемой. Они также часто устанавливаются в цепях обратной связи различных информационно-измерительных систем. Такие устройства называются цифро-аналоговыми преобразователями. На рис. 2.44 представлена схема ЦАП весового типа. Резисторы R_1, R_2, \dots, R_N подбираются таким образом, чтобы их проводимости соотносились как весовые коэффициенты управляющего двоичного кода, т.е. чтобы

$$(1/R_n)/(1/R_{n-1}) = (1/R_{n-1})/(1/R_{n-2}) = \dots$$

$$\dots = (1/R_2)/(1/R_1) = 2.$$

При этом выходное напряжение будет иметь значение

$$u_{\text{вых}} = AE \sum_{i=1}^n k_i 2^{i-1}, \quad (2.94)$$

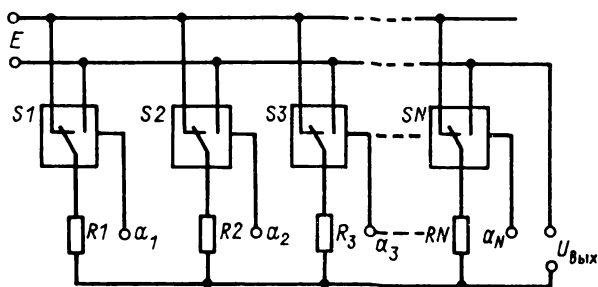


Рис. 2.44

где A — коэффициент пропорциональности; E — образцовое напряжение; n — число разрядов управляющего двоичного кода, поступающего на входы a_1, a_2, \dots, a_n ; i — номер разряда; k_i — разрядный коэффициент, который может принимать значения 0 или 1 в зависимости от положения ключа S_i .

В свою очередь, положение ключей управляется кодовыми импульсами, поступающими на входы a_1, a_2, \dots, a_n . В результате цифровой код оказывается преобразованным в пропорциональное аналоговое напряжение. Приведенная погрешность ЦАП составляет около 0,1%.

Цифровые отсчетные устройства. Цифровые отсчетные устройства (ЦОУ) служат для представления результатов измерения в виде обычных, удобных для считывания оператором десятичных цифр. В ЦОУ применяется несколько типов цифровых индикаторов. Наиболее распространены газоразрядные, светодиодные и жидкокристаллические индикаторы.

Газоразрядные индикаторы имеют набор проволочных катодов, выполненных в форме десяти арабских цифр, и общий сетчатый анод. Катоды собраны в пакет и размещены по глубине один за другим в баллоне, наполненном неоном. Если напряжение подается на анод и какой-либо из катодов, то между ними возникает тлеющий разряд в виде светящейся соответствующей цифры. Рабочее напряжение газоразрядных индикаторов составляет 170–200 В. Индикаторы с таким высоким напряжением плохо совместимы с низковольтными интегральными микросхемами. Это является их основным недостатком.

Светодиодные индикаторы используют полупроводниковые инжекционные светоизлучающие диоды. Светодиоды излучают в видимой части спектра. Цвет излучения зависит от материала и может быть практически любым — от красного до зеленого. Индикаторы этого типа обычно имеют сегментную структуру. Та или иная цифра формируется высвечиванием определенных сегментов. К достоинствам светодиодных индикаторов относятся высокая яркость, большая долговечность, низкие рабочие напряжения (несколько вольт). Однако эти индикаторы имеют только небольшие размеры.

Жидкокристаллические сегментные индикаторы используют свойство некоторых органических веществ, называемых жидкими кристаллами, изменять коэффициент преломления под влиянием приложенного напряжения. Конструктивно индикаторы выполнены в виде конденсатора, обкладками которого являются проводящие электроды, нанесенные в виде прозрачных пленок на две стеклянные пластинки. Тонкий слой жидкого кристалла находится между этими пластинками. Индикаторы не излучают собственной энергии, они работают в отраженном свете, используя контраст между участками с приложенным напряжением и фоном. Поэтому жидкокристаллические индикаторы очень экономичны. Недостатком этих индикаторов является зависимость контрастности изображения от внешней засветки, а также невысокая яркость.

2.11. ОСЦИЛЛОГРАФЫ

Осциллографом называется прибор, предназначенный для наблюдения, регистрации и измерения параметров исследуемого сигнала, как правило, напряжения, зависящего от времени.

Осциллограф может также использоваться для исследования неэлектрических процессов при условии, что последние преобразуются в электрические сигналы.

Имеется два основных класса осциллографов: светолучевые, предназначенные для наблюдения медленных процессов, и электронно-лучевые, способные отображать как медленные, так и быстропротекающие процессы.

Светолучевые осциллографы используют электромеханическое отклонение светового луча под действием исследуемого напряжения и запись на фото пленку.

Электронно-лучевые осциллографы строятся на основе электронно-лучевых трубок. Отклонение электронного луча осуществляется непосредственно электрическим сигналом и является практически безынерционным. Исследуемый процесс отображается на люминесцентном экране и может быть зарегистрирован фотографическими средствами.

Электронно-лучевые осциллографы. Основным узлом электронно-лучевого осциллографа является электронно-лучевая трубка (ЭЛТ), представляющая собой стеклянную вакуумированную колбу, внутри которой имеются источник электронов, система формирования узкого электронного луча, отклоняющие пластины и люминесцентный экран (рис. 2.45). Источником электронов является оксидный катод *1* с подогревателем *2*. Число электронов, из которых затем формируется узкий электронный пучок, зависит от напряжения между катодом *1* и модулятором *3*. При изменении этого напряжения меняется интенсивность электронного пучка, выходящего за пределы модулятора. Дальнейшее формирование пучка происходит под воздействием напряжений, приложенных к двум анодам *4*, один из которых является ускоряющим, а другой – фокусирующим. Часть ЭЛТ, включающая в себя катод, модулятор и два анода, называется *электронной пушкой*. Назначение

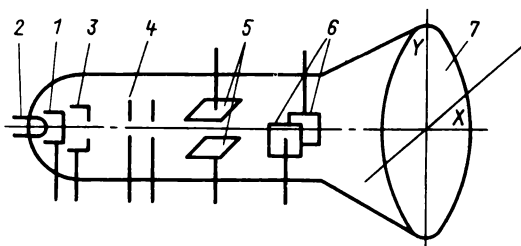


Рис. 2.45

электронной пушки — сформировать узкий электронный пучок (луч) необходимой интенсивности. Этот пучок затем проходит между двумя парами взаимно перпендикулярных металлических отклоняющих пластин: вертикально отклоняющих 5 и горизонтально отклоняющих 6, а затем попадает на люминесцентный экран 7 ЭЛТ, образуя на нем яркое пятно. Если к отклоняющим пластинам приложить электрическое напряжение, то между ними будет существовать электрическое поле, которое приведет к горизонтальному (вдоль оси X) или вертикальному (вдоль оси Y) отклонению электронного луча. Это отклонение прямо пропорционально напряжению, приложенному к пластинам: $h_x = S_x u_x$; $h_y = S_y u_y$, где h_x , h_y — отклонения вдоль осей X и Y ; S_x , S_y — чувствительности трубки, мм/В; u_x , u_y — напряжения на пластинах X и Y соответственно. Чувствительности S_x и S_y зависят от конструктивных особенностей трубки и напряжения на ускоряющем аноде трубки. Основной функцией осциллографа является отображение формы исследуемого напряжения на экране. Требуемое отображение достигается перемещением электронного луча в вертикальном и горизонтальном направлениях. Перемещение по вертикали происходит под влиянием исследуемого напряжения, приложенного к пластинам Y , а по горизонтали — приложенного к пластинам X напряжения пилообразной формы, называемого *напряжением развертки*. Последнее вырабатывается специальным генератором развертки. Рассмотрим сначала случай, когда напряжение на вертикально отклоняющих пластинах Y равно нулю, т.е. $u_y = 0$, а на горизонтально отклоняющих пластинах X имеется пилообразное напряжение (рис. 2.46). Тогда перемещение электронного луча будет приводить к перемещению пятна на экране от точки A к точке B за время $t_{пр}$, и обратное перемещение за время $t_{обр}$. Таким образом, за время $T_p = t_{пр} + t_{обр}$, называемое *периодом развертки*, луч осуществит свой прямой и обратный ход. Пилообразное напряжение формируется так, чтобы $t_{пр} \gg t_{обр}$, т.е. $T_p \approx t_{пр}$.

Из-за большой скорости и специального гашения запирающим напряжением обратный ход луча обычно не просматривается. Ввиду того что во время прямого хода луча скорость пятна на экране постоянна, ось X можно отождествить с осью времени t .

Если одновременно к вертикально отклоняющим пластинам Y приложить исследуемое напряжение, то положение луча в каждый момент времени будет однозначно соответствовать значению этого напряжения. На рис. 2.47 показано, как образуется изображение на экране ЭЛТ. Исследуемое напряжение с амплитудой U_c и периодом T_c подается на пластины Y , напряжение развертки с амплитудой U_p и периодом T_p — на пластины X . Если $T_p = T_c$, то каждому периоду развертки будет соответствовать период исследуемого напряжения и изображение на экране не будет изменяться со временем, оставаясь неподвижным. Это изображение можно построить по точкам, отмечая значения напряжений

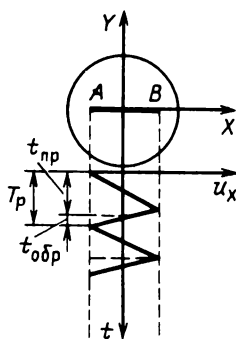


Рис. 2.46

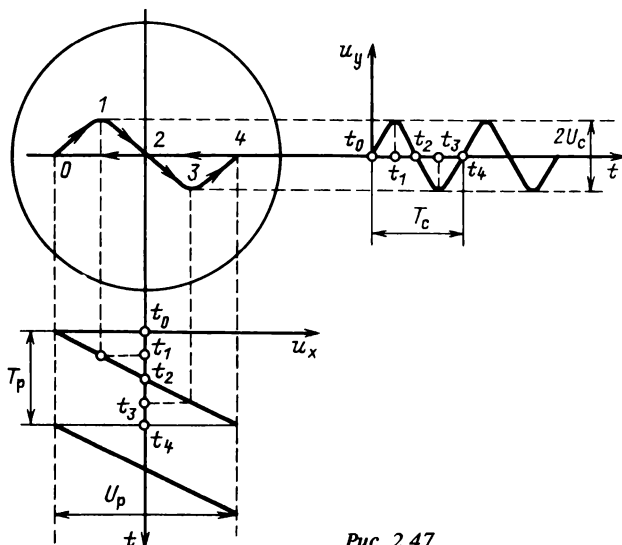


Рис. 2.47

развертки и сигнала в заданные моменты времени и перенося их на экран. На рис. 2.47 это сделано для моментов времени t_0, t_1, t_2, t_3 и t_4 . Пятно на экране в эти моменты будет занимать положения 0, 1, 2, 3 и 4 соответственно. Полученное таким образом изображение (или его запись), показывающее, как изменяется исследуемое напряжение от времени, называется *осциллограммой*. Имея осциллограмму, можно определить многие параметры сигнала: амплитуду, частоту, период и др.

На практике напряжение развертки в течение прямого хода растет со временем не строго линейно. Это приводит к неравномерности масштаба по оси X , т.е. по временной оси. При этих условиях измерение временных интервалов будет сопровождаться ошибками. Поэтому нелинейность развертки нормируется и указывается в паспорте осциллографа наряду с другими нормируемыми параметрами.

Выше отмечалось, что при равенстве периодов развертки и исследуемого напряжения $T_p = T_c$ изображение на экране неподвижно. Оно будет неподвижным и в более общем случае $T_p = nT_c$, где n — целое число. При этом на осциллограмме представляется n периодов исследуемого напряжения. Если же периоды не кратны друг другу, т.е. n не равно целому числу, то кривые, прочерчиваемые электронным лучом на экране в течение каждого периода напряжения развертки, не будут повторять друг друга. Возникнет эффект бегущего изображения или же экран будет заполнен целым семейством сдвинутых относительно друг друга кривых. Выполнение условия $T_p = nT_c$ достигается при помощи синхронизации. Генератору, вырабатывающему напряжение развертки, принудительно навязывается частота синхронизирующего

сигнала, равная или кратная частоте исследуемого напряжения. Режим синхронизации может быть внутренним или внешним. В первом случае синхронизирующим является сам исследуемый сигнал, поступающий на генератор развертки, во втором — внешний сигнал, который подается на вход "Внешняя синхронизация" на панели осциллографа.

Генератор развертки работает в двух основных режимах: непрерывном и ждущем. При непрерывной развертке каждый последующий цикл пилообразного напряжения непрерывно следует за предыдущим. Непрерывная развертка удобна, когда исследуется непрерывный периодический процесс или периодическая последовательность импульсов с небольшой скважностью. Если скважность велика, то длительность импульса составляет лишь малую часть периода следования и осциллограмма будет иметь вид вертикальной линии, наблюдение которой не дает информации о форме импульса. Для изучения импульсных последовательностей большой скважности и непериодических импульсов используется ждущая развертка, при которой напряжение развертки подается на горизонтально отклоняющие пластины лишь тогда, когда исследуемый импульс поступает на вход вертикально отклоняющих пластин. Длительность прямого хода развертки обычно выбирается немного больше длительности импульса для того, чтобы он помещался на экране осциллографа и занимал большую его часть.

В некоторых случаях вместо линейной развертки используют круговую или спиральную. Увеличение длины развертки позволяет повысить точность измерения интервалов времени. Чтобы получить круговую траекторию электронного луча, на вертикально и горизонтально отклоняющие пластины подаются синусоидальные напряжения одной и той же частоты и амплитуды, сдвинутые между собой по фазе на $\pi/2$. Чтобы развертка была не круговой, а спиральной, амплитуды напряжения на пластинах должны линейно уменьшаться от U_{max} до U_{min} за время, равное длительности развертки. Исследуемый сигнал подается на модулятор, который управляет яркостью свечения пятна на экране.

Структурная схема осциллографа. Структурная схема осциллографа приведена на рис. 2.48. Кроме электронно-лучевой трубки *VL* она содержит канал вертикального отклонения (канал *Y*), канал горизонтального отклонения (канал *X*), канал управления яркостью (канал *Z*), а также калибратор амплитуды и длительности. Исследуемое напряжение поступает на входное устройство канала *Y*, которое включает в себя аттенюатор, позволяющий при необходимости ослабить сигнал и согласовать сопротивление канала с сопротивлением источника сигнала. Усилители *A1* и *A2* являются предварительным и оконечным усилителями соответственно. Линия задержки *ET* используется при работе осциллографа в импульсном режиме. Она позволяет подавать исследуемый импульсный сигнал на пластины *Y* с задержкой относительно начала периода пилообразного напряжения. Это дает возможность наблюдать фронт исследуемого импульса неискаженным. Без линии задержки не

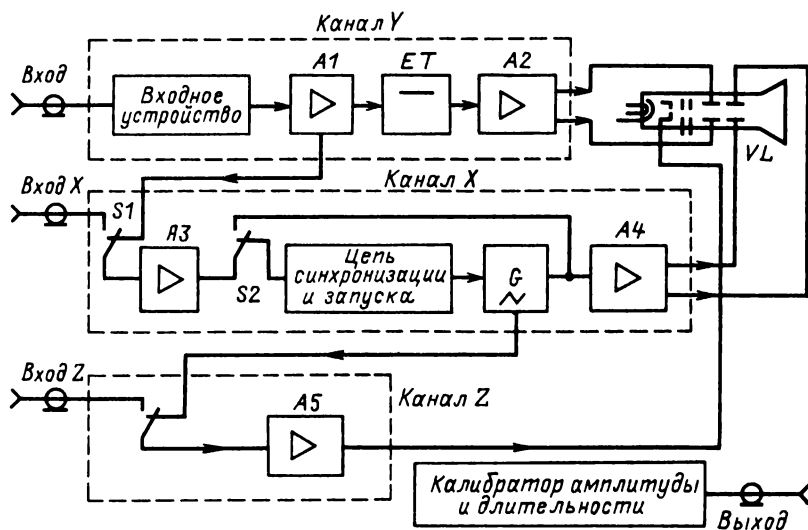


Рис. 2.48

удалось бы наблюдать часть импульса, которая приходится на время, необходимое для формирования напряжения развертки.

Канал X служит для формирования и (или) усиления напряжения, поступающего затем на горизонтально отклоняющие пластины и вызывающего горизонтальное перемещение луча. Канал X содержит предварительный и оконечный усилители (A3 и A4 соответственно), цепь синхронизации и запуска, а также генератор развертки G. Переключатель S1 служит для подачи синхронизирующего напряжения с канала Y (внутренняя синхронизация) или со входа X (внешняя синхронизация). Если переключатели S1 и S2 находятся в левом положении, то генератор развертки отключается и на пластины X поступает (через усилители A3 и A4) напряжение со входа X.

Канал Z служит для управления яркостью свечения экрана ЭЛТ. Управление производится как вручную, так и автоматически. Например, производится автоматическое подсвечивание прямого хода ждущей развертки. В промежутке между импульсами, запускающими ждущую развертку, яркость пятна снижена во избежание прожигания люминофорного слоя.

Калибратор амплитуды и длительности является источником напряжений с известной амплитудой и длительностью. Эти напряжения подаются с выхода калибратора на вход Y для контроля масштабов (коэффициентов отклонения) по осям Y (В/см, мВ/см или В/деление, мВ/деление) и X (мкс/см, мс/см или с/см). Знание масштабов необходимо для измерения напряжений и интервалов времени, поскольку

непосредственно оператору доступно считывание только расстояний (сантиметры, деления) по масштабной сетке на экране. В некоторых современных осциллографах измерение осуществляется автоматически при помощи цифрового устройства. Результат отображается на экране в цифровой форме.

Основные характеристики и виды электронных осциллографов. Электронные осциллографы характеризуются рядом технических и метрологических параметров. К наиболее важным относятся следующие:

- калиброванные значения коэффициента отклонения;
- полоса пропускания, т.е. диапазон частот, в пределах которого коэффициент усиления канала Y уменьшается на 3 дБ по отношению к некоторой опорной частоте;
- диапазон изменения длительности развертки;
- входное сопротивление и входная емкость канала Y ;
- точностные параметры, характеризующие погрешности измерения напряжения и интервалов времени.

При выборе осциллографа следует исходить из характера измеряемого сигнала (гармонический или импульсный) и его вероятных параметров (ширина спектра, граничные частоты, частота следования, скважность, амплитуда напряжения и т.д.).

Осциллографы подразделяются на универсальные, скоростные, стробоскопические, запоминающие, специальные. Наиболее употребительными являются *универсальные осциллографы* (в ГОСТ обозначение С1). Они позволяют проводить исследования электрических сигналов в широком диапазоне частот, амплитуд и длительностей сигналов. Полоса пропускания достигает 200–350 МГц, диапазон амплитуд от единиц милливольт до сотен вольт. Возможно измерение длительностей импульсов от нескольких наносекунд до секунд.

Скоростные осциллографы (обозначение С7) служат для исследования гармонических и импульсных сигналов (включая однократные импульсы) с характерными временами, составляющими доли и единицы наносекунд в реальном масштабе времени. Быстродействие достигается благодаря использованию ЭЛТ с бегущей волной. Полоса пропускания скоростных осциллографов достигает 5 ГГц.

Стробоскопические осциллографы (обозначение С7) используют стробоскопическое преобразование масштаба времени. Их полоса пропускания достигает 10 ГГц. При помощи осциллографов этого вида можно исследовать повторяющиеся сигналы с амплитудой несколько милливольт и длительностью несколько пикосекунд.

Запоминающие осциллографы (обозначение С8) применяются для исследования медленных процессов и однократных импульсов. Запоминание осуществляется при помощи специальных ЭЛТ. Длительность измеряемых интервалов времени достигает десятков секунд. Время сохранения — от нескольких часов до нескольких суток.

Специальные осциллографы (С9) в основном предназначены для исследования телевизионных и радиолокационных сигналов.

Для одновременного исследования нескольких сигналов используют *многолучевые осциллографы*. Обычно они имеют два канала вертикального отклонения, однако выпускаются также осциллографы с большим числом каналов (до пяти).

В последнее время все большее распространение получают электронные осциллографы с цифровой обработкой сигнала. В таких приборах аналоговый блок, представляющий собой обычный (аналоговый) осциллограф, дополнен блоком дискретизации аналогового сигнала и цифровым блоком. В состав последнего входят микропроцессор, который управляет процессами преобразования сигналов и процедурой измерения, а также клавиатура, позволяющая вводить необходимые программы. Введение цифровой обработки значительно расширило возможности осциллографа. Появилась возможность автоматизации управления его работой, увеличения производительности. Измеряемая информация может быть подвергнута необходимой обработке, упорядочению и запоминанию. Параметры сигнала в цифровой форме отображаются на экране ЭЛТ. Массивы информации могут быть представлены на экране в виде гистограмм, графиков, таблиц и т.д. По желанию оператора можно изменить масштаб, вычленив и растянуть какую-либо часть осциллограммы, наложить друг на друга или одновременно представить на экране несколько зависимостей. Автоматическая калибровка в ходе измерения, коррекция погрешностей, уменьшение влияния помех благодаря усреднению сигнала за большое число периодов приводит к существенному повышению точности измерений. Возможность вычисления и отображения на экране преобразования Фурье исследуемого сигнала, дифференцирования, интегрирования и других операций качественно меняют характер получаемой информации.

Светолучевые осциллографы. Светолучевые осциллографы используются для исследования электрических сигналов с верхней частотой, не превышающей 30 кГц. Достоинством этих приборов является простота устройства, возможность одновременной регистрации большого числа (обычно 12 или 24) процессов.

Светолучевой осциллограф состоит из магнитного блока с осциллографическими гальванометрами (ОГ), оптической системы, развертывающей системы, отметчика времени и блока питания.

Осциллографический гальванометр представляет собой укрепленную на растяжках подвижную рамку магнитоэлектрического измерительного механизма, заключенную в кожух из магнитного материала. На кожухе укреплены магнитно-мягкие полюсные наконечники. ОГ вставляются в специальные гнезда, являющиеся воздушными зазорами магнитопровода единого постоянного магнита. Таким образом, все рамки находятся в постоянном магнитном поле. При прохождении по рамке исследуемого тока происходит ее поворот, как и в обычном

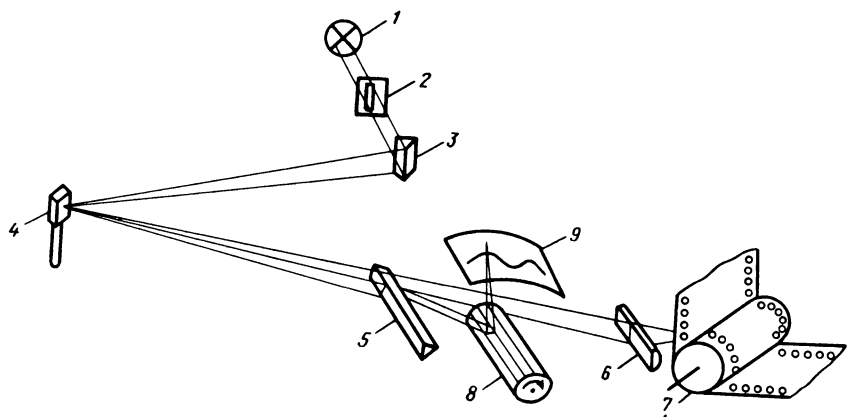


Рис. 2.49

магнитоэлектрическом механизме. Из-за того что подвижная часть ОГ имеет малый момент инерции, угол ее отклонения в каждый момент времени пропорционален мгновенному значению тока. На подвижной части ОГ укреплено маленькое зеркальце для светового отсчета.

Схема общего устройства осциллографа приведена на рис. 2.49. Луч света от источника 1 проходит через узкую щель 2 и призму 3 и отражается от зеркальца 4. Затем он попадает на призму 5, где разделяется на две части. Часть луча проходит поверх призмы 5 и концентрируется с помощью цилиндрической линзы 6 в точку на фотопленке 7. Вторая часть луча отклоняется призмой 5 и направляется на зеркальный многогранный барабан 8, отражаясь от которого, падает на экран 9. Если пленка 7 и зеркальный барабан 8 находятся в покое, то при колебаниях зеркала от четырех ОГ световое пятно описывает на пленке в поперечном направлении и на экране прямую линию. Для наблюдения и фотографирования исследуемого процесса во времени надо развернуть движение луча по оси времени. Для этого пленку протягивают, а зеркальный барабан приводят во вращение. Если скорость вращения барабана такова, что луч перемещается по одной грани в течение времени, равного целому числу периодов исследуемого тока, то кривая на экране неподвижна.

Лентопротяжный механизм и барабан приводятся двигателем.

Следует отметить, что устройства для визуального наблюдения отсутствуют во многих современных светолучевых осциллографах, которые осуществляют только функцию регистрации на фотоносителе.

Для задания масштаба времени используют специальные отметчики, с помощью которых на носитель наносятся метки, разделенные известными временными интервалами. Отметчики времени обычно строятся на основе электромеханических устройств. Функцию отметчика может

выполнять также специально выделенный для этой цели ОГ, на вход которого подаются импульсы с известным периодом, регистрируемые одновременно с исследуемым сигналом.

Область применения светолучевых осциллографов ограничивается инерционностью подвижной части. Без существенных искажений этим прибором можно регистрировать синусоидальные токи и напряжения с частотами не свыше 30 кГц. Светолучевые осциллографы применяются при исследовании электрических машин и аппаратов, в геологии при поисках ископаемых сейсмическими методами, для регистрации землетрясений и т.п.

2.12. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

На практике приходится измерять следующие параметры электрических сигналов: ток, напряжение, мощность, частоту, сдвиг фаз и др. При этом измерения производятся в широком диапазоне значений измеряемых величин и рабочих частот. Ранее, в параграфах, посвященных рассмотрению различных приборов, указывалось на особенности их применения для измерения тех или иных величин, в том числе и параметров электрических сигналов. Резюмируем кратко эти сведения.

Измерение напряжения осуществляется в диапазоне частот от 0 до 10^9 Гц. При более высоких частотах напряжение перестает быть информативным параметром. Напряжение *постоянного тока* от долей милливольт до сотен вольт удобно измерять магнитоэлектрическими вольтметрами, которые имеют достаточно высокую точность (класс точности до 0,05). Следует, однако, иметь в виду, что входное сопротивление магнитоэлектрического вольтметра, которое в основном определяется значением добавочного сопротивления, не превышает десятков килоом. При измерениях в высокоомных цепях собственная проводимость вольтметра может быть причиной значительных погрешностей измерения. Магнитоэлектрическим вольтметрам присуща также температурная погрешность, вызываемая зависимостью сопротивления рамки прибора от температуры.

Для измерения напряжения постоянного тока в высокоомных цепях широко используются электронные аналоговые и цифровые вольтметры. Электронные аналоговые вольтметры и милливольтметры являются многопредельными приборами. Ими можно измерять напряжение от единиц микровольт до нескольких киловольт. Высокое входное сопротивление вольтметров, равное десяткам и более мегаом, снижает потребление мощности из измеряемой цепи до пренебрежимо малых значений. Следовательно, влияние измерительного прибора на режим работы изучаемого объекта оказывается незначительным. Электронные аналоговые вольтметры имеют основную погрешность 1,5 – 6%. Источниками погрешностей являются нестабильность элементов и собственные шумы

электронных цепей. Вносят вклад также погрешности измерительного механизма и градуировки шкалы.

Цифровые вольтметры постоянного тока также широко распространены. Они обладают широким диапазоном измерения, высокой точностью и чувствительностью, быстродействием, удобством считывания показаний, возможностью включения в состав измерительно-вычислительных комплексов. Возможности и особенности цифрового вольтметра определяются в первую очередь характеристиками использованного АЦП. Существуют цифровые вольтметры прямого и уравнивающего преобразования. В схемах прямого преобразования применяются время-импульсные, время-импульсные интегрирующие и частотно-импульсные АЦП, а в схемах уравнивающего преобразования — АЦП поразрядного уравнивания.

Цифровые вольтметры прямого преобразования отличаются простотой и высоким быстродействием (более 10^4 измерений в секунду). В интегрирующих вольтметрах благодаря усреднению напряжения по времени измерения достигается повышенная помехозащищенность. Основным достоинством цифровых вольтметров с АЦП поразрядного уравнивания является высокая точность измерения (приведенная погрешность 0,01–0,001%). Диапазон напряжений, измеряемых цифровыми вольтметрами разных типов, охватывает диапазон от долей микровольта до единиц киловольт.

Современные цифровые вольтметры содержат микропроцессорные блоки и снабжены клавиатурой, что позволяет автоматизировать процесс измерения, проводить его в соответствии с заданной программой, осуществлять требуемую обработку результатов измерений, расширять функциональные возможности прибора, превратив его в мультиметр, позволяющий измерять не только напряжение постоянного тока, но и многие другие величины: напряжение переменного тока, сопротивление, емкость конденсатора, частоту и др.

Точные измерения напряжения постоянного тока производятся при помощи компенсаторов постоянного тока (§ 2.8). Класс точности этих приборов достигает 0,0005. Пределы измеряемых напряжений — от 10^{-9} В до нескольких десятков вольт.

Среднеквадратическое (действующее) значение напряжения *переменного тока* ($U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}$) измеряется электромагнитными (до 1–2 кГц), электродинамическими (до 2–3 кГц), ферродинамическими (до 1–2 кГц), электростатическими (до 10 МГц) и термоэлектрическими (до 10–100 МГц) приборами.

Выпрямительные приборы реагируют на средневыпрямленное значение

$$U_{св} = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt ,$$

но градуируются обычно в среднеквадратических значениях синусоидального напряжения. Отличие формы измеряемого напряжения от синусоидальной может приводить к большим систематическим погрешностям. Выпрямительные вольтметры используются до частот 10–20 кГц. Электромагнитные вольтметры в основном служат щитовыми приборами. Расширение их пределов измерения достигается использованием измерительных трансформаторов напряжения. Электродинамические, электростатические обычно являются лабораторными приборами, термоэлектрические используются на повышенных частотах. Выпрямительные вольтметры обычно входят в состав многофункциональных переносных измерительных приборов — *тестеров*.

Электронные аналоговые вольтметры применяются для измерения среднеквадратичных, средневыпрямительных и пиковых (амплитудных) значений переменного тока. Их отличает большое входное сопротивление, высокая чувствительность и возможность измерений на высоких частотах (вплоть до сотен мегагерц).

Цифровые вольтметры, предназначенные для измерения напряжения переменного тока, строятся на основе цифровых вольтметров постоянного тока, снабженных преобразователем переменного напряжения в постоянное. В диапазоне частот до 100 кГц их основная погрешность может не превышать 0,5%. Цифровые вольтметры средневыпрямленного значения используют одно- и двухполупериодные выпрямители. В цифровых вольтметрах среднеквадратического значения применяются термоэлектрические преобразователи. Однако инерционность последних существенно снижает быстродействие вольтметров.

Для одновременного измерения амплитуды и фазового сдвига синусоидального напряжения используются компенсаторы переменного тока. Относительная погрешность измерения при помощи компенсаторов лежит в пределах $\pm 0,5\%$.

Измерение тока. *Постоянный ток* измеряется при помощи магнитоэлектрических приборов. Они обеспечивают наивысшую точность среди электромеханических аналоговых приборов (класс точности 0,05–2,5).

Магнитоэлектрические амперметры позволяют измерять токи от 10^{-7} до 50 А (при измерении токов больше 0,05 А используются внутренние шунты). Применение шунтов приводит к увеличению влияния изменений температуры на показания приборов. Это связано с тем, что вследствие неодинаковых значений температурных коэффициентов сопротивления рамки и шунта происходит изменение соотношения их сопротивлений, а следовательно, и перераспределение текущих по ним токов. Для уменьшения температурной погрешности применяются различные цепи температурной компенсации. Простейшая из них содержит только один элемент — добавочный резистор из манганина, включенный последовательно с рамкой измерительного механизма. Такая термокомпенсация удовлетворительна только для приборов классов точности 1,0 и хуже. Более точные приборы используют несколько более сложные цепи тер-

мокомпенсации, содержащие как последовательные, так и параллельные цепочки резисторов.

Для измерения больших постоянных токов (от 50 А до нескольких килоампер) применяются магнитоэлектрические амперметры и килоамперметры с наружными шунтами.

Малые постоянные токи (меньше 10^{-6} А) измеряются при помощи гальванометров.

Измерения постоянного тока с повышенной точностью производятся косвенным образом. Образцовый резистор включается в измеряемую цепь и компенсатором измеряется падение напряжения на этом резисторе. Значение тока вычисляется при помощи закона Ома.

Переменный ток измеряется амперметрами электромагнитной, электродинамической и ферродинамической систем. Электромагнитные амперметры являются в основном однопредельными щитовыми приборами (класс точности 1,0; 1,5; 2,5). Они работают со встроенными или наружными измерительными трансформаторами тока, позволяя измерять токи до 300 А и 15 кА соответственно.

Также в качестве щитовых часто работают ферродинамические амперметры. Электродинамические амперметры и миллиамперметры обычно выполняются в виде переносных лабораторных приборов. Их типичные классы точности 0,2; 0,5; 1,0. Выпрямительные амперметры обычно входят в состав переносных лабораторных комбинированных приборов (тестеров). Их диапазон измерения — от долей миллиампера до нескольких ампер. Набор шунтов обеспечивает изменение пределов измерения. Точность выпрямительных амперметров невелика (классы точности 1,5; 2,5; 4,0). Другим недостатком является зависимость показаний от формы тока. Термоэлектрические миллиамперметры и амперметры применяются на повышенных частотах (до сотен мегагерц). Их диапазон измерений — от нескольких миллиампер до нескольких ампер. Расширение пределов измерения достигается применением высокочастотных трансформаторов тока. Классы точности 1,0; 1,5. Термоэлектрические приборы имеют малую перегрузочную способность. Это является их недостатком.

Измерение мощности в цепях постоянного и переменного однофазного тока чаще всего производится электродинамическими и ферродинамическими ваттметрами (§ 2.4). Электродинамические ваттметры выпускаются в виде переносных лабораторных многопредельных приборов. Их классы точности 0,1–0,5. Изменение пределов измерения достигается коммутацией секций токовой катушки и подключением различных добавочных резисторов.

Частотный диапазон электродинамических ваттметров ограничен сверху частотами порядка нескольких килогерц. С повышением частоты индуктивное сопротивление катушек начинает вносить заметный вклад в погрешность прибора.

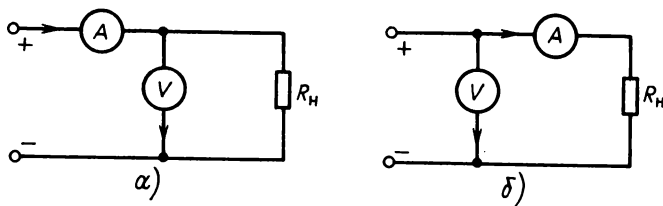


Рис. 2.50

Ферродинамические ваттметры обычно служат щитовыми приборами классов точности 1,5 и 2,5. Их частотный диапазон несколько уже, чем у электродинамических ваттметров, из-за погрешностей, обусловленных потерями в магнитных сердечниках.

Направление отклонения стрелки зависит от направления тока в обмотках ваттметров, поэтому их зажимы имеют специальную маркировку, обеспечивающую правильное подключение прибора. Зажимы, обозначенные знаком * (звездочкой), соединяются с проводами, идущими от источника тока. Зажимы, не имеющие этого обозначения, подключаются к нагрузке.

Мощность постоянного тока измеряется также косвенно — при помощи амперметра и вольтметра, показания которых перемножаются в соответствии с формулой $P = IU$. Возможны две схемы включения приборов (рис. 2.50, а, б). При измерениях следует учитывать методическую погрешность, зависящую от сопротивления вольтметра (в схеме, представленной на рис. 2.50, а) или амперметра (в схеме, представленной на рис. 2.50, б). Действительно, в первом случае амперметр показывает не ток нагрузки, а сумму токов нагрузки и вольтметра, а во втором — показания вольтметра равны не падению напряжения на нагрузке, а сумме падений напряжения на нагрузке и амперметре. Следовательно, в обоих случаях мощность, вычисленная на основании показаний амперметра и вольтметра, будет завышена. Первая схема обеспечивает малую погрешность, если $R_n \ll R_V$, вторая — если $R_n \gg R_A$, где R_V и R_A — внутреннее сопротивление вольтметра и амперметра соответственно.

Мощность переменного однофазного тока на повышенных частотах можно измерять выпрямительными ваттметрами, использующими нелинейность вольт-амперной характеристики (ВАХ) полупроводниковых диодов для перемножения мгновенных значений тока и напряжения, или термоэлектрическими, которые содержат термопреобразователи, напряжение на выходе которых также является нелинейной функцией токов, протекающих через их подогреватели. Выпрямительными и термоэлектрическими ваттметрами можно измерять мощность в диапазоне частот до 100 кГц и 1 МГц соответственно. Погрешности измерения этих приборов сравнительно велики (несколько процентов). Для изме-

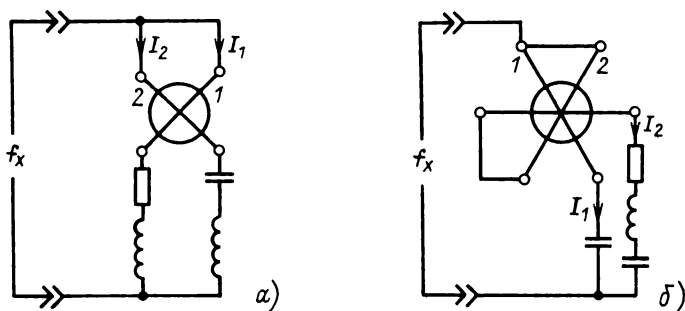


Рис. 2.51

рения мощности на повышенных частотах (до нескольких гигагерц) применяются также ваттметры на основе эффекта Холла.

В трехфазных цепях для измерения как активной, так и реактивной мощности обычно используются двух- и трехэлементные ферродинамические ваттметры. Двухэлементные включаются в трехпроводные цепи, а трехэлементные — в четырехпроводные. Вид измеряемой мощности (активная или реактивная) зависит от схемы включения ваттметра.

Измерение частоты в электро- и радиотехнике производится в диапазоне от 0 до 10^{11} Гц. На низких частотах (от 20 до 2500 Гц, но особенно в окрестности 50 и 400 Гц) используются электромеханические приборы: резонансные электромагнитные частотомеры (§ 2.6) и частотомеры на основе электромагнитных и электродинамических (ферродинамических) логометров. Их схемы приведены на рис. 2.51. Принцип работы логометрических частотомеров основан на зависимости разности вращающих моментов, воздействующих на скрепленные между собой подвижные катушки 1 и 2 с токами I_1 и I_2 , как от частоты, так и от положения катушек. Основная погрешность электромеханических аналоговых частотомеров составляет 1–2,5%. Они имеют узкие диапазоны измерения и используются в качестве щитовых приборов.

В лабораторных условиях нередко для измерения частоты используют осциллографы. Это оправдано, если к точности измерения не предъявляется жестких требований. Получение фигур Лиссажу, использование круговой развертки с модуляцией яркости, определение частоты исходя из измеренного значения периода напряжения — наиболее распространенные способы осциллографических измерений частоты.

Электронные конденсаторные частотомеры применяются для измерения частот от 10 до 1 МГц. Принцип работы таких частотомеров иллюстрируется схемой, приведенной на рис. 2.52. Конденсатор C при помощи электронного ключа S переключается то на заряд от батареи GB , то на разряд через магнитоэлектрический измерительный механизм PA . За время одного такого цикла через индикатор PA будет про-

текать заряд $Q = CU$. Если частота переключений равна измеряемой частоте f_x , то средний ток, протекающий через индикатор, равен $I_{cp} = Qf_x = CUf_x$, т. е. показание индикатора пропорционально частоте. Условием нормальной работы конденсаторного частотомера является постоянство U и C . Кроме того, необходимо, чтобы время заряда и разряда было меньше периода измеряемой частоты. Управление электронным ключом осуществляется напряжением измеряемой частоты, которое для нормальной работы схемы предварительно усиливается и приобретает форму, близкую к прямоугольной. Основная приведенная погрешность таких частотомеров лежит в пределах 2–3%.

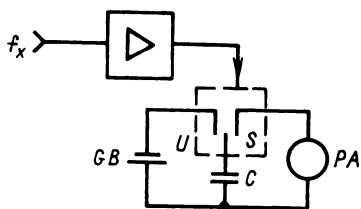


Рис. 2.52

Семейство перечисленных выше аналоговых частотомеров дополняют *гетеродинные частотомеры*, принцип действия которых основан на сравнении измеряемой частоты с частотой перестраиваемого стабильного генератора. Сравнение осуществляется посредством гетеродинамирования напряжений сравниваемых частот.

Гетеродинамирование — это процесс нелинейного взаимодействия двух напряжений, в результате которого кроме исходных частот ω_1 и ω_2 возникают комбинационные частоты $|n\omega_1 \pm m\omega_2|$, где n и m — целые числа. В окрестности равенства частот ω_1 и ω_2 появляются низкочастотные (нулевые) биения, которые удобно наблюдать на осциллографическом индикаторе. Достоинствами гетеродинных частотомеров является возможность измерения очень высоких частот — до 100 ГГц с погрешностью не хуже $10^{-2} - 10^{-3} \%$.

Среди приборов для измерения частоты видное место занимают цифровые частотомеры.

Электронно-счетные частотомеры являются цифровыми приборами. Они основаны на счете числа периодов измеряемой частоты за некоторый, строго определенный интервал времени, т.е. используют аналого-цифровое преобразование частоты в последовательность пересчитываемых импульсов. Погрешность этих частотомеров в основном определяется нестабильностью формирования калиброванного интервала времени и погрешностью квантования. Последняя уменьшается с увеличением измеряемой частоты.

Электронно-счетные частотомеры являются наиболее точными (относительная погрешность может не превышать $10^{-7} \%$) и обладают всеми преимуществами цифровых приборов, поэтому они нашли широкое применение. Диапазон измеряемых частот — от 10 Гц до сотен мегагерц. Чтобы расширить диапазон измерений в сторону низких частот, в некоторых частотомерах дополнительно вводится время-импульсное аналого-цифровое преобразование. Это дает возможность с большой точностью

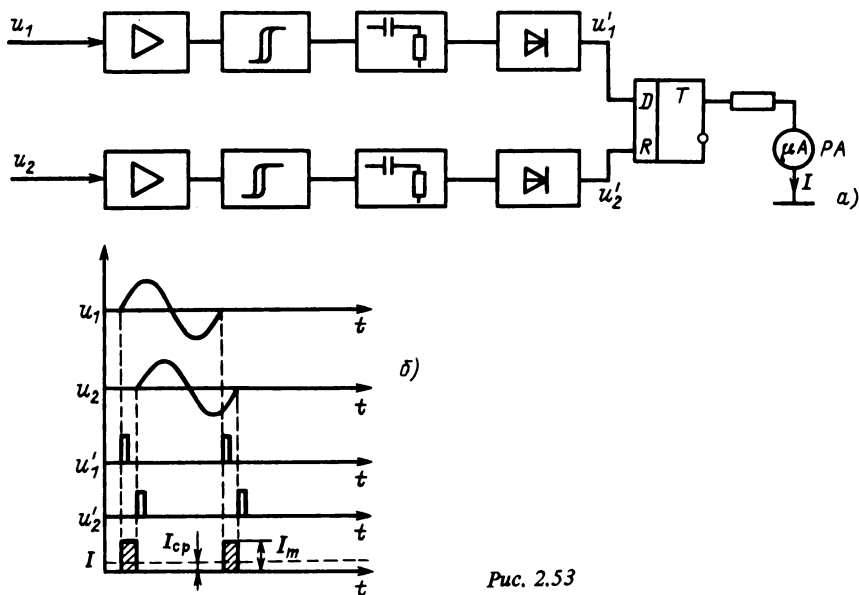


Рис. 2.53

измерять период низкочастотного напряжения. Затем следует пересчет периода в частоту при помощи микропроцессорного вычислителя. Такие частотомеры имеют нижний частотный предел 0,1–0,01 Гц.

В результате применения микропроцессоров в цифровых частотомерах появилась возможность проведения многократных измерений с усреднением их результатов, исключения некоторых систематических погрешностей, проведения автоматического контроля правильности работы прибора, работы в составе измерительного комплекса по заданной программе и т.д.

Измерение угла сдвига фаз. Методы измерения угла сдвига между двумя гармоническими напряжениями зависят от частотного диапазона и требуемой точности измерения. На низких частотах наиболее употребительны электромеханические фазометры, построенные на основе электродинамических и ферродинамических логометров. Однако их показания довольно значительно зависят от частоты, поэтому такие фазометры используются в основном на промышленных частотах 50–400 Гц и имеют классы точности 0,5–2,5.

Электронные аналоговые фазометры используют принцип преобразования фазового сдвига во временной интервал. Структурная схема такого частотомера приведена на рис. 2.53, а. Напряжения u_1 и u_2 , угол сдвига фаз между которыми требуется измерить, после усиления, ограничения, дифференцирования и детектирования преобразуются в короткие импульсы u'_1 и u'_2 , управляющие триггером. Напряжение с выхода

триггера подается на цепочку, состоящую из резистора и магнитоэлектрического прибора РА. Показания индикатора РА пропорциональны среднему значению тока, протекающего через прибор. Но $I_{cp} = I_m \varphi_x / 2\pi$, т.е. показания прибора пропорциональны углу сдвига фаз. На рис. 2.53, б приведены временные диаграммы, иллюстрирующие принцип работы электронного фазометра. Электронные аналоговые фазометры работают в диапазоне частот от десятков герц до единиц мегагерц. Их относительная погрешность составляет 1–2%.

В лабораторных условиях для измерения угла сдвига фаз можно использовать осциллограф. Метод линейной развертки применяется, если осциллограф двухлучевой. В этом случае на экране получают изображение двух кривых напряжений u_1 и u_2 , взаимное расположение которых несет искомую информацию. Метод эллипса основан на том факте, что при подаче двух синусоидальных напряжений на вертикально и горизонтально отклоняющие пластины на экране наблюдается эллипс, форма и наклон которого зависят от угла сдвига фаз. Погрешность измерения этими методами довольно велика — 5–10%.

Цифровые фазометры строятся на основе аналого-цифрового преобразования фазового сдвига в интервал времени, т.е. используют время-импульсные АЦП. Они работают в широком диапазоне частот (например, фазометр Ф2-4 от 20 Гц до 10 МГц, Ф5126 от 1 до 150 МГц), имеют высокое входное сопротивление (до 1 МОм), могут работать с напряжениями от нескольких милливольт до сотен вольт. Абсолютная погрешность измерений составляет доли градусов.

2.13. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

К параметрам электрических цепей относятся сопротивление, индуктивность, взаимная индуктивность и емкость.

Сопротивление постоянному току измеряется как приборами непосредственной оценки — омметрами, так и мостами. Используются и косвенные измерения.

Омметры выполняют на основе магнитоэлектрического механизма или логометра (§ 2.2). В зависимости от схемы они предназначены для измерения либо больших (от единиц ом до десятков или сотен мегаом), либо малых (от десятитысячных долей ома до нескольких ом). Многопредельные омметры могут объединять эти две схемы в одном приборе. Логометрические омметры имеют достоинства, вытекающие из независимости его показаний от напряжения питания. Погрешность омметров рассматриваемых типов обычно лежит в диапазоне от одного до нескольких процентов, причем она неодинакова на разных участках шкалы и резко возрастает на обоих ее концах. Большие сопротивления (до 10^{10} — 10^{17} Ом) измеряются электронными мегаомметрами и

тераомметрами, которые обычно включают в себя операционные усилители, обеспечивающие высокое сопротивление прибора.

Одинарные мосты постоянного тока. Одинарные мосты постоянного тока, собранные по схеме, представлены на рис. 2.35, широко применяются для измерения сопротивлений средних размеров (от 1 до 10^{10} Ом). Встречаются также одинарные мосты, диапазон измерений которых расширен либо в сторону меньших (до 10^{-4} Ом), либо в сторону больших (до 10^{15} Ом) значений сопротивления. Конструктивно мост представляет собой стационарный или переносный прибор с набором магазинов сопротивления, соединенных в мостовую схему. Индикатором нуля обычно служит гальванометр магнитоэлектрической системы. Он может быть встроенным в прибор или наружным, так же как и батарея или блок питания.

Измеряемое сопротивление определяется по формуле

$$R_x = R_2 R_3 / R_4 ,$$

поэтому погрешности в изготовлении резисторов R_2 , R_3 и R_4 вносят вклад в погрешность измерения. Значительная погрешность, особенно при малых значениях измеряемых сопротивлений, может быть обусловлена влиянием сопротивления соединительных проводников, при помощи которых измеряемое сопротивление подключается к соответствующим зажимам.

Измерение больших сопротивлений затруднено малой чувствительностью схемы и влиянием паразитных проводимостей.

Типичные значения приведенной погрешности при измерении сопротивлений одинарным мостом составляют 0,005–1,0%. Однако при измерении больших сопротивлений погрешность может достигать 5–10%.

Двойной мост. Для измерения малых сопротивлений применяют двойной мост, схема которого приведена на рис. 2.54. Двойной мост содержит четыре резистора R_1 , R_2 , R_3 и R_4 , гальванометр PG , образцовый резистор R_0 , а также источник постоянного напряжения G_- , амперметр и переменный резистор для установки рабочего тока. Резистор R_x , сопротивление которого надо измерять, подключается последовательно с образцовым сопротивлением R_0 . Условие равновесия двойного моста можно получить, записывая и разрешая относительно R_x уравнения Кирхгофа для замкнутых контуров при условии, что ток через гальванометр PG равен нулю:

$$R_x = R_0 R_1 / R_3 + [r / (R_2 + R_4 + r)] (R_4 / R_3 - R_2 / R_1) . \quad (2.95)$$

Если выполнить соотношение

$$R_4 / R_3 = R_2 / R_1 , \quad (2.96)$$

то второй член в уравнении (2.95) будет равен нулю, а это означает, что r — сопротивление проводника и контактов, значение которого ме-

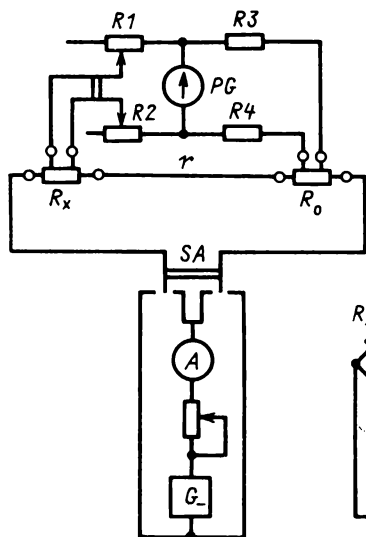


Рис. 2.54

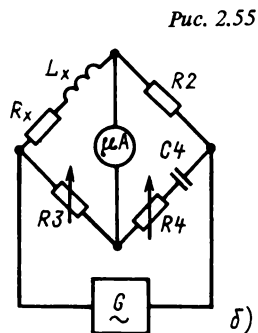
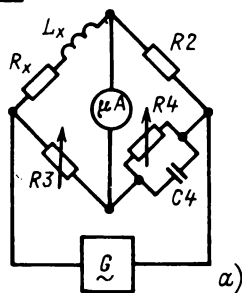


Рис. 2.55

няется от измерения к измерению, не будет влиять на результат измерения.

Чтобы обеспечить выполнение соотношения (2.96), сопротивления R_3 и R_4 выбирают равными, а магазины резисторов R_1 и R_2 имеют механически скрепленные рукоятки, что также обеспечивает равенство сопротивлений R_1 и R_2 .

Неизвестное сопротивление определяется по формуле

$$R_x = R_0 R_1 / R_3, \quad (2.97)$$

где R_0 — образцовое сопротивление.

При измерении двойным мостом малых сопротивлений особое внимание следует обращать на способ присоединения измеряемого сопротивления. Нужно также считаться с возможным влиянием ЭДС, возникающей в контактах R_x и R_0 . Эту погрешность можно исключить, производя измерение 2 раза с переменной направления тока при помощи переключателя SA , показанного на рис. 2.54. За значение измеряемого сопротивления принимается среднее арифметическое из результатов этих измерений. Пределы измерений двойного моста охватывают область сопротивлений от 10^{-8} Ом до 1000 Ом, погрешность измерения составляет 0,1–2%.

Косвенные измерения сопротивления проводятся по методу амперметра и вольтметра с применением закона Ома. Метод позволяет так организовать измерение, что по испытуемому объекту будет протекать

такой же ток, как и в рабочих условиях. Это является достоинством метода. Недостаток же его заключается в необходимости производить два отсчета одновременно. При измерениях необходимо иметь в виду наличие методической погрешности, вызванной влиянием сопротивления амперметра или проводимости вольтметра (в зависимости от схемы).

Для точных косвенных измерений используется компенсатор постоянного тока. Схема измерения содержит два последовательно включенных резистора — образцовый R_0 и испытуемый R_x . Компенсатором измеряются падения напряжения на этих резисторах U_0 и U_x . Значение измеряемого сопротивления вычисляется по формуле

$$R_x = R_0 U_x / U_0.$$

Измерение индуктивности и емкости. Измерение индуктивности и емкости производится в основном при помощи мостов переменного тока. Они обеспечивают высокую точность и чувствительность при относительной простоте.

Мосты для измерения индуктивности. Для измерения индуктивности и добротности катушек применяются схемы, показанные на рис. 2.55. Первая из них предпочтительнее при малых добротностях ($Q < 30$), а вторая — при больших ($Q > 30$). Измеряемая катушка с индуктивностью L_x и сопротивлением R_x включается в первое плечо моста, образцовый конденсатор C_4 и переменный резистор R_4 — в противоположное плечо. Еще одним переменным элементом является резистор R_3 . Резистор R_4 может быть включен либо параллельно (рис. 2.55, а), либо последовательно (рис. 2.55, б) с образцовым конденсатором C_4 . Питание осуществляется от источника переменного тока G . В соответствии с (2.77) запишем условие равновесия моста для рис. 2.55, а:

$$(R_x + j\omega L_x) [1/(1/R_4 + j\omega C_4)] = R_2 R_3, \quad (2.98)$$

где ω — частота напряжения питания.

Разделение действительных и мнимых составляющих уравнения приводит к соотношениям

$$R_x = R_2 R_3 / R_4 \quad (2.99)$$

и

$$L_x = C_4 R_2 R_3. \quad (2.100)$$

В (2.99) и (2.100) не входит частота, следовательно, мост может быть уравновешен, даже если форма кривой питающего напряжения не чисто синусоидальная. Добротность катушки определяется по формуле

$$Q_x = \omega L_x / R_x = \omega C_4 R_4. \quad (2.101)$$

При фиксированной частоте напряжения питания ω и постоянной емкости C_4 шкалу переменного резистора R_4 можно проградуировать в значениях добротности Q_x .

Схеме моста, представленной на рис. 2.55, б, соответствует следующее условие равновесия:

$$(R_x + j\omega L_x)(R_4 + 1/j\omega C_4)R_2R_3, \quad (2.102)$$

которое соответствует системе уравнений

$$\left. \begin{aligned} R_x R_4 + L_x / C_4 &= R_2 R_3; \\ \omega L_x + R_4 &= R_4 / \omega C_4, \end{aligned} \right\} \quad (2.103)$$

решение которой относительно R_x и L_x дает

$$R_x = \omega^2 C_4^2 R_2 R_3 R_4 / [1 + (\omega C_4 R_4)^2]; \quad (2.104)$$

$$L_x = R_2 R_3 C_4 / [1 + (\omega C_4 R_4)^2] \quad (2.105)$$

и

$$Q_x = \omega L_x / R_x = 1 / \omega C_4 R_4, \quad (2.106)$$

т.е. шкала переменного резистора R_4 снова может быть отградуирована в значениях добротности Q_x .

В отношения (3.104) и (2.105) для R_x и L_x входит частота, поэтому мост является частотно-зависимым. Равновесие имеет место только при некоторой частоте ω питающего напряжения. Если ее изменить, то равновесие нарушится.

Мосты для измерения емкости. При измерении емкости используется схема с образцовым конденсатором C_3 и переменными резисторами R_2 и R_4 (рис. 2.56). Исследуемый конденсатор представлен (замещен) в этой схеме последовательным соединением емкости C_x и активного сопротивления R_x . Необходимость введения R_x обусловлена потерями в конденсаторе. Условие равновесия имеет вид

$$R_x = R_2 R_3 / R_4 \quad (2.107)$$

и

$$C_x = C_3 R_4 / R_2. \quad (2.108)$$

Принято характеризовать потери в конденсаторе значением тангенса угла потерь $\operatorname{tg} \delta$, который в случае последовательной схемы замещения связан с R_x соотношением

$$\operatorname{tg} \delta = \omega C_x R_x; \quad (2.109)$$

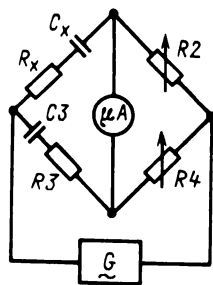


Рис. 2.56

с учетом условий (2.107) и (2.108) это соотношение принимает вид

$$\operatorname{tg} \delta = \omega R_3 C_3. \quad (2.110)$$

Переменные резисторы R_4 и R_3 можно отградуировать в единицах емкости C_x и значениях $\operatorname{tg} \delta$.

Наиболее употребительные частоты напряжения питания мостов переменного тока 100 и 1000 Гц. При более высоких частотах сильно сказываются различные паразитные связи.

Следует заметить, что мосты для измерения сопротивлений, индуктивности и емкостей часто совмещаются в одном приборе. Такие приборы называются универсальными измерительными мостами. Они позволяют измерять индуктивность от долей микрогенри до тысяч генри, емкость — от сотых долей пикофарад до тысяч микрофарад. Относительная погрешность измерения может не превышать сотых долей процента.

Глава третья

ИЗМЕРЕНИЕ МАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН

Целью и содержанием магнитных измерений является исследование характеристик магнитных полей, материалов и образцов.

Магнитные измерения находят практическое применение при исследовании свойств материалов, испытаниях магнитных деталей и элементов, в магнитной дефектоскопии, при изучении магнитных полей Земли, при измерении и контроле магнитных полей в установках атомной и ядерной физики и т.п.

Основными величинами, характеризующими магнитное поле, являются магнитный поток, магнитная индукция и напряженность магнитного поля. Магнитные материалы оценивают по их характеристикам и параметрам — статическим и динамическим.

3.1. ИЗМЕРЕНИЕ МАГНИТНОГО ПОТОКА, МАГНИТНОЙ ИНДУКЦИИ И НАПРЯЖЕННОСТИ ПОСТОЯННОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Измеряемые магнитные величины обычно предварительно преобразуются в электрические, более удобные для измерения. Преобразователи магнитных величин в электрические строятся на основе явления электромагнитной индукции, ядерного магнитного резонанса, гальваномагнитного и некоторых других.

3.1.1. Использование измерительной катушки

Если измеряемый магнитный поток Φ сцеплен с катушкой, то в последней возникает ЭДС, определяемая формулой

$$e = - w_{\kappa} d\Phi / dt, \quad (3.1)$$

где w_{κ} — число витков катушки.

Таким образом, катушка выполняет роль преобразователя магнитной величины в электрическую. Выбор формы, конструкции и размеров такого индукционного преобразователя, называемого измерительной катушкой, зависит от параметров магнитного поля и условий его измерения. В любом случае требуется, чтобы витки измерительной катушки были сцеплены лишь с измеряемым магнитным потоком.

Выражение (3.1) можно преобразовать к виду

$$d\Phi = - (1/w_{\kappa}) e dt$$

и проинтегрировать:

$$\int_{t_1}^{t_2} d\Phi = - \frac{1}{w_{\kappa}} \int_{t_1}^{t_2} e dt$$

или

$$\Delta\Phi = \Phi(t_2) - \Phi(t_1) = - \frac{1}{w_{\kappa}} \int_{t_1}^{t_2} e dt. \quad (3.2)$$

Из (3.2) следует, что изменение потока за время $\Delta t = t_2 - t_1$ можно определить, проинтегрировав ЭДС в указанном временном интервале. Интегрирование можно осуществить различными способами. В магнитных измерениях для этих целей обычно используют баллистический гальванометр или веберметр.

Для измерения постоянного магнитного потока при помощи баллистического гальванометра собирается цепь, представленная на рис. 3.1. Измерительная катушка с числом витков w_{κ} и сопротивлением R_{κ} подключается к баллистическому гальванометру, рамка которого имеет сопротивление R_r . Измерение производится следующим образом. Измерительная катушка сначала помещается в измеряемый магнитный поток так, чтобы плоскость ее витков была перпендикулярна магнитному полю. Затем катушка быстро выносится из области магнитного поля. Возникающий при этом в соответствии с (3.1) импульс ЭДС уравнивается падением напряжения в цепи:

$$e = iR + L(di/dt), \quad (3.3)$$

где i — мгновенное значение тока; $R = R_{\kappa} + R_r$ — активное сопротивление цепи; L — ее индуктивность.

С учетом (3.3) выражение (3.2) можно переписать в виде

$$\Delta\Phi = \Phi(t_2) - \Phi(t_1) = -(R/w_{\kappa}) \times$$

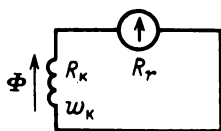


Рис. 3.1

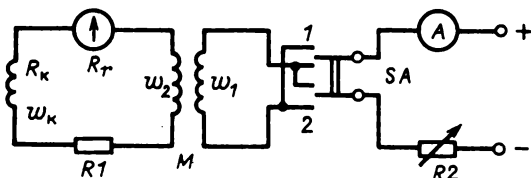


Рис. 3.2

$$\times \int_{t_1}^{t_2} i dt - (L/w_k) \int_{t_1}^{t_2} di = -(R/w_k)[Q(t_2) - Q(t_1)] - \\ - (L/w_k)[i(t_2) - i(t_1)],$$

где Q — количество электричества.

Интегрирование с учетом начальных и конечных условий

$$\Phi(t_1) = \Phi, \quad \Phi(t_2) = 0, \quad Q(t_1) = 0,$$

$$Q(t_2) = Q, \quad i(t_1) = 0, \quad i(t_2) = 0$$

дает

$$\Delta\Phi = \Phi = (R/w_k)Q. \quad (3.4)$$

Поскольку первый отброс α_6 указателя баллистического гальванометра (см. § 2.2) связан с количеством электричества в импульсе тока соотношением

$$\alpha_6 = S_6 Q,$$

то

$$\Phi = (R/S_6 w_k) \alpha_6 = (C_\Phi/w_k) \alpha_6, \quad (3.5)$$

где C_Φ — постоянная гальванометра по магнитному потоку (цена деления), которая определяется экспериментально.

Схема для определения C_Φ представлена на рис. 3.2. При переключении переключателя SA из положения 1 в положение 2 направление тока в обмотке w_1 катушки взаимной индуктивности изменится на противоположное, т.е. $\Delta I = 2I_1$, и во вторичной обмотке произойдет изменение потока, равное

$$\Delta\Phi_2 = M\Delta I_1 = M \cdot 2I_1,$$

где M — коэффициент взаимной индукции катушки.

Такое изменение потока $\Delta\Phi$ приводит к отклонению стрелки баллистического гальванометра α_6 . Следовательно, цена измерителя магнит-

ного потока

$$C_{\Phi} = \Delta\Phi_2/\alpha_6 = 2MI_1/\alpha_6. \quad (3.6)$$

Относительная погрешность измерения магнитного потока при помощи баллистического гальванометра обычно составляет десятки доли процента.

При измерении постоянного магнитного потока магнитоэлектрическим веберметром в качестве первичного преобразователя также используется измерительная катушка. Веберметр представляет собой магнитоэлектрический механизм, не имеющий противодействующего момента и работающий в апериодическом режиме. Схема его включения аналогична схеме включения баллистического гальванометра, показанной на рис. 3.1. Веберметр работает следующим образом. Вначале измерительная катушка помещается в измеряемый постоянный магнитный поток Φ так, чтобы плоскость ее витков была перпендикулярна магнитному полю. Затем катушка быстро убирается из области магнитного потока. При изменении магнитного потока, сцепленного с измерительной катушкой, $\Delta\Psi = w_{\kappa}\Phi$, возникает ЭДС, вызывающая ток в замкнутой цепи. Под влиянием тока рамка веберметра повернется на некоторый угол α_B , причем изменение потока, сцепленного с рамкой веберметра, $\Delta\Psi_B = w_B B_B s_B \alpha_B$, оказывается примерно равным — $\Delta\Psi$. (В замкнутой электрической цепи суммарное потокоцепление стремится сохранить свое значение.) Таким образом,

$$w_{\kappa}\Phi = w_B B_B s_B \alpha_B \quad (3.7)$$

или

$$\Phi = (w_B B_B s_B / w_{\kappa}) \alpha_B = (C_{\Phi} / w_{\kappa}) \alpha_B, \quad (3.8)$$

где w_B и s_B — число витков и площадь рамки веберметра соответственно; B_B — магнитная индукция, создаваемая магнитом веберметра; C_{Φ} — цена деления веберметра.

Поскольку постоянная веберметра не зависит от сопротивления цепи, он имеет шкалу, отградуированную в единицах магнитного потока — веберах.

Из-за отсутствия противодействующего момента указатель веберметра может занимать произвольное положение. Для установления его на нулевую отметку шкалы применяют электромеханический корректор, представляющий собой вспомогательный магнитоэлектрический механизм, рамку которого можно вращать специальной ручкой. Электромеханический корректор подключается к выводам веберметра. Поворот рамки корректора приводит к возникновению ЭДС, которая вызывает в рамке веберметра импульс тока, отчего рамка приводится в движение. Это позволяет установить указатель на нулевую отметку шкалы.

Веберметр удобно использовать при измерениях магнитного потока, но его чувствительность и точность уступают измерителям на основе баллистического гальванометра. Классы точности веберметров 1,5–2,5.

Баллистические гальванометры и веберметры можно использовать также для определения магнитной индукции и напряженности постоянного магнитного поля исходя из соотношений между этими величинами и магнитным потоком:

$$B = \Phi / S_{\kappa}; \quad (3.9)$$

$$H = \Phi / (\mu_0 S_{\kappa}), \quad (3.10)$$

где S_{κ} — площадь витка измерительной катушки; μ_0 — магнитная постоянная ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м).

3.1.2. Использование гальваномагнитных преобразователей

Гальваномагнитными называются преобразователи, использующие гальваномагнитные явления, которые возникают при помещении некоторых материалов в магнитное поле. К таким явлениям, в частности, относятся эффекты Холла и Гаусса. Эффект Холла заключается в возникновении ЭДС на боковых гранях помещенной в магнитное поле полупроводниковой пластинки, если по ней протекает ток. Принцип построения прибора для измерения магнитной индукции с преобразователем Холла представлен на рис. 3.3. Через полупроводниковую пластинку, плоскость которой расположена перпендикулярно магнитному полю B , от грани a к грани b протекает постоянный ток I . На гранях c и d возникает ЭДС

$$E_x = (R_x I / h) B, \quad (3.11)$$

где R_x — постоянная Холла, зависящая от материала пластинки; h — толщина пластинки.

Достоинствами приборов на основе эффекта Холла является возможность измерения как постоянных, так и переменных магнитных полей, хорошее пространственное разрешение благодаря малым размерам пре-

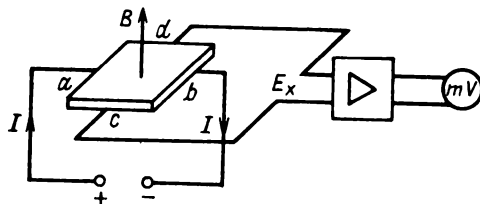


Рис. 3.3

образователей. Недостатком является сравнительно большая зависимость ЭДС от температуры. Основная погрешность обычно составляет десятые доли процента, диапазон измерений — от сотых долей до единиц тесла.

Эффект Гаусса положен в основу магниторезистивных преобразователей, электрическое сопротивление которых изменяется под воздействием магнитного поля. Приборы на эффекте Гаусса не получили широкого распространения, поэтому ограничимся лишь указанием на их существование.

3.1.3. Использование преобразователей на основе ядерного магнитного резонанса

Преобразователи этого типа используют квантовое явление ядерного магнитного резонанса (ЯМР), которым обладают материалы, содержащие ядра атомов, имеющих магнитный момент (например, вода, содержащая ядра атомов водорода). Если образец из такого материала поместить в измеряемое постоянное поле с индукцией B_- и, кроме того, воздействовать на него переменным высокочастотным магнитным полем с индукцией $B_~$ и изменяющейся частотой, то при некотором значении частоты f возникает резонансное поглощение высокочастотной энергии образцом. Эта частота равна

$$f = (\gamma/2\pi)B_- , \quad (3.12)$$

где γ — гиромагнитное отношение — величина, постоянная для данного вида атомов.

Принцип измерения индукции магнитного поля при помощи ЯМР-преобразователей *ЯМРП* иллюстрируется рис. 3.4. Образец (ампула с водой) помещен внутрь катушки K . Катушка подключена к высокочастотному генератору G , поэтому вдоль ее оси возбуждается высокочастотное магнитное поле $B_~$. При измерениях индукции постоянного магнитного поля B_- поле $B_~$ должно быть расположено перпендикулярно ему. Плавное изменение частоты генератора G позволяет установить частоту f , на которой имеет место ядерный магнитный резонанс и рост поглощения высокочастотной энергии ядрами вещества. При резонансе напряжение на зажимах катушки K уменьшается, что фиксируется на экране осциллографа. Резонансная частота f измеряется цифровым частотомером Hz . Тесламетры с ЯМР-преобразователями обладают высокой точностью (их погрешность может не превышать $10^{-4} \%$) и широким диапазоном измерений (10^{-5} — 10^2 Тл).

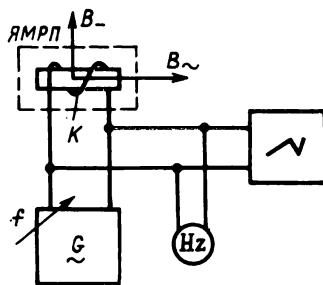


Рис. 3.4

3.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

3.2.1. Статические характеристики

Характеристики магнитных материалов, определяемые в постоянных или медленно меняющихся магнитных полях, называются статическими. К основным статическим характеристикам относятся начальная кривая намагничивания, основная кривая намагничивания и предельная симметричная петля гистерезиса.

Начальной кривой намагничивания называется зависимость магнитной индукции B от напряженности намагничивающего поля H . В начальном состоянии материал должен быть размагниченным ($H = 0, B = 0$). При достаточном увеличении H начальная кривая намагничивания $B(H)$ становится пологой (достигает насыщения) (рис. 3.5). Если движение по начальной кривой намагничивания прекратить, достигнув некоторой точки $A(H_1, B_1)$, и плавно изменить напряженность поля H до значения $-H_1$ и обратно, то кривая зависимости $B(H)$ опишет замкнутую петлю, называемую *симметричной петлей гистерезиса*. Каждой точке начальной кривой намагничивания будет соответствовать своя гистерезисная петля. Если верхняя точка гистерезисной петли лежит в обла-

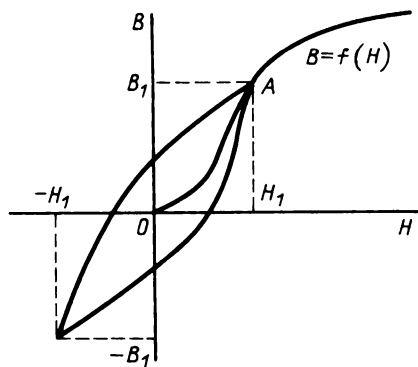


Рис. 3.5

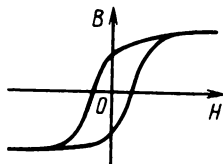


Рис. 3.6

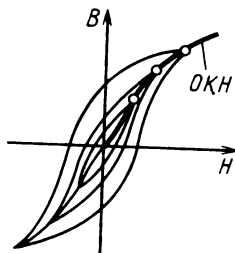


Рис. 3.7

сти насыщения, то ее форма и размеры будут оставаться неизменными. Такая петля называется *предельной петлей гистерезиса* (рис. 3.6). Практика показывает, что получить хорошо воспроизводимую начальную кривую намагничивания затруднительно, поэтому вместо нее пользуются близкой к ней по форме *основной кривой намагничивания*, которая является геометрическим местом вершины симметричных петель гистерезиса (рис. 3.7).

По основной кривой намагничивания (ОКН) можно построить кривую зависимости относительной магнитной проницаемости от магнитного поля:

$$\mu_r(H) = B(H)/(\mu_0/H). \quad (3.13)$$

3.2.2. Динамические характеристики

Динамическими называются характеристики, определяемые в переменных полях. Они зависят как от материала, так и от условий, при которых производится их определение (от формы образца, от параметров намагничивающего тока, режима намагничивания и т.п.).

Влияние вихревых токов, магнитной вязкости и других процессов деформирует гистерезисную петлю таким образом, что она становится ближе к эллипсу (особенно в области слабых токов и высоких частот). Такая кривая называется динамической петлей. Геометрическое место вершин динамических петель называется динамической кривой намагничивания.

В число основных динамических характеристик входят различные виды магнитной проницаемости и магнитные потери в материале при его намагничивании.

Так, в случае, если динамическая петля имеет форму эллипса, вводят понятие комплексной магнитной проницаемости:

$$\underline{\mu}_r = \underline{B}/(\mu_0 H) = \mu_m e^{-j\delta} = \mu_1 - j\mu_2, \quad (3.14)$$

где \underline{B} и \underline{H} — комплексы эквивалентных синусоид магнитной индукции и напряженности; $\mu_m = |\underline{\mu}_r| = \sqrt{\mu_1^2 + \mu_2^2} = B_m/\mu_0 H_m$ — модуль комплексной проницаемости, который называется амплитудной магнитной проницаемостью; $\operatorname{tg} \delta = \mu_2/\mu_1$ — тангенс угла магнитных потерь.

Эквивалентные синусоиды выбираются такими, чтобы динамическая петля имела ту же форму, что и при реальных магнитной индукции и напряженности, которые, как правило, не являются синусоидами одновременно.

Полные потери на динамическое перемагничивание характеризуются площадью динамической петли. Поскольку динамические характеристики зависят от условий, при которых они определяются, эти условия в каждом конкретном случае должны быть четко оговорены.

3.3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

Основным методом определения статических характеристик является индукционно-импульсный. Он реализуется при помощи балли-

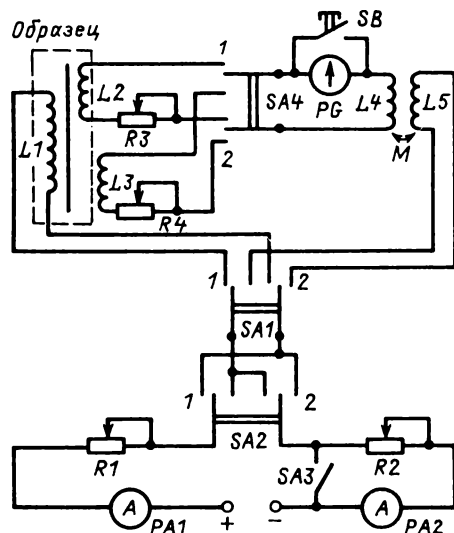


Рис. 3.8

стической установки, схема которой приведена на рис. 3.8. Катушка $L1$ служит для намагничивания образца, катушки $L2$ и $L3$ являются измерительными. Намагничивающая катушка $L1$ и измерительная катушка $L2$, предназначенная для измерения магнитной индукции, охватывают образец, тогда как катушка $L3$, с помощью которой измеряют напряженность магнитного поля, располагается у поверхности образца, не охватывая его. Образцовая катушка взаимной индуктивности M с обмотками $L4$ и $L5$ используется для градуировки баллистического гальванометра PG . Цепь питания содержит источник постоянного напряжения, амперметры $PA1$ и $PA2$ с реостатами $R1$ и $R2$. Переключатель $SA1$ позволяет подключать источник питания либо к намагничивающей катушке $L1$, либо к первичной обмотке $L5$ катушки взаимной индуктивности M . Переключатель $SA2$ позволяет менять полярность напряжения, подаваемого на катушки $L1$ или $L5$. Ключ SB служит для успокоения подвижной части гальванометра PG , переключатель $SA3$ позволяет закоротить ту часть цепи питания, которая состоит из амперметра $PA2$ и реостата $R2$ и используется только при определении точек петли гистерезиса. Переключатель $SA4$ дает возможность подключать гальванометр PG либо к катушке $L2$ для определения магнитной индукции, либо к катушке $L3$ для определения напряженности магнитного поля. Магазины сопротивления $R3$ и $R4$ позволяют изменять чувствительность измерительной цепи.

Экспериментальное определение постоянных по магнитному потоку $C_{ФВ}$ и $C_{ФН}$, необходимых для измерения B и H , производится при

установке переключателя $SA1$ в положение 2. При этом переключатель $SA3$ должен быть замкнут. Переключатель $SA4$ устанавливается в требуемое положение (в положение 1 для определения $C_{\Phi B}$ и в положение 2 для определения $C_{\Phi H}$). Процедура определения постоянных совпадает с описанной в § 3.1. Направление тока в обмотке $L5$ изменяется при помощи переключателя $SA2$.

В качестве примера определения статических характеристик рассмотрим получение основной кривой намагничивания. Прежде чем приступить к получению точек этой кривой, магнитный образец следует размагнитить. Для размагничивания переключатель $SA1$ ставят в положение 1, а переключатель $SA3$ — в замкнутое положение. Затем реостатом $R1$ устанавливают в катушке $L1$ максимальное значение намагничивающего тока. После этого ток в катушке $L1$ медленно уменьшают до нуля, многократно меняя его направление переключателем $SA2$. После размагничивания можно приступить к получению первой точки основной кривой намагничивания. В катушке $L1$ устанавливают некоторое значение намагничивающего тока I_1 и производят магнитную подготовку образца, заключающуюся в многократном (8–10 раз) изменении направления тока I_1 . При этом переключатель $SA4$ должен находиться в нейтральном положении, т.е. гальванометр PG должен быть отключен. Цель магнитной подготовки — добиться устойчивого, стабильного магнитного состояния образца. Ток I_1 возбуждает магнитное поле H_1 , напряженность которого измеряется посредством измерительной катушки $L3$ и баллистического гальванометра PG (переключатель $SA4$ находится в положении 2). Направление тока в катушке $L1$ быстро изменяется на противоположное переключателем $SA2$ и производится отсчет первого максимального отклонения указателя баллистического гальванометра α_{BH1} . На основании соотношений, аналогичных приведенным в § 3.1, можно получить

$$H_1 = C_{\Phi H} \alpha_{BH1} / 2\mu_0 w_3 s_3. \quad (3.15)$$

Для измерения магнитной индукции B_1 переключатель $SA4$ должен находиться в положении 1. При этом к баллистическому гальванометру подключается измерительная катушка $L2$. Изменение направления тока в катушке $L1$ приводит к перемагничиванию образца и наведению в катушке $L2$ ЭДС. Первое максимальное отклонение указателя баллистического гальванометра α_{BH1} связано со значением магнитной индукции B_1 соотношением

$$B_1 = C_{\Phi B} \alpha_{BH1} / 2w_2 s_2. \quad (3.16)$$

В (3.15) и (3.16) символами w_2 , w_3 и s_2 , s_3 обозначены числа витков и площади катушек $L2$ и $L3$. Последующие точки основной кривой намагничивания находятся аналогично первой, но при больших зна-

чениях тока намагничивания

$$(I_1 < I_2 < I_3 \dots).$$

При помощи баллистической установки можно определить точки петли гистерезиса, а также некоторые важные статические параметры, такие, как коэрцитивная сила, коэффициент прямоугольности и др.

3.4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

Одним из удобных способов определения динамических характеристик является осциллографический. Схема установки приведена на рис. 3.9. При прохождении переменного тока по первичной намагничивающей катушке $L1$ в измерительной катушке $L2$ наводится ЭДС, мгновенное значение которой согласно закону электромагнитной индукции

$$e(t) = -w_2 s_2 dB/dt.$$

Таким образом, для того чтобы напряжение, приложенное к вертикальным пластинам осциллографа, было пропорционально магнитной индукции в сердечнике, необходимо ЭДС проинтегрировать по времени. В качестве интегрирующей используется RC -цепочка, состоящая из $R2$ и C . Выходное напряжение интегрирующего контура

$$U_1 = \frac{1}{C} \int idt \approx \frac{1}{R_2 C} \int e(t) dt = - \frac{w_2 s_2 B}{R_2 C}. \quad (3.17)$$

Как видно из рис. 3.9, последовательно с намагничивающей обмоткой $L1$ включен резистор $R1$, падение напряжения на котором после усиления подается на горизонтально отклоняющие пластины осциллографа. Это напряжение пропорционально намагничивающему току $U_2 = IR_1$, а следовательно, и магнитному полю H :

$$U_2 = R_1 IH/w_1. \quad (3.18)$$

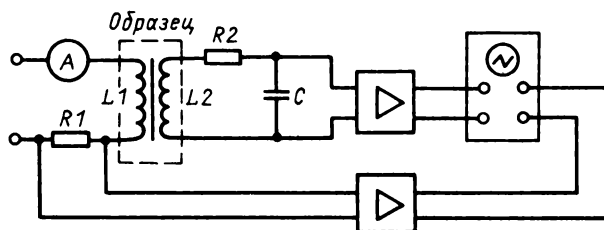


Рис. 3.9

Это напряжение после усиления подается на вертикально отклоняющие пластины.

В формулах (3.17) и (3.18) w_1, w_2 — число витков катушек $L1$ и $L2$; l — средняя длина витка катушки $L1$; s_2 — площадь витка катушки $L2$. Итак, на вертикальные пластины осциллографа подается напряжение, мгновенное значение которого пропорционально индукции в сердечнике, а на горизонтальные — напряжение, мгновенное значение которого пропорционально напряженности поля. На экране осциллографа видна динамическая петля гистерезиса, по которой можно определить интересные наблюдателя параметры.

Глава четвертая

ИЗМЕРЕНИЕ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

4.1. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ПРИБОРОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Приборы для измерения неэлектрических величин или отдельные их преобразователи в рабочих условиях подвергаются воздействию различных неблагоприятных условий, ухудшающих их точность. Одним из методов уменьшения погрешности является структурный метод. По этому методу прибор строится из преобразователей, подверженных действию влияющих величин, но его структурная схема выбирается такой, чтобы частные погрешности отдельных преобразователей взаимно компенсировались. Структурный метод позволяет построить "хороший" прибор, используя "плохие" преобразователи. Структурная схема прибора во многом определяет его свойства. Приборы, построенные по простым схемам, обычно дешевле и надежнее приборов, построенных по сложным схемам. Однако усложнение схемы приводит к прибору с лучшими метрологическими характеристиками: меньшей погрешности, меньшей инерционности и т.д.

4.1.1. Последовательное соединение преобразователей

Последовательной схемой соединения преобразователей называется такая, при которой входной величиной каждого последующего преобразователя служит выходная величина предыдущего. Входной величиной первого преобразователя является измеряемая величина. Отдельные преобразователи могут иметь более сложную структуру.

Примером схемы с последовательным соединением преобразователей является структурная схема термоанемометра (прибора для измерения скорости газов). Датчик (рис. 4.1, а) представляет собой платиновую проволоку 1 с сопротивлением R , припаянную к манганиновым стержням 2, которые смонтированы на ручке 3. Проволока с помощью проводов 4 включена в электрическую цепь, показанную на

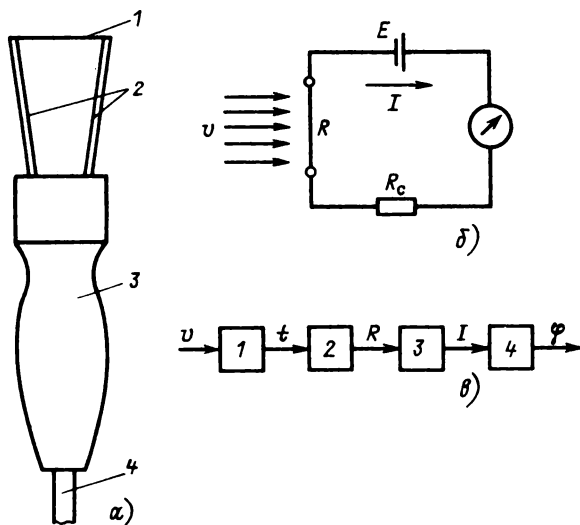


Рис. 4.1

рис. 4.1, б, и нагревается током I , идущим от источника E . При протекании тока I по рамке измерительного механизма его стрелка отклоняется. Символом R_c обозначено суммарное сопротивление проводов, измерительного механизма и источника питания.

В рассмотренном термоанемометре можно выделить следующие элементарные преобразователи, включенные последовательно (рис. 4.1, в): 1 — нагретая проволока, преобразующая скорость v воздуха в изменение температуры t ; 2 — та же проволока, выполняющая функцию термометра сопротивления и преобразующая изменение температуры в изменение сопротивления R ; 3 — электрическая цепь, преобразующая изменение сопротивления R в изменение тока I ; 4 — измерительный механизм, преобразующий изменение тока I в изменение отклонения стрелки или отсчета прибора φ .

Определим функцию преобразования прибора с последовательным соединением преобразователей. При этом будем считать заданными функции преобразования отдельных преобразователей. Функция преобразования первого преобразователя представляет собой зависимость температуры проволоки термоанемометра t от скорости воздуха v и выражается сложной аналитической зависимостью, которую обозначим

$$t = f(v). \quad (4.1)$$

Функция преобразования второго преобразователя является зависимостью сопротивления платиновой проволоки R от температуры t и выражается уравнением

$$R = R_0(1 + \alpha t), \quad (4.2)$$

где R_0 — ее сопротивление при 0°C ; α — температурный коэффициент сопротивления.

Функция преобразования третьего преобразователя — зависимость тока I в цепи от значения сопротивления R :

$$I = E/(R + R_c). \quad (4.3)$$

Функция преобразования четвертого преобразователя — зависимость отклонения стрелки магнитоэлектрического механизма φ от проходящего через него тока I , причем

$$\varphi = S_M I, \quad (4.4)$$

где S_M — чувствительность механизма.

Функция преобразования прибора получается путем последовательной подстановки функций преобразования элементарных преобразователей (4.3), (4.2), (4.1) в (4.4):

$$\begin{aligned} \varphi &= S_M I = S_M E/(R + R_c) = S_M E/[R_c + R_0(1 + \alpha t)] = \\ &= S_M E/(R_c + R_0[1 + \alpha f(v)]). \end{aligned} \quad (4.5)$$

Выражение (4.5) определяет зависимость отклонения стрелки прибора от измеряемой скорости воздушного потока. Оно показывает также влияние конструктивных параметров (S_M , E , R_c , R_0 , α) на функцию преобразования и может быть использовано при проектировании.

Определим зависимость чувствительности прибора от чувствительностей отдельных преобразователей S_1 , S_2 , S_3 и S_4 . Согласно определенной чувствительности

$$S_1 = dt/dv, \quad S_2 = dR/dt, \quad S_3 = dI/dR, \quad S_4 = d\varphi/dI. \quad (4.6)$$

Перемножив значения чувствительностей, получим

$$S_1 S_2 S_3 S_4 = d\varphi/dv. \quad (4.7)$$

Правая часть равенства представляет собой чувствительность прибора

$$S = d\varphi/dv. \quad (4.8)$$

Таким образом, при последовательном соединении преобразователей чувствительность прибора равна произведению чувствительностей входящих в него преобразователей:

$$S = S_1 S_2 S_3 S_4. \quad (4.9)$$

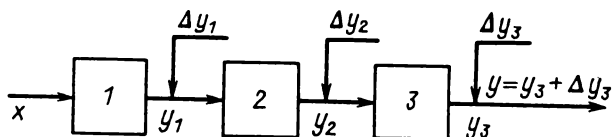


Рис. 4.2

Рассмотрим зависимость погрешности прибора с последовательным соединением преобразователей от погрешностей элементарных преобразователей. Для простоты положим, что прибор состоит из трех преобразователей (рис. 4.2). Считаем, что каждый отдельно взятый преобразователь имеет погрешность. Его выходная величина может быть представлена в виде суммы

$$y = y_n + \Delta y, \quad (4.10)$$

где y_n — часть выходного сигнала, определяемая входной величиной и номинальной функцией преобразования; Δy — абсолютная погрешность, приведенная к выходу преобразователя.

Если преобразователи соединены в последовательную схему (рис. 4.2), то сигнал погрешности Δy воздействует на вход последующего преобразователя точно так же, как и сигнал y_n . Поскольку погрешность Δy обычно мала, можно считать, что на выходе последующего преобразователя она образует сигнал $S\Delta y$, где S — чувствительность последующего преобразователя. Если функция преобразования этого преобразователя нелинейна, то чувствительность S зависит от сигнала y_n .

Выходная величина преобразователя 1

$$y_1 = y_{1n} + \Delta y_1 \quad (4.11)$$

воздействует на вход преобразователя 2. Выходная величина преобразователя 2 при этом будет равна

$$y_2 = y_{2n} + S_2 \Delta y_1 + \Delta y_2, \quad (4.12)$$

где S_2 — чувствительность преобразователя 2; Δy_2 — его погрешность. Выходная величина преобразователя 2 воздействует на вход преобразователя 3. Выходная величина преобразователя 3 при этом станет равной

$$\begin{aligned} y_3 &= y_{3n} + (S_2 \Delta y_1 + \Delta y_2) S_3 + \Delta y_3 = \\ &= y_{3n} + S_2 S_3 \Delta y_1 + S_3 \Delta y_2 + \Delta y_3, \end{aligned} \quad (4.13)$$

где S_3 — чувствительность преобразователя 3; Δy_3 — его погрешность.

При отсутствии погрешностей выходная величина прибора была бы равна y_{3n} , следовательно, погрешность схемы

$$\Delta y = y - y_n = S_2 S_3 \Delta y_1 + S_3 \Delta y_2 + \Delta y_3. \quad (4.14)$$

Из 4.14 следует, что при последовательном соединении преобразователей погрешность прибора равна сумме пересчитанных к выходу погрешностей всех входящих в него преобразователей.

Аналогично можно показать, что погрешность по входу определяется выражением

$$\Delta x = \Delta x_1 + (1/S_1) \Delta x_2 + (1/S_1 S_2) \Delta x_3, \quad (4.15)$$

где $\Delta x_1, \Delta x_2, \Delta x_3$ — погрешности преобразователей 1–3 по входу.

Рассмотрим приведенную погрешность прибора, состоящего из преобразователей с пропорциональной функцией преобразования. Диапазон изменения выходной величины такого прибора

$$\begin{aligned} y_{max} - y_{min} &= S(x_{max} - x_{min}) = S_2 S_3 (y_{1max} - y_{1min}) = \\ &= S_3 (y_{2max} - y_{2min}) = y_{3max} - y_{3min}. \end{aligned} \quad (4.16)$$

Подставив выражения (4.14) и (4.16) в формулу приведенной погрешности (1.22), получим

$$\gamma_y = \gamma_{y1} + \gamma_{y2} + \gamma_{y3}. \quad (4.17)$$

Таким образом, при последовательном соединении преобразователей, имеющих пропорциональные функции преобразования, приведенная погрешность прибора равна сумме приведенных погрешностей преобразователей, его составляющих.

По полученным выражениям можно определить погрешность прибора, если известны погрешности преобразователей, его составляющих, например, если погрешности систематические.

Если же погрешности случайные, то их значения обычно неизвестны, но часто известны вероятностные параметры точности: среднеквадратическая погрешность, предельные погрешности и т.д.

Для схемы рис. 4.2 абсолютное значение среднеквадратической погрешности при независимости частных погрешностей

$$\sigma = \sqrt{\sigma_3^2 + \sigma_2^2 S_3^2 + \sigma_1^2 S_2^2 S_3^2}, \quad (4.18)$$

где $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$ — абсолютное значение среднеквадратической погрешности соответствующих преобразователей.

Приведенная среднеквадратическая погрешность при пропорциональной функции преобразования определяется выражением

$$\sigma_{пр} = \sqrt{\sigma_{пр1}^2 + \sigma_{пр2}^2 + \sigma_{пр3}^2}, \quad (4.19)$$

где $\sigma_{пр1}, \sigma_{пр2}, \sigma_{пр3}$ — приведенные среднеквадратические погрешности соответствующих преобразователей.

В (4.18) и (4.19) среднеквадратические абсолютные или среднеквадратические приведенные погрешности элементарных преобразователей геометрически складываются.

При нормальных законах распределения погрешностей элементарных преобразователей по аналогичным формулам могут определяться и предельные погрешности прибора при заданных доверительных вероятностях.

Преимуществом прибора с последовательным соединением преобразователей является его простота. Недостатком — довольно большая погрешность.

4.1.2. Дифференциальные схемы соединения преобразователей

Дифференциальной схемой называется схема, содержащая два канала с последовательным соединением преобразователей, причем выходные величины каждого из каналов подаются на два входа вычитающего преобразователя. Вычитающий преобразователь — это преобразователь с двумя входами, выходная величина которого представляет собой нечетную функцию разности двух входных:

$$y = F(y_1 - y_2). \quad (4.20)$$

В частности, выходная величина может быть равной

$$y = y_1 - y_2. \quad (4.21)$$

На рис. 4.3 показана структурная схема дифференциального преобразователя. Согласно принятым обозначениям величина, подаваемая на сектор, обозначенным знаком $\Leftarrow\Rightarrow$, вычитается из величины, подводимой к другому сектору. Оба канала дифференциальной схемы делаются одинаковыми и находятся в одинаковых рабочих условиях.

Дифференциальные схемы бывают двух типов. В схеме первого типа измеряемая величина воздействует на вход одного канала, на вход другого воздействует физическая величина той же природы, но имеющая постоянное значение, в частности, равное нулю. Второй канал служит для компенсации погрешностей, вызванных изменением условий работы прибора. В схеме второго типа измеряемая величина после некоторого преобразования воздействует на оба канала, причем таким

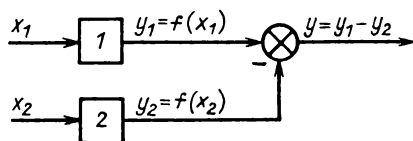


Рис. 4.3

образом, что когда на входе одного канала входная величина возрастает, на входе другого — уменьшается.

Рассмотрим свойства дифференциальной схемы рис. 4.3, причем для простоты положим, что выходная величина вычитающего преобразователя определяется выражением (4.21).

Пусть преобразователи 1 и 2 имеют линейную функцию преобразования

$$y_1 = Sx_1 + y_0, \quad y_2 = Sx_2 + y_0. \quad (4.22)$$

При этом выходная величина дифференциального преобразователя

$$y = y_1 - y_2 = S(x_1 - x_2). \quad (4.23)$$

Таким образом, если функция преобразования каналов дифференциального преобразователя описывается полным линейным уравнением (4.22), то функцией преобразования дифференциального преобразователя является зависимость (4.23).

Для дифференциальной схемы первого типа $x_1 = x$, $x_2 = \text{const}$. При этом чувствительность схемы

$$S_{\text{д}} = dy/dx = S \quad (4.24)$$

равна чувствительности одного канала.

Для дифференциальной схемы второго типа обычно

$$x_1 = x_0 + x, \quad x_2 = x_0 - x, \quad (4.25)$$

причем $x_0 = \text{const}$.

Эти соотношения выполняются с тем большей точностью, чем меньше x . Из (4.23) и (4.25) следует, что функция преобразования дифференциального преобразователя имеет вид

$$y = 2Sx, \quad (4.26)$$

а его чувствительность

$$S_{\text{д}} = 2S \quad (4.27)$$

в 2 раза больше чувствительности одного канала.

Рассмотрим погрешность преобразователя, собранного по дифференциальной схеме рис. 4.3. Пусть преобразователи 1 и 2 имеют аддитивные погрешности, т.е. такие, которые не зависят от входной величины. В этом случае

$$y_1 = f(x_1) + \Delta y, \quad y_2 = f(x_2) + \Delta y. \quad (4.28)$$

Погрешности Δy обоих каналов можно считать равными, поскольку каналы одинаковы и находятся в одних и тех же условиях. При этом выходная величина дифференциального преобразователя

$$y = y_1 - y_2 = f(x_1) - f(x_2). \quad (4.29)$$

Таким образом, в дифференциальных преобразователях аддитивные погрешности каналов 1 и 2 компенсируются.

Линейность функции преобразования дифференциальной схемы второго типа при малых x лучше, чем линейность исходных преобразователей. Пусть каналы 1 и 2 имеют нелинейные функции преобразования

$$y_1 = f(x_0 + x), \quad y_2 = f(x_0 - x). \quad (4.30)$$

Раскладывая y_1 и y_2 в степенной ряд в окрестности x_0 , получим

$$\left. \begin{aligned} y_1 &= f(x_0) + f'(x_0)x + [f''(x_0)/2!]x^2 + \dots; \\ y_2 &= f(x_0) - f'(x_0)x + [f''(x_0)/2!]x^2 - \dots \end{aligned} \right\} \quad (4.31)$$

Желательно, чтобы преобразователи имели возможно более линейную функцию преобразования. При не очень больших x можно ограничить ряды квадратичными членами, а членами, содержащими x в более высоких степенях, пренебречь. При этом

$$y = y_1 - y_2 = 2f'(x_0)x, \quad (4.32)$$

т.е. функция преобразования дифференциальной схемы линейна. При больших x нелинейность может быть больше, чем у преобразователей 1 и 2.

4.1.3. Логометрические схемы соединения преобразователей

Логометрическая схема включения преобразователей (рис. 4.4) содержит два канала с последовательным соединением преобразователей, выходные величины которых подаются на логометрический преобразователь. *Логометрический преобразователь* — это преобразователь с двумя входами, выходная величина которого является функцией частного от деления входных величин:

$$y = F(y_1/y_2). \quad (4.33)$$

Оба канала логометрической схемы, как и в дифференциальной схеме, выполняются одинаковыми и находятся в одних и тех же условиях.

Логометрическая схема позволяет компенсировать мультипликативную погрешность.

В общем случае для схемы, приведенной на рис. 4.4, при пропорциональной функции преобразования каналов 1 и 2

$$y_1 = Sx_1, \quad y_2 = Sx_2 \quad (4.34)$$

выходная величина прибора с логометрической схемой включения

$$y = F(y_1/y_2) = F(x_1/x_2) \quad (4.35)$$

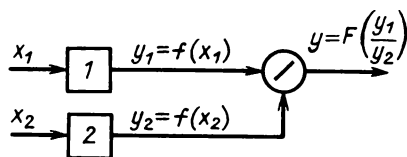


Рис. 4.4

не зависит от изменения чувствительности каналов последовательного преобразования.

В ряде случаев чувствительность преобразователя сильно зависит от его напряжения питания и часто можно считать, что она пропорциональна этому напряжению. Такая зависимость вызывает мультипликативную погрешность. Применение логометрической схемы позволяет ее уменьшить.

4.1.4. Компенсационные схемы включения преобразователей

Приборы, построенные по компенсационной схеме (схеме с обратной связью), имеют малую как аддитивную, так и мультипликативную погрешности. Применение обратной связи позволяет создать приборы, обладающие малой статической и динамической погрешностью. Эти приборы имеют большую выходную мощность, и их показания мало зависят от нагрузки.

Структурная схема компенсационного преобразователя приведена на рис. 4.5. Входная величина x подается на один из входов вычитающего преобразователя, на другой его вход подается сигнал x_{oc} той же физической природы, что и входная величина x , причем размер величины x_{oc} определяется размером выходной величины y . Разность $\Delta x = x - x_{oc}$ поступает в преобразователь 1. Если преобразователи 1, 2 имеют линейные функции преобразования

$$y = S_1 \Delta x, \quad x_{oc} = S_2 y, \quad (4.36)$$

где S_1 и S_2 — чувствительности соответствующих преобразователей, то зависимость между входной величиной x и сигналом x_{oc} определяется соотношением

$$x_{oc} = S_1 S_2 \Delta x = S_1 S_2 (x - x_{oc}). \quad (4.37)$$

Из (4.37) следует

$$(S_1 S_2 + 1) x_{oc} = S_1 S_2 x. \quad (4.38)$$

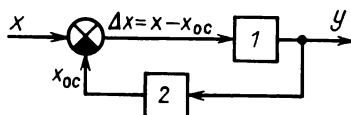


Рис. 4.5

Произведение $S_1 S_2$ часто достаточно велико, и можно считать, что $x \approx x_{oc}$. Равенство $x \approx x_{oc}$ часто имеет место и при нелинейных функциях преобразования преобразователей. С другой стороны, x_{oc} является функцией выходной величины

$$x_{oc} = f(y). \quad (4.39)$$

Из этого соотношения можно определить

$$y = f^{-1}(x_{oc}) \approx f^{-1}(x), \quad (4.40)$$

где f^{-1} — обозначение функции, обратной (4.39).

Следовательно, если $x_{oc} \approx x$, то y определяется преобразователем 2 (рис. 4.5) и мало зависит от преобразователя 1. В приборах с обратной связью роль преобразователя обратной связи выполняют простые устройства, обладающие высокой точностью. При этом высокую точность имеет и прибор в целом.

Рассмотрим функцию преобразования и чувствительность преобразователя с обратной связью. Для простоты положим, что преобразователи 1 и 2 на схеме рис. 4.5 имеют пропорциональные функции преобразования (4.36).

Имея в виду равенства (4.36) и

$$\Delta x = x - x_{oc}, \quad (4.41)$$

получаем

$$y = [S_1 / (1 + S_1 S_2)] x. \quad (4.42)$$

Отсюда чувствительность схемы с обратной связью

$$S = S_1 / (1 + S_1 S_2). \quad (4.43)$$

Определим погрешность устройства, обусловленную мультипликативными погрешностями входящих в него преобразователей 1 и 2, т.е. погрешность, вызванную непостоянством чувствительностей этих преобразователей.

Согласно (4.43) чувствительность схемы является функцией двух переменных

$$S = F(S_1, S_2). \quad (4.44)$$

Изменение S можно определить как полный дифференциал выражения (4.44):

$$\Delta S = (\partial F / \partial S_1) \Delta S_1 + (\partial F / \partial S_2) \Delta S_2. \quad (4.45)$$

Входящие в (4.45) частные производные получаются путем дифференцирования (4.43):

$$\partial F / \partial S_1 = 1 / (1 + S_1 S_2)^2; \quad (4.46)$$

$$dF / dS_2 = -S_1^2 / (1 + S_1 S_2). \quad (4.47)$$

Подставив (4.46) и (4.47) в (4.45), получим

$$\Delta S = \Delta S_1 / (1 + S_1 S_2)^2 - S_1^2 \Delta S_2 / (1 + S_1 S_2)^2. \quad (4.48)$$

Относительная мультипликативная погрешность $\delta y = \Delta y / y$ равна относительному изменению чувствительности $\Delta S / S$. Учитывая это, получим

$$\delta y = \delta y_1 / (1 + S_1 S_2) - \delta y_2 / (1 + 1 / S_1 S_2), \quad (4.49)$$

где $\delta y_1 = \Delta S_1 / S_1$, $\delta y_2 = \Delta S_2 / S_2$ — соответственно относительные мультипликативные погрешности преобразователей 1 и 2 (рис. 4.5).

Можно показать, что относительная аддитивная погрешность компенсационной схемы определяется таким же выражением (4.49) с той разницей, что δy_1 и δy_2 являются относительными аддитивными погрешностями.

По выражению (4.49) вычисляется погрешность схемы, если известны погрешности преобразователей 1 и 2. Если же эти погрешности являются случайными и известны их среднеквадратические погрешности σ_1 и σ_2 , то среднеквадратическая погрешность компенсационного преобразователя

$$\sigma = [1 / (1 + S_1 S_2)] \sqrt{\sigma_1^2 + S_1^2 S_2^2 \sigma_2^2}. \quad (4.50)$$

Из полученных соотношений следует, что влияние погрешности преобразователя 1 на погрешность прибора с компенсационной схемой сильно уменьшается.

Уменьшение зависимости погрешности прибора с обратной связью от погрешности преобразователя 1 можно показать следующим образом. Допустим, что в схеме сложного преобразователя с обратной связью (рис. 4.5) преобразователь 1 не стабилизирован и его чувствительность S_1 может зависеть, в частности, от сопротивления, на которое нагружен этот сложный преобразователь. При уменьшении чувствительности S_1 уменьшаются выходная величина y и сигнал обратной связи x_{oc} . Это вызывает увеличение Δx и увеличивает значение y . Таким образом, благодаря обратной связи уменьшается погрешность, вызванная изменением S_1 .

4.2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

4.2.1. Реостатные преобразователи

Принцип действия и конструкция. *Реостатный преобразователь* — это прецизионный реостат, движок которого перемещается под действием измеряемой величины. Входной величиной преобразователя является угловое линейное перемещение движка, выходной — изменение его сопротивления.

Устройство преобразователя показано на рис. 4.6. Он состоит из каркаса 1, на который намотан провод 2, изготовленный из материала с высоким удельным сопротивлением, и токосъемного движка 3, укрепленного на оси 4. Движок касается провода 2. Для обеспечения электрического контакта в месте касания обмотка зачищается от изоляции. В показанной конструкции контакт с подвижным движком осуществляется с помощью неподвижного токосъемного кольца 5.

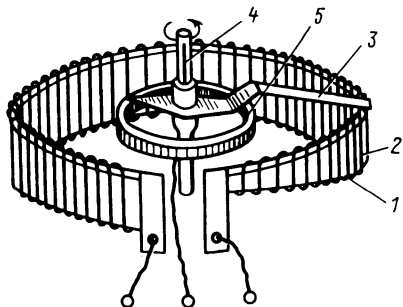


Рис. 4.6

Обмотка делается обычно из провода, изготовленного из манганина, константана, фехралья. Для повышения точности и надежности она выполняется из платино-иридиевого сплава.

Для обеспечения хорошего контакта движок должен прижиматься к обмотке силой $10^{-3} - 10^{-4}$ Н. Сила создается благодаря упругости движка. При измерении переменных величин, при переходе движка с одного витка на другой он "подскакивает", возникает пульсирующая сила, которая может нарушить кон-

такт. По этой причине, если преобразователь служит для измерения переменных величин или работает при вибрации, то сила прижатия должна быть увеличена. Большая сила нежелательна, поскольку при ее увеличении возрастает сила трения, препятствующая перемещению движка и увеличивающая износ обмотки и контактирующей поверхности движка.

В измерительной технике требуются реостатные преобразователи как с линейной, так и с нелинейной функцией преобразования. Одним из способов построения преобразователей с нелинейной функцией преобразования $R = f(x)$ (рис. 4.7, а) является использование каркаса с переменной высотой (рис. 4.7, б). При перемещении движка вдоль каркаса на величину шага обмотки $\Delta x = \lambda$ сопротивление изменяется на

$$\Delta R = (dR/dx)\lambda, \quad (4.51)$$

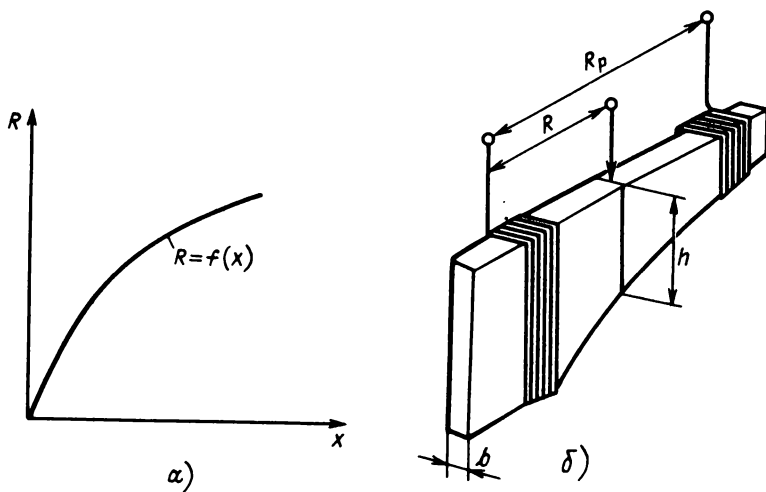


Рис. 4.7

где dR/dx — производная требуемой функции преобразования $R = f(x)$ по перемещению движка x . При перемещении движка с одного витка на другой сопротивление изменяется на величину

$$\Delta R = \rho_1 l_{\text{пр}} = 2\rho_1 (b + h), \quad (4.52)$$

где ρ_1 — сопротивление единицы длины провода; $l_{\text{пр}}$ — длина одного витка провода; h — высота каркаса; b — его толщина. Из (4.51) и (4.52) можно определить зависимость высоты каркаса h от заданной функции преобразования

$$h = (\lambda/2\rho_1) (dR/dx) - b. \quad (4.53)$$

Если требуется линейная функция преобразования, то $dR/dx = \text{const}$ и высота каркаса должна быть постоянной.

Изготовление каркаса с непрерывно изменяющейся высотой более сложно, чем изготовление каркаса с постоянной высотой. Для упрощения технологии прибегают к кусочно-линейной аппроксимации заданной нелинейной функции преобразования (рис. 4.8, а). Для каждого интервала перемещения движка x , на котором аппроксимирующая функция линейна, высота каркаса постоянна. Каркас преобразователя получается ступенчатым, как показано на рис. 4.8, б. Число ступеней равно числу интервалов кусочно-линейной аппроксимации.

Потенциметрическая схема включения реостатного преобразователя. Преобразователь может включаться в электрическую цепь по потенциметрической схеме (рис. 4.9, а). Напряжение с его движка подается

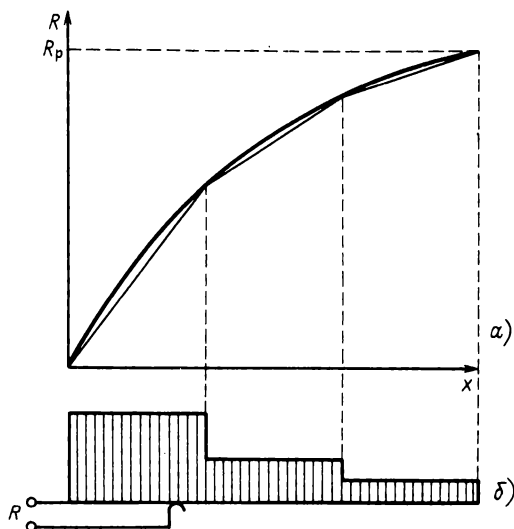


Рис. 4.8

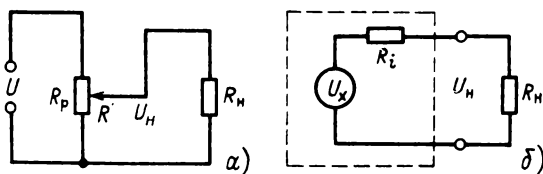


Рис. 4.9

на нагрузку R_H . Рассмотрим зависимость напряжения на нагрузке от изменения сопротивления R преобразователя. Если сопротивление R_H столь велико ($R_H \gg R_p$), что током в этом сопротивлении можно пренебречь по сравнению с током в сопротивлении R_p , то реостатный преобразователь работает в режиме холостого хода и напряжение на нагрузке

$$U_H = UR/R_p \quad (4.54)$$

пропорционально сопротивлению R .

Если реостатный преобразователь имеет пропорциональную функцию преобразования $R = (R_p/l)x$, то напряжение U_H пропорционально перемещению движка

$$U_H = (U/l)x. \quad (4.55)$$

Для анализа цепи, в которой сопротивление нагрузки R_H соизмеримо с номинальным сопротивлением преобразователя R_p , используем теорему об активном двухполюснике. Для определения тока в некотором сопротивлении R_H исследуемую цепь можно представить в качестве активного двухполюсника, имеющего внутреннее сопротивление R_i и напряжение холостого хода U_x (рис. 4.9, б). К зажимам двухполюсника подключено сопротивление R_H . Напряжение на нагрузке

$$U_H = U_x R_H / (R_i + R_H). \quad (4.56)$$

При этом напряжение U_x определяется выражением (4.54), а напряжение на нагрузке

$$U_H = UR / [R_p (1 + R_i / R_H)]. \quad (4.57)$$

Из рис. 4.9, а следует

$$R_i = R(R_p - R) / [R + (R_p - R)] = R(R_p - R) / R_p. \quad (4.58)$$

Подставив (4.58) в (4.57), получим

$$\begin{aligned} U_H &= UR / (R_p [1 + R(R_p - R) / (R_p R_H)]) = \\ &= U\beta / [1 + \alpha\beta(1 - \beta)], \end{aligned} \quad (4.59)$$

где $\beta = R/R_p$ — относительное изменение сопротивления преобразователя; $\alpha = R_p/R_H$ — коэффициент нагрузки.

Зависимость U_H от β для различных α приведена на рис. 4.10. Если α столь мало, что $\alpha\beta \ll 1$ (режим холостого хода), то U_H изменяется пропорционально β . При увеличении коэффициента нагрузки α зависимость становится нелинейной, причем нелинейность возрастает с увеличением α .

Если в качестве номинальной функции преобразования принять зависимость (4.54), представленную прямой 1 на рис. 4.11, а, то абсолютная погрешность вследствие нелинейности

$$\Delta U = U_H - U_x. \quad (4.60)$$

Поскольку $U_x = \beta U$ и максимальное напряжение на нагрузке равно U , то приведенная погрешность

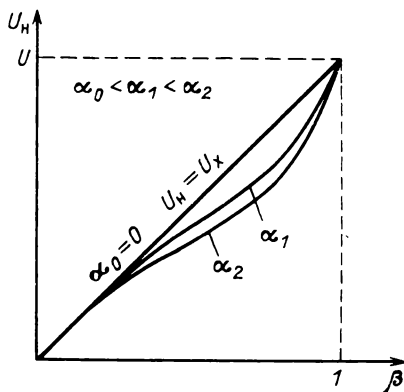


Рис. 4.10

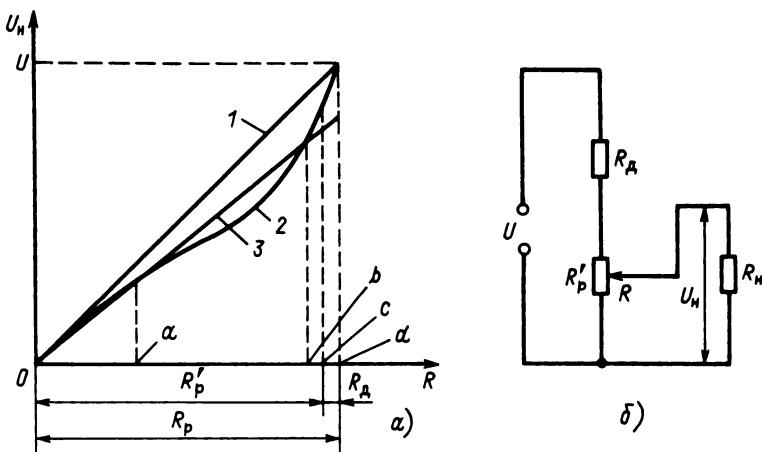


Рис. 4.11

$$\begin{aligned}\gamma_U &= (U_n - U_x)/U = \beta/[1 + \alpha\beta(1 - \beta)] - \beta = \\ &= -\alpha\beta^2(1 - \beta)/[1 + \alpha\beta(1 - \beta)].\end{aligned}\quad (4.61)$$

При $\alpha < 0,1$ погрешность максимальна при $\beta = 2/3$. В этом случае $\gamma_U \approx 0,15\alpha$.

Для уменьшения погрешности следует уменьшать α , т.е. увеличивать R_N . Однако практически значения сопротивления нагрузки часто невелики. В этом случае для уменьшения погрешности можно более рационально выбрать номинальную функцию преобразования. Пусть действительной функцией преобразования является кривая 2. В качестве номинальной функции преобразования более целесообразно принять прямую 3. При этом, как видно из графика, на интервалах $0 - a$, $a - b$, $b - c$ погрешность значительно уменьшена. Уменьшена она и на интервале $c - d$, хотя остается довольно большой. Для того чтобы погрешность всюду была малой, диапазон изменения сопротивления преобразователя следует ограничить значением R_p' , а добавочное сопротивление $R_d = R_p - R_p'$ выполнить на отдельном резисторе и включить его последовательно с преобразователем (рис. 4.11, б).

Погрешность реостатного преобразователя. С изменением температуры изменяется сопротивление преобразователя. В основном это обуславливается температурным изменением удельного сопротивления провода. Сопротивление преобразователя определяется известной формулой

$$R_t = R_0(1 + \alpha t). \quad (4.63)$$

Погрешность (изменение напряжения на нагрузке) можно рассчитать, исходя из схемы включения, номинальных значений входящих в нее сопротивлений и их температурных коэффициентов. При включении преобразователя по потенциометрической схеме в режиме холостого хода изменение температуры не меняет распределение напряжений и температурная погрешность отсутствует.

Реостатному преобразователю присуща также погрешность дискретности. Она обусловлена скачкообразным изменением сопротивления преобразователя ΔR при переходе движка с одного витка на другой. Если в качестве номинальной функции преобразования принять функцию, проходящую посередине "ступенек", то максимальное значение приведенной погрешности, обусловленное дискретностью

$$\gamma_R = \pm \Delta R / (2R_p), \quad (4.64)$$

где R_p — полное сопротивление преобразователя.

Если преобразователь имеет пропорциональную функцию преобразования, то "скачки" сопротивления будут одинаковы по всему диапазону перемещения движка. В этом случае $R_p = n\Delta R$ и

$$\gamma_R = \pm 1/2n, \quad (4.65)$$

где n — число витков в обмотке.

Трение в реостатном преобразователе вызывает случайные гистерезисные изменения силы и момента, необходимых для перемещения движка по обмотке. Это может привести к возникновению погрешности преобразователя, предшествующего реостатному.

Погрешность, обусловленная нелинейностью потенциометрической схемы включения, и методы ее уменьшения рассмотрены выше.

4.2.2. Тензорезисторные преобразователи

Принцип действия и конструкция. Тензорезисторный преобразователь (тензорезистор) представляет собой проводник, изменяющий свое сопротивление при деформации сжатия—растяжения. При деформации проводника изменяются его длина l и площадь поперечного сечения Q . Деформация кристаллической решетки приводит к изменению удельного сопротивления ρ . Эти изменения приводят к изменению сопротивления проводника

$$R = \rho l / Q. \quad (4.66)$$

Этим свойством обладают в большей или меньшей степени все проводники. В настоящее время находят применение проводниковые (фольговые, проволочные и пленочные) и полупроводниковые тензорезисторы. Наилучшим отечественным материалом для изготовления проводниковых тензорезисторов, используемых при температурах ниже 180°C ,

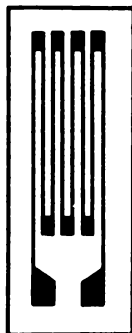


Рис. 4.12

является константант. Зависимость сопротивления R от относительной деформации ϵ с достаточной точностью описывается линейным двучленом

$$R = R_0 (1 + S_T \epsilon), \quad (4.67)$$

где R_0 — сопротивление тензорезистора без деформации; S_T — тензочувствительность материала.

Тензочувствительность константана лежит в пределах 2,0–2,1. Нелинейность функции преобразования не превышает 1%.

Фольговые тензорезисторы представляют собой тонкую лаковую пленку, на которую нанесена фольговая тензочувствительная решетка из константана толщиной 4–12 мкм (рис. 4.12). Решетка сверху покрыта лаком. Фольговые тензорезисторы нечувствительны к поперечной деформации вследствие малого сопротивления перемычек, соединяющих тензочувствительные элементы.

Проволочный тензорезистор имеет аналогичное устройство, но его решетка выполнена из константановой проволоки толщиной 20–50 мкм. По метрологическим и эксплуатационным характеристикам проволочные преобразователи уступают фольговым.

Фольговые и проволочные тензорезисторы обычно имеют длину 5–20 мм, ширину 3–10 мм. Их номинальное сопротивление равно 50, 100, 200, 400 и 800 Ом. Параметры тензорезисторов общего назначения регламентирует ГОСТ 21616-76.

Полупроводниковые тензорезисторы представляют собой пластинку монокристалла кремния или германия длиной 5–10 мм, шириной 0,2–0,8 мм. К ее торцам приварены выводные проводники. Номинальное сопротивление лежит в пределах 50–800 Ом. Свойства полупроводниковых и металлических преобразователей сильно различаются. Чувствительность полупроводниковых преобразователей может быть как положительной, так и отрицательной и лежит в пределах $S_T = 55 \div 130$. Как сопротивление, так и чувствительность сильно зависят от температуры. Недостатком является также большой разброс параметров и характеристик.

Тензорезисторы применяются для преобразования деформации деталей в изменение сопротивления. Для этого они приклеиваются к этим деталям и испытывают одинаковые с ними деформации.

Схемы включения. Наиболее часто тензорезисторные преобразователи включаются в схему неравновесного моста (рис. 4.13, а).

Если сопротивление нагрузки R_H достаточно велико (режим холостого хода), то выходное напряжение моста

$$\begin{aligned} U_x &= UR_1/(R_1 + R_2) - UR_3/(R_3 + R_4) = \\ &= U[(R_1 R_4 - R_2 R_3)/(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)], \end{aligned} \quad (4.68)$$

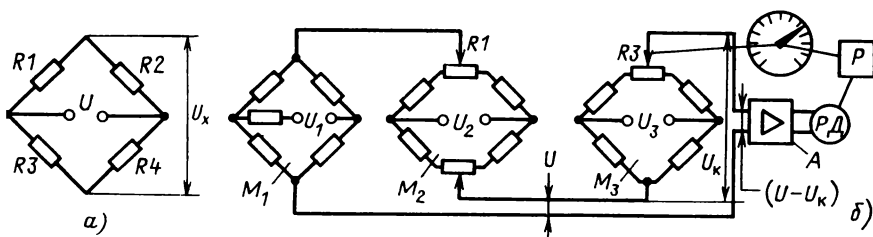


Рис. 4.13

где U — напряжение питания. В качестве R_1 и R_2 включаются одинаковые тензорезисторы.

При отсутствии измеряемой деформации их сопротивления равны: $R_{10} = R_{20} = R_0$. Кроме того, обычно выбирают $R_3 = R_4$. В этом случае, когда деформация тензорезистора отсутствует ($\epsilon = 0$), $U_x = 0$.

При деформации тензорезисторов, когда $\epsilon \neq 0$ и $R_1 \neq R_2$, выходное напряжение моста пропорционально разности сопротивлений тензорезисторов:

$$U_x = U(R_1 - R_2)/(2(R_1 + R_2)). \quad (4.69)$$

Мостовая цепь является дифференциальной, следовательно, в ней компенсируются аддитивные погрешности. С применением мостовой цепи тензорезисторные приборы строятся по дифференциальной схеме первого или второго типа.

При использовании дифференциальной схемы первого типа, т.е. при $R_1 = R_0 + \Delta R$ и $R_2 = R_0$, выходное напряжение цепи и чувствительность в режиме холостого хода

$$U_x = U\Delta R/(4R_0), \quad S_{cx} = U_x/(\Delta R/R_0) = U/4. \quad (4.70)$$

При использовании дифференциальной схемы второго типа, когда $R_1 = R_0 + \Delta R$ и $R_2 = R_0 - \Delta R$, выходное напряжение и чувствительность в режиме холостого хода увеличиваются вдвое:

$$U_x = U\Delta R/(2R_0), \quad S_x = U_x/(\Delta R/R_0) = U/2. \quad (4.71)$$

При $R_n \neq \infty$ выходное напряжение и чувствительность меньше полученных значений.

Выходное напряжение тензорезисторного моста обычно не превышает 10–20 мВ. Для дальнейшего преобразования такое напряжение без усиления использовать трудно. Поэтому в тензорезисторных приборах обычно используются усилители.

Если напряжение питания моста U не стабилизировано, то при его вариациях возможна мультипликативная погрешность. Для ее исключения используется компенсационный метод измерения выходного на-

пряжения моста. Принципиальная схема тензорезисторного прибора типа КСТЗ, в котором реализован этот метод и который предназначен для использования в силоизмерительных и весоизмерительных системах, приведена на рис. 4.13, б.

Мост M_1 включает в себя два или четыре тензорезистора. Вследствие технологического разброса значений их сопротивлений мост не уравновешен и имеет некоторое выходное напряжение. При нулевом значении измеряемой величины это напряжение компенсируется с помощью моста M_2 подстроечными резисторами R_1 и R_2 . Результирующее напряжение U пропорционально измеряемой величине. Мост M_3 служит для компенсации этого напряжения. Его выходное напряжение U_K включено встречно напряжению U . Разность напряжений $U - U_K$ усиливается усилителем A и подается на реверсивный двигатель $РД$. При этом ротор двигателя, вращаясь, через редуктор P перемещает движок реохорда R_3 и указатель прибора относительно шкалы. Перемещение движка реохорда производится так, чтобы уменьшалась разность $U - U_K$. Ротор останавливается, когда $U - U_K = 0$, при этом движок реохорда занимает положение, соответствующее значению напряжения U , а указатель прибора — положение, соответствующее значению измеряемой величины.

Мосты M_1 , M_2 , M_3 питаются от одного источника переменного напряжения, от различных обмоток трансформатора. При нестабильности источника питания напряжения U_1 , U_2 , U_3 изменяются пропорционально и равенство $U = U_K$ не нарушается. Не изменяется и показание прибора. Основная погрешность измерения составляет $\pm 0,5\%$ от нормирующего значения, равного $2\Delta R_{max}$, где ΔR_{max} — максимальное значение приращения сопротивления плеча моста.

Погрешность тензорезисторных преобразователей. Тензорезисторы могут использоваться либо для измерения механических напряжений и деформаций, либо для измерения других механических величин: сил, давлений, ускорений и проч., когда деформация является промежуточной величиной преобразования. В первом случае для градуировки тензорезисторов из партии отбирают несколько штук и они наклеиваются на образцовую балку. С помощью гирь в балке создают определенные деформации ϵ . По значениям деформаций и соответствующим им сопротивлениям рассчитывается чувствительность наклеенных тензорезисторов

$$S = [(R - R_0)/R_0]/\epsilon. \quad (4.72)$$

Это значение принимается в качестве номинального для всей партии. Чувствительность других тензорезисторов той же партии может отличаться от номинальной на 2–10%.

Во втором случае тензорезисторы являются постоянными преобразователями датчика. Отклонение их чувствительности от номинального значения учитывается при градуировке прибора, и результирующая

погрешность прибора значительно меньше, чем в первом случае, и находится в пределах 0,2–0,5%.

Погрешность может возникнуть вследствие температурных изменений сопротивления преобразователя. При изменении температуры оно изменяется как вследствие изменения удельного сопротивления материала, так и вследствие изменения натяжения из-за различных температурных коэффициентов удлинения тензорезистора β_T и детали β_d , на которую он наклеен. Полное изменение сопротивления

$$\Delta R_t = R_0 [\alpha + S(\beta_d - \beta_T)] \Delta t, \quad (4.73)$$

где R_0 — сопротивление тензорезистора при нормальной температуре; S — его чувствительность; α — температурный коэффициент сопротивления; Δt — изменение температуры.

Температурный коэффициент сопротивления константана можно изменять, изменяя его термообработку. Благодаря этому тензорезисторы можно изготавливать так, чтобы при наклеивке на определенный материал его сопротивление не зависело от температуры. Такие тензорезисторы называются термокомпенсированными.

Температурная погрешность проводниковых тензорезисторов в основном имеет аддитивный характер. Для ее компенсации используются дифференциальные схемы. При измерении механических напряжений применяют схему первого типа с двумя или четырьмя тензорезисторами. Рабочие тензорезисторы наклеивают на исследуемую деталь вдоль ожидаемой деформации, а компенсационные — поперек нее. При измерении других величин, например силы, используется дифференциальная схема второго типа. При этом на силоизмерительную пружину с разных сторон наклеивают два тензорезистора, так что при изгибе пружины под действием силы один из них растягивается, другой — сжимается. В обоих случаях температурные условия и температурные изменения сопротивлений тензорезисторов одинаковы. Тензорезисторы включаются в смежные плечи моста, и это компенсирует температурную погрешность. Для увеличения чувствительности на силоизмерительную пружину можно наклеить четыре тензорезистора, причем преобразователи, воспринимающие деформации одного знака, должны включаться в противоположные плечи моста.

В тензорезисторных приборах высокой точности и для получения датчиков с унифицированными характеристиками, чтобы обеспечить их взаимозаменяемость, применяются мостовые схемы с нормирующими резисторами (рис. 4.14, а). На приведенной схеме $R1 - R4$ — тензорезисторы; R_δ и R'_δ — резисторы, служащие для балансировки моста; R_{T1} и R'_{T1} — термозависимые резисторы для компенсации аддитивной температурной погрешности; R_q и R'_q — резисторы, изменяя сопротивление которых, можно регулировать чувствительность датчика;

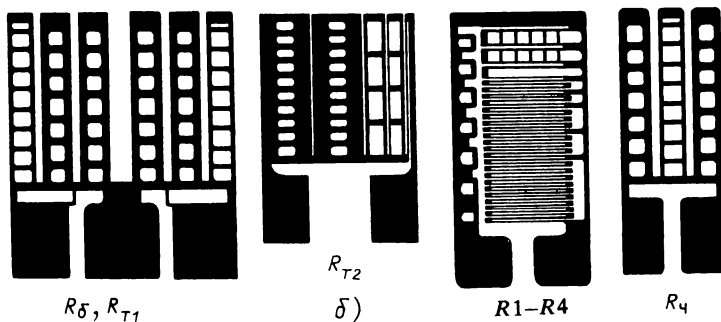
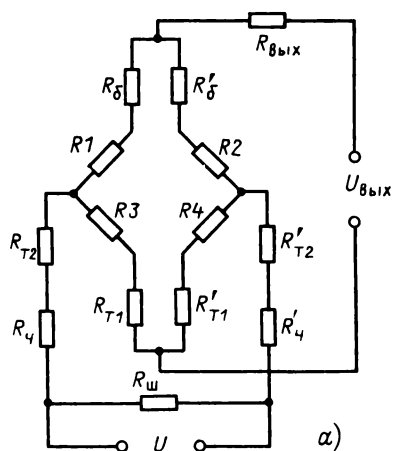


Рис. 4.14

R_{T2} и R'_{T2} — термозависимые резисторы, с помощью которых компенсируется температурное изменение чувствительности; $R_{ш}$ и $R_{вх}$ — резисторы, служащие для регулирования входного и выходного сопротивлений моста.

Фольговые нормирующие резисторы показаны на рис. 4.14, б. Они сделаны так, что, обрывая ту или иную перемычку на фольговой решетке, можно изменять значение сопротивления и тем самым регулировать параметры и характеристики тензорезисторного моста и прибора в целом. Резисторы $R_δ$ и R_4 изготовлены из константановой фольги, R_{T1} — из медной, R_{T2} — из никелевой. При использовании мостовых схем с нормирующими резисторами погрешность датчиков с фольговыми тензорезисторами снижается до 0,03–0,05%, а у датчиков с полупроводниковыми тензорезисторами — до 0,1%.

4.2.3. Емкостные преобразователи

Принцип действия и конструкция. Емкостный преобразователь представляет собой конденсатор, электрические параметры которого изменяются под действием входной величины.

Конденсатор состоит из двух электродов, к которым подсоединены выводные концы. Пространство между электродами заполнено диэлектриком. При изменении взаимного положения электродов или при изменении диэлектрической проницаемости среды, заполняющей межэлектродное пространство, изменяется емкость конденсатора.

В качестве емкостного преобразователя широко используется плоский конденсатор. Его емкость определяется выражением

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 Q / \delta, \quad (4.74)$$

где δ — расстояние между электродами; Q — их площадь; ϵ_0 — электрическая постоянная; ϵ_r — относительная проницаемость диэлектрика.

Изменение любого из этих параметров изменяет емкость конденсатора.

У преобразователя с прямоугольными электродами (рис. 4.15, а) $Q = bx$ и имеется некоторый диапазон перемещения пластин x , в котором емкость линейно зависит от x (рис. 4.15, б). Линейная зависимость искажается вследствие краевого эффекта. В области линейной зависимости чувствительность такого преобразователя

$$S = dC/dx = \epsilon_r \epsilon_0 b / \delta \quad (4.75)$$

постоянна и увеличивается с уменьшением расстояния между электродами δ .

Если изменяется расстояние δ между электродами, функция преобразования $C = f(\delta)$ представляет собой гиперболическую функцию. Чувствительность преобразователя

$$S = dC/d\delta = \epsilon_r \epsilon_0 Q / \delta^2 \quad (4.76)$$

сильнее, чем в предыдущем случае, зависит от расстояния между пластинами δ . Для увеличения чувствительности S целесообразно умень-

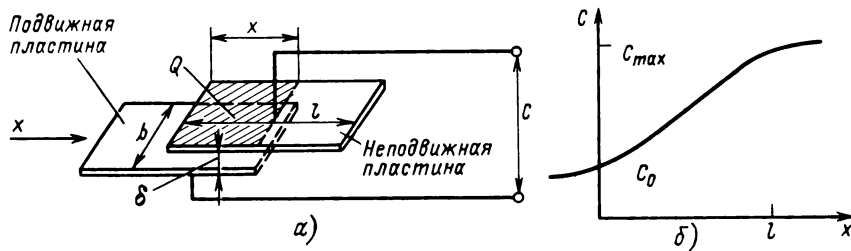


Рис. 4.15

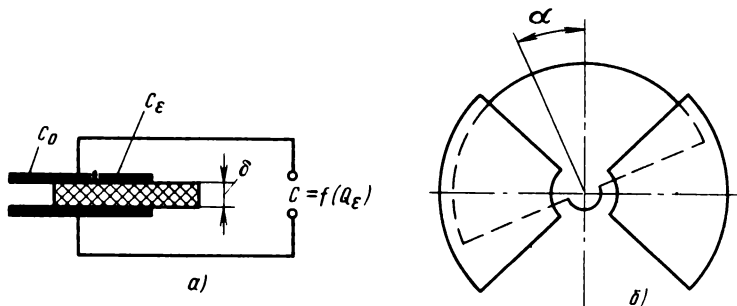


Рис. 4.16

шить δ . Предельное его значение определяется технологическими соображениями и приложенным напряжением. Надо учитывать, что при малых δ возможен электрический пробой между электродами*.

Если перемещать диэлектрическую пластину в зазоре плоского конденсатора (рис. 4.16, а), то можно получить преобразователь с переменной диэлектрической проницаемостью. Емкость такого преобразователя определяется как емкость двух параллельно включенных конденсаторов. Один из них C_ϵ образован частью электродов и диэлектрической пластиной, другой C_0 — оставшейся частью электродов с межэлектродным пространством, не заполненным пластинкой. Если пластинка с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_r имеет толщину δ , равную расстоянию между электродами, то функция преобразования преобразователя описывается выражением

$$C = C_\epsilon + C_0 = \epsilon_0 [Q + Q_\epsilon (\epsilon - 1)] / \delta, \quad (4.77)$$

где Q — площадь электродов; Q_ϵ — часть площади диэлектрической пластины, находящаяся между электродами.

Емкостные преобразователи могут выполняться по дифференциальной схеме. Схема дифференциального преобразователя углового перемещения α с переменной площадью электродов приведена на рис. 4.16, б. В таких преобразователях средний подвижный электрод обычно соединяется с экраном.

Схемы включения. Емкостный преобразователь включается в измерительную цепь; при этом изменение его емкости преобразуется в изменение напряжения или тока либо в частоту синусоидального или импульсного тока. Существует довольно много различных измерительных цепей включения емкостных преобразователей. Рассмотрим некоторые из них.

* Пробой в сухом воздухе при атмосферном давлении происходит при напряженности $E = 3 \cdot 10^3$ кВ/см. Однако расчетное значение напряженности обычно не превосходит 700 кВ/см.

Для включения недифференциального преобразователя может использоваться резонансная цепь (рис. 4.17, а). Генератор через разделительный трансформатор T питает резонансный LC -контур. Емкость контура состоит из емкости преобразователя $C_{пр}$ и подстроечного конденсатора емкостью C^* , частота и значение напряжения генератора постоянны. При изменении емкости напряжение на контуре изменяется по резонансной кривой, как показано на рис. 4.17, б. При изменении емкости преобразователя на ΔC напряжение на контуре изменяется на ΔU . Подстроечный конденсатор служит для настройки контура так, чтобы чувствительность измерительной цепи

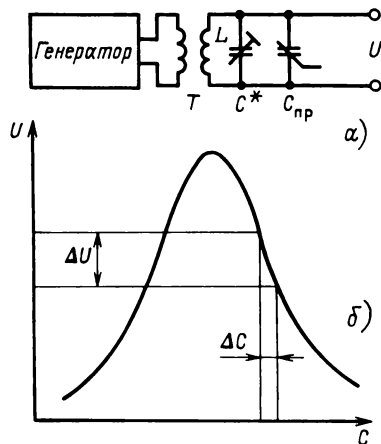


Рис. 4.17

$$S = \Delta U / \Delta C \quad (4.78)$$

была максимальной.

Чувствительность резонансной цепи довольно высока и увеличивается с увеличением добротности контура.

Для включения дифференциального емкостного преобразователя может быть использована мостовая цепь (рис. 4.18), работающая в неравновесном режиме. В этой цепи емкости C_1 и C_2 — дифференциальный преобразователь. На схеме показано также экранирование соединительных проводов и диагоналей мостовой цепи. $C_{э1}$, $C_{э2}$, $C_{э3}$, $C_{э4}$ — емкости соответствующих экранов. Эти емкости включены параллельно активным сопротивлениям и входят в полные сопротивления плеч моста. Эквивалентные емкости экранов могут несколько изменяться при работе прибора. Для того чтобы их изменения мало влияли на выходное напряжение моста, сопротивления резисторов R должны быть малыми. Емкость $C_{э5}$ не входит в уравнение равновесия моста, и ее изменение значительно меньше влияет на его выходное напряжение.

Другой схемой включения дифференциальных емкостных преобразователей является емкостно-диодная цепь (рис. 4.19, а). Дифференциальный преобразователь C_1 и C_2 подключается к источнику переменного напряжения через диоды VD_1 — VD_4 и конденсаторы C_3 — C_4 . При положительной полярности напряжения U конденсатор C_1 заряжается через C_3 и VD_1 , а при отрицательной разряжается через C_4 и VD_2 . Конденсаторы C_3 и C_4 имеют равные емкости, а диоды VD_1 и VD_2 — равные прямые сопротивления. При этом, если питающее напря-

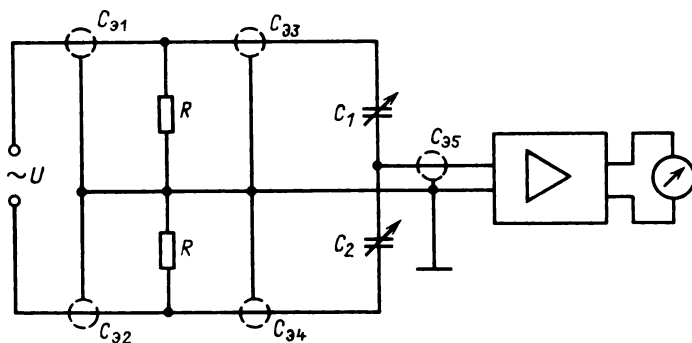


Рис. 4.18

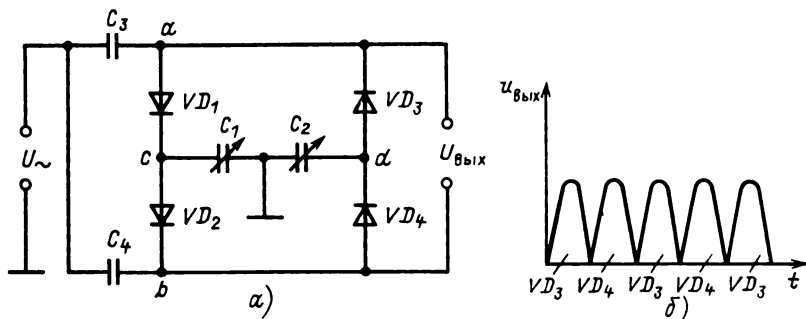


Рис. 4.19

жение синусоидально, то же синусоидальное напряжение будет и на конденсаторе C_1 (в точке c), причем значение этого напряжения определяется значением C_1 . Аналогичным образом напряжение на конденсаторе C_2 (в точке d) изменяется синусоидально и его значение зависит от емкости C_2 . Если все диоды имеют одинаковые прямые сопротивления, то при $C_1 = C_2$ напряжения на этих конденсаторах одинаковы и напряжение между точками c и d отсутствует. Если же $C_1 \neq C_2$, то между точками c и d появится переменное напряжение, пропорциональное разности $C_1 - C_2$. Это напряжение выпрямляется в течение одной половины периода диодами VD_1 и VD_3 , а в течение второй — диодами VD_2 и VD_4 . Выходное напряжение снимается с диодов VD_3 и VD_4 . Его изменение во времени показано на рис. 4.19, б. Среднее выпрямленное значение напряжения $U_{\text{вых}}$ определяется разностью $C_1 - C_2$ и приблизительно равно

$$U_{\text{вых}} = 2U_{\sim}(C_1 - C_2)/(C_1 + C_2 + 2C_1C_2/C_3). \quad (4.79)$$

Для того чтобы упростить экранирование, вся емкостно-диодная схема помещается в экранированный корпус датчика.

Погрешность емкостного преобразователя. Электроды емкостного преобразователя монтируются на изоляционных деталях или разделяются ими. Разнородные конструктивные детали датчика имеют различные коэффициенты линейного расширения. При изменении температуры это приводит к изменению расстояния между электродами. Хотя это изменение мало, оно может быть соизмеримо с расстоянием между электродами и приводит к температурной погрешности, имеющей аддитивную и мультипликативную составляющие. Первая может быть уменьшена применением дифференциальных преобразователей.

Номинальная емкость емкостных преобразователей обычно лежит в пределах от единиц до сотен пикофард. На частоте 50 Гц внутреннее сопротивление преобразователя достигает значений более 10^7 Ом. При столь высоком сопротивлении возможны погрешности, обусловленные паразитными токами утечки, причем на результат измерения влияет непостоянство сопротивления изоляции. Для уменьшения сопротивления преобразователя частота напряжения питания увеличивается до нескольких килогерц и выше, вплоть до нескольких мегагерц.

Поскольку полная емкость преобразователя изменяется в присутствии посторонних металлических предметов, преобразователь, а также идущие к нему провода и элементы измерительной цепи необходимо экранировать. Однако емкость экрана может изменяться под влиянием изменения влажности воздуха, вибрации и по другим причинам. Экранированные провода могут изменять свою емкость при их изгибах, когда токоведущий провод меняет свое положение относительно экрана. Эти изменения приводят к погрешности.

Особенности применения емкостных преобразователей. Емкостные преобразователи имеют ряд специфических достоинств и недостатков, определяющих область их применения. Конструкция емкостного датчика проста, он имеет малые массу и размеры. Его подвижные электроды могут быть достаточно жесткими, с высокой собственной частотой, что дает возможность измерять быстропеременные величины. Емкостные преобразователи можно выполнять с заданной (линейной или нелинейной) функцией преобразования. Для получения требуемой функции преобразования часто достаточно изменить форму электродов. Отличительной особенностью является малая сила притяжения электродов.

Основным недостатком емкостных преобразователей является малая их емкость и высокое сопротивление. Для уменьшения последнего преобразователи питаются напряжением высокой частоты. Однако это обуславливает другой недостаток — сложность вторичных преобразователей. Недостатком является и то, что результат измерения зависит от изменения параметров кабеля.

Для уменьшения погрешности измерительную цепь и вторичный прибор располагают вблизи датчика.

Емкостные преобразователи широко применяются в научно-исследовательской работе, где имеется высококвалифицированный персонал для разработки, эксплуатации и ремонта датчиков и вторичных приборов. В условиях научного эксперимента ценным свойством датчиков является простота их конструкции и технологии.

4.2.4. Пьезоэлектрические преобразователи

Прямой пьезоэлектрический эффект. В кристаллических диэлектриках различно заряженные ионы располагаются в определенном порядке, образуя кристаллическую решетку. Поскольку разноименно заряженные ионы чередуются и расположены так, что их заряды взаимно компенсируются, в целом кристалл электрически нейтрален. Одной из особенностей кристаллов является их симметрия. Кристаллы могут быть симметричны относительно некоторой оси, плоскости или центра. В соответствии с видом симметрии по определенным законам построена кристаллическая решетка и расположены ионы. Электрическая структура кристалла, симметричного относительно оси или плоскости, схематически показана на рис. 4.20. В направлении оси X ионы различных знаков чередуются и взаимно компенсируют свои заряды. При действии на кристалл силы F_x в направлении X кристаллическая решетка деформируется, расстояния между положительными и отрицательными ионами изменяются и кристалл электризуется в этом направлении. На его гранях, перпендикулярных оси X , появляется заряд

$$q = d_{11}F_x, \quad (4.80)$$

пропорциональный силе F_x . Коэффициент d_{11} , зависящий от вещества и его состояния, называется пьезоэлектрическим модулем. Индексы при коэффициенте d определяются ориентацией силы и грани, на которой появляется заряд, относительно кристаллических осей. При изменении ориентации пьезоэлектрический модуль изменяется.

Электризация кристалла под действием внешних сил называется *прямым пьезоэффектом*. Вещества, обладающие пьезоэффектом, называются *пьезоэлектриками*. Для изготовления измерительных преобразователей наибольшее применение нашли естественные кристаллы кварца и искусственные пьезоэлектрические материалы — *пьезокерамики*.

Кварц (SiO_2). Призматическая часть кристалла кварца и расположение кристаллических осей показаны на рис. 4.21. Ось X — электрическая, ось Y — механическая, ось Z — оптическая. Для использования в измерительных преобразователях из кристалла вырезается пластинка. При действии на пластинку сил вдоль осей X или Y происходит поляризация кристалла. На гранях, перпендикулярных оси X , появляются заряды

$$q = d_{11}F_x \text{ или } q = d_{12}(Q_x/Q_y)F_y, \quad (4.81)$$

где F_x и F_y — соответствующие силы; Q_x и Q_y — площади граней, пер-

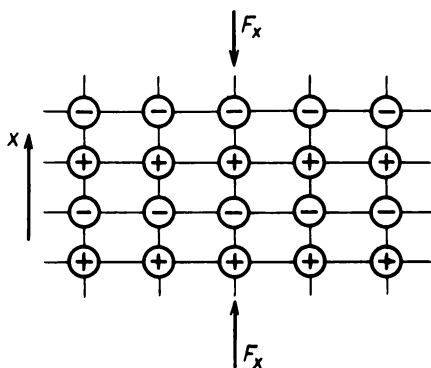


Рис. 4.20.

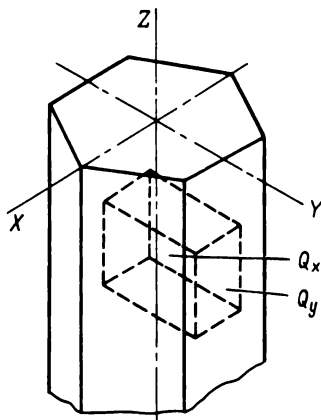


Рис. 4.21

пендикулярных осям X и Y ; $d_{11} = d_{12} = 2,31 \cdot 10^{-12}$ К/Н — пьезоэлектрические модули.

Возникновение заряда под действием силы F_x называется продольным пьезоэффектом, возникновение заряда под действием F_y — поперечным пьезоэффектом. Действие силы F_z вдоль оси Z не вызывает никаких электрических зарядов.

Кварцевая пластинка имеет высокую прочность. Допустимые напряжения могут доходить до $(0,7-1) \cdot 10^8$ Н/м², что позволяет прикладывать к ней большие измеряемые силы. Она имеет большой модуль упругости, что обуславливает ее высокую жесткость и очень малое собственное внутреннее трение. Последнее обстоятельство обуславливает высокую добротность изготовленных из кварца пластинок. Кварцевые пластинки используются для изготовления преобразователей, измеряющих давление и силу.

Кварц — материал с высокой твердостью, он трудно обрабатывается и может применяться для изготовления пластинок лишь простой формы.

Пьезоэлектрический модуль d практически постоянен до температур 200 °С, а затем с увеличением температуры немного уменьшается. Предельная рабочая температура составляет 500 °С. При температуре 573 °С (температура Кюри) кварц теряет пьезоэлектрические свойства. Относительная диэлектрическая проницаемость равна 4,5 и несколько увеличивается с увеличением температуры. Удельное объемное сопротивление кварца превышает 10^{12} Ом.

Электрические и механические свойства кварца имеют высокую стабильность. За 10 лет изменение характеристик не превосходит 0,05%.

Пьезоэлектрическая керамика. Пьезокерамика имеет доменное строение, причем домены поляризованы. При отсутствии внешнего электрического поля поляризация отдельных доменов имеет хаотическое направление и на поверхности изготовленного из пьезокерамики тела электрический заряд отсутствует. В электрическом поле домены ориентируются в направлении этого поля, вещество поляризуется и на поверхности тела появляются заряды. При снятии поля домены сохраняют свою ориентацию, вещество остается поляризованным, но поверхностный заряд с течением времени стекает. Если к телу, изготовленному из пьезокерамики, после обработки его в электрическом поле приложить механическую нагрузку, то под ее действием домены изменяют свою ориентацию и изменяется поляризация вещества. Изменение поляризации вызывает появление заряда на поверхности тела. Тело, изготовленное из поляризованной керамики, при воздействии механической силы электризуется так же, как и естественные пьезоэлектрические монокристаллы.

Типичной пьезоэлектрической керамикой является титанат бария BaTiO_3 . Его пьезоэлектрический модуль лежит в пределах $d_{31} = (4,35 \div 8,35) \cdot 10^{-11}$ К/Н; диэлектрическая проницаемость — в пределах $\epsilon_r = 1100 \div 1800$; тангенс угла диэлектрических потерь, характеризующий внутреннее удельное сопротивление, — в пределах $\text{tg} \delta = 0,3 \div 3\%$. Зависимость возникающего заряда от приложенной силы имеет некоторую нелинейность и гистерезис. Свойства пьезокерамик зависят также от их технологии и поляризующего напряжения.

Большинство пьезокерамик обладает достаточной температурной стабильностью. Пьезоэлектрические свойства сохраняются вплоть до температуры Кюри. Для титаната бария она равна 115°C .

С течением времени параметры пьезокерамики самопроизвольно изменяются. Старение обуславливается изменением ориентации доменов.

Изготовление преобразователей из пьезокерамики значительно проще, чем из монокристаллов. Керамические изделия делаются по технологии, обычной для радиокерамических изделий (путем прессования или литья под давлением), на керамику наносятся электроды, к электродам привариваются выводные провода. Отличие заключается в электрической обработке. Для поляризации изделие помещается в электрическое поле напряженностью $10^5 - 10^6$ В/м.

Принцип действия пьезоэлектрического преобразователя. Действие пьезоэлектрического преобразователя основано на прямом пьезоэффекте. Обычно он представляет собой пластинку, изготовленную из пьезоэлектрического материала, на которой имеются два изолированных друг от друга электрода.

В зависимости от вещества, формы преобразователя и ориентации кристаллических осей входной величиной могут быть как силы, производящие деформацию сжатия—растяжения, так и силы, производящие

деформацию сдвига. Последний вид деформации может использоваться в преобразователях, имеющих в качестве входной величины момент силы.

Выходной величиной преобразователя является напряжение на электродах

$$E = q/C, \quad (4.82)$$

где q — пьезоэлектрический заряд; C — емкость, образованная электродами.

Подставляя (4.80) в (4.82), получим функцию преобразования пьезоэлектрического преобразователя

$$E = dF/C. \quad (4.83)$$

Если преобразователь имеет форму плоской пластины, то емкость между его электродами

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 Q/\delta, \quad (4.84)$$

где ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость пьезоэлектрического вещества; Q — площадь электродов; δ — расстояние между электродами.

Подставляя (4.84) в (4.83), получим функцию преобразования преобразователя

$$E = d\delta F/\epsilon_r \epsilon_0 Q. \quad (4.85)$$

ЭДС, возникающая на электродах преобразователя, довольно значительна — единицы вольт. Однако если сила постоянна, то измерить ЭДС трудно, поскольку заряд мал и быстро стекает через входное сопротивление вольтметра. Если же сила переменна, то образуется переменная ЭДС, измерить которую значительно проще. Если при этом период изменения силы много меньше постоянной времени, определяемой емкостью преобразователя и сопротивлением утечки заряда, то процесс утечки не влияет на выходное напряжение преобразователя. При синусоидальном законе изменения силы

$$F = F_m \sin \omega t \quad (4.86)$$

ЭДС изменяется также синусоидально:

$$E = E_m \sin \omega t. \quad (4.87)$$

Измерение переменной силы сводится к измерению переменной ЭДС или напряжения.

Схема включения. Пьезоэлектрический преобразователь является генераторным преобразователем, вырабатывающим ЭДС. Для преобразования ее в приборе имеется вторичный преобразователь, в качестве

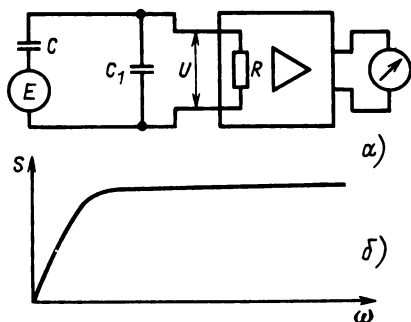


Рис. 4.22.

которого может служить вольтметр переменного тока, проградуированный в единицах измеряемой величины. Поскольку вольтметр должен иметь большое входное сопротивление, используются электронные вольтметры.

Упрощенная эквивалентная схема пьезоэлектрического преобразователя, соединенного кабелем с вольтметром, представлена на рис. 4.22, а. На этой схеме C — собственная емкость преобразователя;

C_1 — суммарная емкость соединительного кабеля, входной емкости усилителя и других емкостей, шунтирующих вход усилителя; R — входное сопротивление усилителя. Сопротивления утечки пьезоэлемента и сопротивления утечки кабеля могут рассматриваться на эквивалентной схеме как составляющие сопротивления R . Входным напряжением усилителя является падение напряжения на сопротивлении R . Если на преобразователь действует синусоидальная сила, то, используя символический метод, выражение (4.83) можно переписать в виде

$$\underline{E} = d\underline{F}/C, \quad (4.88)$$

где

$$\underline{F} = F_m e^{j\omega t}; \quad \underline{E} = E_m e^{j\omega t}. \quad (4.89)$$

Из схемы 4.22, а следует

$$\begin{aligned} \underline{U} &= \frac{\underline{E}}{1/j\omega C + (R/j\omega C_1)/(R + 1/j\omega C_1)} \cdot \frac{R/j\omega C}{R + 1/j\omega C_1} = \\ &= \underline{E} \frac{j\omega R C}{1 + j\omega R (C + C_1)}. \end{aligned} \quad (4.90)$$

Выражение (4.90) представляет собой комплексную функцию преобразования эквивалентной схемы пьезоэлектрического преобразователя, подключенного к усилителю. Из него можно определить комплексную чувствительность или комплексный коэффициент передачи

$$\underline{K}(j\omega) = \underline{U}/\underline{E} = [C/(C + C_1)] [j\omega\tau/(1 + j\omega\tau)], \quad (4.91)$$

где $\tau = R(C + C_1)$ — постоянная времени.

Модуль чувствительности, или просто чувствительность, схемы

$$S(\omega) = |K(j\omega)| = [C/(C + C_1)] [\omega\tau/\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}]. \quad (4.92)$$

Это выражение показывает зависимость чувствительности от частоты и является частной характеристикой преобразователя, подключенного к усилителю. График частотной характеристики показан на рис. 4.22, б. Частотная характеристика может быть представлена в виде двух сомножителей

$$S(\omega) = S(\infty) \nu(\omega). \quad (4.93)$$

Первый из них представляет собой чувствительность при очень больших частотах и не зависит от частоты, так как при $\omega \rightarrow \infty$

$$S(\omega) \rightarrow C/(C + C_1). \quad (4.94)$$

Второй сомножитель $\nu(\omega) = \omega\tau/\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}$ определяет нормированную характеристику. Он показывает относительное изменение чувствительности при изменении частоты.

Из (4.92) видно, что $S = 0$, при $\omega = 0$, т.е. пьезоэлектрические преобразователи неприменимы для измерения статических напряжений.

Полученные выражения справедливы на средних и низких частотах, т.е. в тех случаях, когда внутреннее сопротивление пьезоэлемента можно заменить эквивалентной емкостью.

Пьезоэлемент обладает некоторой упругостью и массой и является колебательной системой. Резонансные свойства этой системы проявляются на высоких частотах. Резонанс приводит к повышению чувствительности на высоких частотах. При еще большем увеличении частоты чувствительность падает.

Погрешность пьезоэлектрического преобразователя. Рабочей областью частот является область, в которой чувствительность остается постоянной. Сверху эта область ограничена резонансом пьезоэлемента. Снизу она определяется постоянной времени τ . Для улучшения частотных свойств в области нижних частот нужно увеличивать $\tau = R(C + C_1)$. Для усиления выходного напряжения пьезоэлектрического преобразователя применяют усилители с максимально возможным входным сопротивлением (не менее 10^{11} Ом). Дальнейшее увеличение постоянной времени может происходить при увеличении C_1 ; для этого вход усилителя шунтируется дополнительным конденсатором. Однако включение этого конденсатора уменьшает чувствительность при больших частотах $S(\infty)$ и требует увеличения коэффициента усиления усилителя. В схеме, рассмотренной выше, постоянная времени $\tau = R(C + C_1)$ обычно не превышает 1 с. Использование операционных усилителей с обратными связями позволяет создавать приборы, у которых постоянная времени достигает значений 10–100 с.

Верхняя частота рабочего диапазона определяется увеличением чувствительности вследствие механического резонанса. Она довольно высока. Имеются преобразователи с верхней частотой рабочего диапазона 80 кГц.

В измерительной цепи внешними электромагнитными полями может наводиться паразитная ЭДС. Эта переменная ЭДС создает погрешность. Для защиты от полей измерительная цепь экранируется и датчик соединяется с вторичным преобразователем с помощью экранированного кабеля. Однако нестабильность параметров кабеля, например изменение его емкости, обусловленное изгибом, вызывает изменение чувствительности в соответствии с формулой (4.94) и вносит погрешность.

При изгибах кабеля он может расслаиваться. На расслоенных поверхностях вследствие трения образуются электрические заряды. Перемещение заряженных поверхностей под действием вибрации кабеля приводит к появлению некоторой переменной ЭДС. Погрешность, обусловленная вибрацией кабеля, может быть значительно уменьшена применением специальных антивибрационных кабелей.

Нестабильность измерительной цепи может быть вызвана повышением влажности воздуха или резким изменением его температуры. При этом происходит увлажнение изоляции, что приводит к уменьшению сопротивления R в эквивалентной схеме рис. 4.22, *а*. Изменение R вызывает изменение чувствительности и дополнительную частотную погрешность.

Изменение температуры пьезоэлемента вызывает также изменение его пьезоэлектрического модуля и чувствительности. Наиболее стабильным пьезоэлектрическим материалом является кварц.

Погрешность преобразователя может быть вызвана также несовершенством пьезоэлектрических материалов: гистерезисом характеристики и ее нелинейностью.

Если в преобразователе действуют силы, перпендикулярные оси чувствительности пьезоэлемента, то возможна погрешность, обусловленная поперечным пьезоэффектом.

4.2.5. Индуктивные преобразователи

Принцип действия и конструкция. Индуктивный преобразователь представляет собой катушку индуктивности (дроссель), полное сопротивление которой изменяется при взаимном относительном перемещении элементов магнитопровода. Имеются две группы преобразователей: с изменяющейся индуктивностью и с изменяющимся активным сопротивлением. Пример схемы преобразователя первой группы показан на рис. 4.23, *а*. Преобразователь состоит из П-образного магнитопровода 1, на котором размещена катушка 2, и подвижного якоря 3. При перемещении якоря изменяется длина воздушного зазора и, следовательно, магнитное сопротивление, что вызывает изменение индуктивности дросселя. Другая широко используемая модификация (плунжерный преобразователь) показана на рис. 4.23, *б*. Преобразователь представляет собой катушку 1, из которой может выдвигаться ферро-

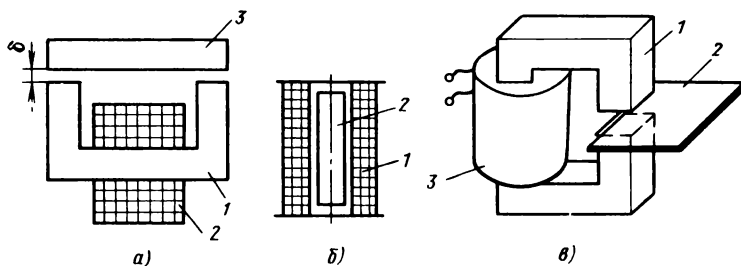


Рис. 4.23

магнитный сердечник 2 (плунжер). При среднем положении плунжера индуктивность максимальна.

Схема преобразователя второй группы приведена на рис. 4.23, в. В зазор магнитной цепи 1 вводится пластинка 2 с высокой электропроводностью, в которой наводятся вихревые токи, приводящие к увеличению потерь активной мощности катушки 3. Это эквивалентно увеличению ее активного сопротивления.

Функция преобразования преобразователя рис. 4.23, а с некоторыми допущениями может быть получена следующим образом. Как известно, индуктивность катушки

$$L = w\Phi/I, \quad (4.95)$$

где w — число витков; Φ — пронизывающий ее магнитный поток; I — проходящий по катушке ток.

Ток связан с МДС Hl соотношением

$$I = Hl/w. \quad (4.96)$$

Подставляя (4.96) в (4.95), получим

$$L = w^2/R_M, \quad (4.97)$$

где $R_M = Hl/\Phi$ — магнитное сопротивление преобразователя.

Если пренебречь рассеянием магнитного потока и нелинейностью кривой намагничивания стали, то для преобразователя по схеме рис. 4.23, а магнитное сопротивление

$$R_M = R_{ст} + R_3 = l_{ст}/\mu_r\mu_0 Q_{ст} + 2\delta/\mu_0 Q, \quad (4.98)$$

где $R_{ст}$ — магнитное сопротивление стальных участков магнитопровода; $l_{ст}$ — длина средней силовой линии по стальным участкам; $Q_{ст}$ — их поперечное сечение; μ_r — магнитная проницаемость стали; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная; R_3 — магнитное сопротивление воздушных зазоров, имеющих длину δ и сечение Q .

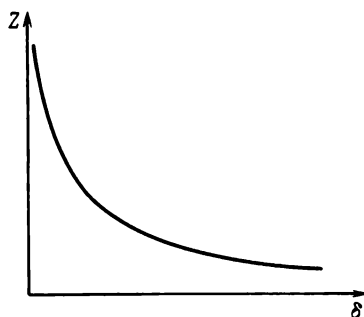


Рис. 4.24

Будем считать $Q_{\text{ст}} = Q$. При этом индуктивность преобразователя

$$L = \mu_0 Q w^2 / (2\delta + l_{\text{ст}}/\mu_r). \quad (4.99)$$

Если пренебречь активным сопротивлением дросселя, то функция преобразователя, т. е. зависимость электрического сопротивления Z от размера воздушного зазора δ , выражается зависимостью

$$\begin{aligned} \underline{Z}(\delta) &= j \omega L = j \omega w^2 \mu_0 Q / (2\delta + l_{\text{ст}}/\mu_r) \approx \\ &\approx j \omega w^2 \mu_0 Q / 2\delta. \end{aligned} \quad (4.100)$$

В последнем равенстве имеется в виду, что $2\delta \gg l_{\text{ст}}/\mu_r$ вследствие большого значения магнитной проницаемости магнитопровода. График функции преобразования индуктивного преобразователя, приведенного на рис. 4.23, а, показан на рис. 4.24.

Под чувствительностью индуктивного преобразователя часто понимают отношение

$$S = \lim_{\Delta\delta \rightarrow 0} \frac{\Delta Z/Z}{\Delta\delta} = (1/Z) (dZ/d\delta). \quad (4.101)$$

Таким образом,

$$S = -2/(2\delta + l_{\text{ст}}/\mu_r) \approx 1/\delta. \quad (4.102)$$

Индуктивный преобразователь является электромагнитом, его сила притяжения, возрастающая с увеличением чувствительности, нелинейно зависит от перемещения якоря и может явиться причиной погрешности преобразователя, предшествующего индуктивному.

Описанные одинарные индуктивные преобразователи имеют ряд недостатков: их функции преобразования нелинейны; аддитивные погрешности, в частности погрешность реального преобразователя, вызванная температурным изменением активного сопротивления обмотки, велики; сила притяжения якоря значительна.

Этих недостатков лишены дифференциальные преобразователи. Они состоят из двух одинаковых одинарных преобразователей, которые имеют общий подвижный элемент. Примеры схем таких преобразователей приведены на рис. 4.25. При перемещении якоря одна индуктивность L_1 возрастает, другая L_2 — уменьшается. Дифференциальные индуктивные преобразователи включаются в дифференциальные цепи

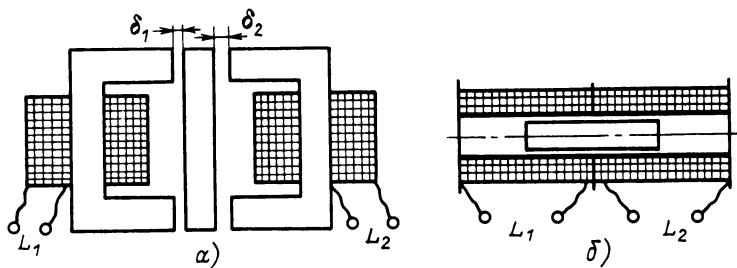


Рис. 4.25

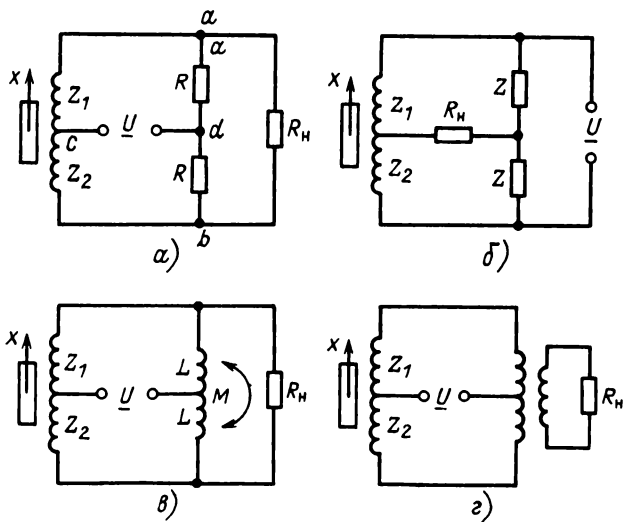


Рис. 4.26

второго типа. Благодаря использованию этих цепей уменьшается аддитивная погрешность, улучшается линейность функции преобразования, в 2 раза возрастает чувствительность и уменьшается сила притяжения якоря.

Схемы включения. Основными дифференциальными схемами включения индуктивных преобразователей являются мостовые схемы (рис. 4.26), где в общем случае $\underline{Z}_1 = R_{np} + j\omega L_1$ и $\underline{Z}_2 = R_{np} + j\omega L_2$ — полные сопротивления секций дифференциальных индуктивных преобразователей. Сопротивления других плеч могут быть как активными, так и реактивными. В качестве этих плеч могут служить секции двухобмоточного дросселя (рис. 4.26, в) или трансформатора с двухсекционной первичной обмоткой (рис. 4.26, г).

Источник питания \underline{U} и нагрузка R_H могут меняться местами (рис. 4.26, а и б), при этом чувствительность моста также изменяется.

Мосты обычно проектируют так, что напряжение на измерительной диагонали отсутствует, если на дифференциальный преобразователь не воздействует входная величина и его якорь находится в среднем положении. При этом сопротивления плеч \underline{Z}_1 и \underline{Z}_2 равны между собой, их значения принимаем за \underline{Z}_0 . При перемещении якоря сопротивление одной секции становится равным $\underline{Z}_1 = \underline{Z}_0 + \Delta\underline{Z}_1$, сопротивление другой $\underline{Z}_2 = \underline{Z}_0 - \Delta\underline{Z}_2$. Изменения сопротивлений $\Delta\underline{Z}_1 = j\omega\Delta L_1$ и $\Delta\underline{Z}_2 = -j\omega\Delta L_2$, соответствующие некоторому перемещению якоря относительно его среднего положения, в общем случае не равны между собой в силу нелинейности функции преобразования. Однако если перемещение мало, то их различия незначительны. Положим, что при малых перемещениях якоря относительно его среднего положения изменение сопротивлений линейно зависит от перемещения якоря x . При этом

$$\Delta\underline{Z}_1 = \Delta\underline{Z}_2 = \Delta\underline{Z}. \quad (4.103)$$

Изменения сопротивлений преобразователей обычно невелики, и можно считать, что напряжение на измерительной диагонали моста изменяется пропорционально $\Delta\underline{Z}/\underline{Z}$. В этом случае функция преобразования мостовой схемы характеризуется только чувствительностью

$$\underline{S}_{сх} = \underline{U}_{вых} / (\Delta\underline{Z}/\underline{Z}_0), \quad (4.104)$$

где $\underline{U}_{вых}$ — напряжение на измерительной диагонали при изменении сопротивления преобразователя, равном $\Delta\underline{Z}$.

Чувствительность схемы $\underline{S}_{сх}$, как и выходное напряжение $\underline{U}_{вых}$, является комплексной величиной. Ее аргумент определяет фазовый сдвиг напряжения на измерительной диагонали моста относительно напряжения питания. Определим чувствительность для схемы, приведенной на рис. 4.26, а. В режиме холостого хода, когда $R_H = \infty$,

$$\begin{aligned} \underline{U}_{вых, х} &= \underline{UR}/(\underline{Z}_2 + R) - \underline{UR}/(\underline{Z}_1 + R) = \\ &= 2\underline{UR}\Delta\underline{Z}/[(\underline{Z}_0 + R)^2 + \Delta\underline{Z}^2] \approx \\ &\approx 2\underline{UR}\Delta\underline{Z}/(\underline{Z}_0 + R)^2, \end{aligned} \quad (4.105)$$

поскольку $|\Delta\underline{Z}^2| \ll |(\underline{Z}_0 + R)^2|$.

Подставив значение $(\underline{U}_{вых, х})$ в (4.104), получим выражение для чувствительности схемы в режиме холостого хода:

$$\underline{S}_{сх, х} = 2\underline{UR}\underline{Z}_0/(\underline{Z}_0 + R)^2. \quad (4.106)$$

Когда сопротивление нагрузки R_H соизмеримо с другими сопротивлениями цепи, для определения чувствительности $\underline{S}_{сх}$ нужно определить напряжение на R_H . Согласно теореме об активном двухполюснике это

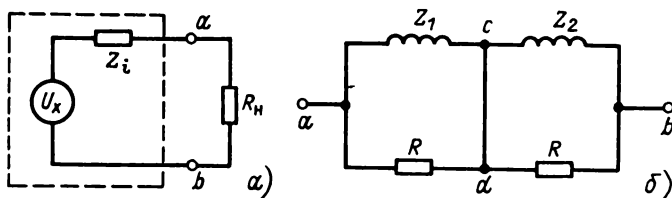


Рис. 4.27

напряжение (рис. 4.27, а)

$$\underline{U}_{\text{вых}} = \underline{U}_x R_H / (R_H + \underline{Z}_i), \quad (4.107)$$

где \underline{Z}_i — сопротивление мостовой цепи со стороны нагрузки между точками $a - b$ при закороченном источнике напряжения (точки $c - d$ на рис. 4.26, б).

Подставив (4.107) в (4.104), получим

$$\begin{aligned} \underline{S}_{\text{сх}} &= [\underline{U}_x R_H / (\underline{Z}_i + R_H)] / (\Delta \underline{Z} / \underline{Z}_0) = \\ &= (\underline{S}_{\text{сх}})_x R_H / (\underline{Z}_i + R_H). \end{aligned} \quad (4.108)$$

Преобразовав схему моста (рис. 4.26, а), как показано на рис. 4.27, б, получим

$$\underline{Z}_i = \underline{Z}_1 R / (\underline{Z}_1 + R) + \underline{Z}_2 R / (\underline{Z}_2 + R). \quad (4.109)$$

Подставив значения $\underline{Z}_1 = \underline{Z}_0 + \Delta \underline{Z}$ и $\underline{Z}_2 = \underline{Z}_0 - \Delta \underline{Z}$ и проведя алгебраические преобразования, в ходе которых считаем $|\Delta \underline{Z}^2| \ll |(R + \underline{Z}_0)^2|$ и поэтому пренебрегаем значением $\Delta \underline{Z}^2$, получим

$$\underline{Z}_i = 2\underline{Z}_0 R / (\underline{Z}_0 + R). \quad (4.110)$$

Следовательно, чувствительность схемы при включенном сопротивлении нагрузки R_H

$$\underline{S}_{\text{сх}} = \frac{2UR\underline{Z}_0 R_H}{(R + \underline{Z}_0) [2\underline{Z}_0 R + R_H (R + \underline{Z}_0)]}. \quad (4.111)$$

Аналогично можно определить выражения для чувствительности других схем. Например, чувствительность схемы рис. 4.26, б в режиме холостого хода

$$\underline{S}_{\text{сх}, x} = U/2 \quad (4.112)$$

не зависит от параметров цепи.

Из (4.105) следует, что напряжение на выходе моста $\underline{U}_{\text{вых}}$ пропорционально $\underline{\Delta Z}$. При изменении знака $\underline{\Delta Z}$ с плюса на минус также изменяет знак напряжение $\underline{U}_{\text{вых}}$. Для переменного напряжения это соответствует изменению его фазы на 180° .

Можно показать, что чувствительность схем, приведенных на рис. 4.26, в, может быть выше, чем чувствительность рассмотренных схем. В схеме рис. 4.26, г имеется возможность согласования сопротивления нагрузки с выходным сопротивлением моста; цепи питания моста и нагрузки гальванически не соединены.

Погрешность индуктивных преобразователей. Температурная погрешность индуктивных преобразователей в основном обусловлена изменением активной составляющей их сопротивления. Эта погрешность аддитивна и уменьшается в случае применения мостовых схем. Кроме того, при изменении температуры изменяется магнитная проницаемость стали, что приводит к некоторому дополнительному изменению аддитивной и мультипликативной погрешностей.

При изменении напряжения питания меняется магнитная проницаемость магнитопровода преобразователя, а следовательно, его сопротивление и чувствительность. Изменяется также чувствительность мостовой измерительной цепи. Изменение сопротивления приводит к аддитивной погрешности и компенсируется мостовой цепью. Изменение чувствительности создает мультипликативную погрешность. Для ее уменьшения либо стабилизируют напряжение источника питания моста, либо применяют компенсационные схемы измерения.

Изменение частоты питающего напряжения приводит к изменению сопротивления резисторов, включенных в мост, и меняет чувствительность. Малую погрешность имеют мостовые схемы (рис. 4.26, б), у которых чувствительность в режиме холостого хода $\underline{S}_{\text{сх},x}$ не зависит от параметров цепи. У других схем для уменьшения погрешности нужно стабилизировать частоту питающего напряжения.

При перемещении якоря преобразователя изменяется выходное напряжение моста. При среднем положении якоря должно быть $\underline{U}_{\text{вых}} = 0$. Однако практически имеется небольшое напряжение, что приводит к аддитивной погрешности измерительного моста. Для балансировки мостов переменного тока необходима раздельная регулировка действительной и мнимой составляющих его выходного напряжения. В мостах с индуктивными преобразователями одна составляющая регулируется перемещением якоря преобразователя, другая — путем регулировки других сопротивлений (например, сопротивлений R в схеме рис. 4.26, а). Если регулировка сделана недостаточно тщательно, то изменением положения якоря нельзя полностью сбалансировать схему.

Другая причина погрешности моста заключается в том, что в питающем напряжении помимо напряжения с основной частотой имеются составляющие с кратными частотами и с частотой промышленной сети. Реальный мост переменного тока, питающийся таким напряже-

нием, полностью сбалансировать трудно вследствие наличия несбалансированных составляющих с частотами, отличными от основной.

Для уменьшения погрешности, обусловленной остаточным разбалансом моста, используется фазочувствительный выпрямитель. Его средний выходной ток

$$I = kU \cos \varphi, \quad (4.113)$$

где U — подаваемое на вход напряжение; φ — фазовый угол между измеряемым и управляющим напряжением; k — коэффициент пропорциональности, зависящий от параметров выпрямителя.

Прибор проектируется так, чтобы напряжение разбаланса моста, вызванное перемещением якоря преобразователя, было в фазе с управляющим напряжением, а напряжение, вызванное плохим подбором сопротивлений, было сдвинуто на угол $\varphi = \pi/2$. При этом выходной ток выпрямителя будет определяться только перемещением якоря индуктивного преобразователя.

Фазочувствительный выпрямитель выпрямляет напряжение, имеющее ту же частоту, что и управляющее напряжение, и частоту его нечетных гармоник. Это значительно уменьшает аддитивную погрешность, вызванную наличием высших гармоник в напряжении питания моста.

4.2.6. Трансформаторные преобразователи

Принцип действия и конструкция. Трансформаторный преобразователь представляет собой трансформатор, у которого под влиянием входного сигнала изменяется взаимная индуктивность, что приводит к изменению вторичного, выходного напряжения.

Различают два вида трансформаторных преобразователей: с изменяющимся магнитным сопротивлением и с постоянным магнитным сопротивлением и подвижной обмоткой.

Преобразователи первого вида конструктивно аналогичны индуктивным преобразователям и отличаются тем, что вместо одной имеют две обмотки. Так, например, преобразователь (рис. 4.28, а) состоит из П-образного магнитопровода 1, подвижного якоря 2 и двух обмоток w_1 и w_2 . При изменении воздушного зазора δ изменяются магнитное сопротивление R_M и взаимная индуктивность \mathcal{M} . При этом изменяется вторичная ЭДС

$$\underline{E}_2 = j \omega \mathcal{M} \underline{I}_1. \quad (4.114)$$

Как известно, коэффициент взаимоиндуктивности представляет собой коэффициент пропорциональности между потокоцеплением вторичной обмотки $w_2 \Phi_2$ и током первичной обмотки I_1 :

$$\mathcal{M} = w_2 \Phi_2 / I_1. \quad (4.115)$$

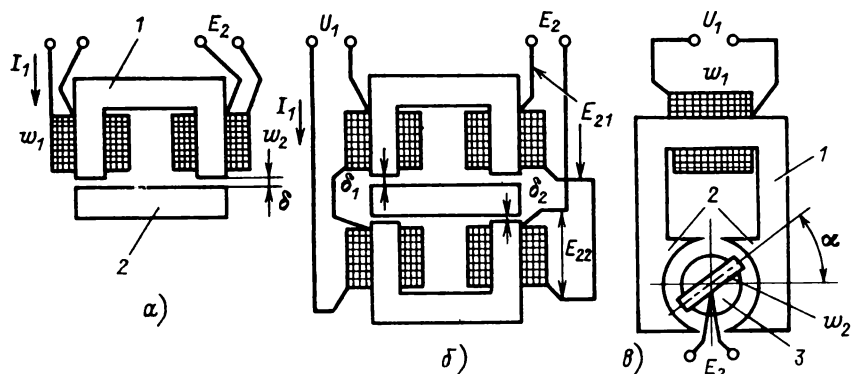


Рис. 4.28

Ток катушки возбуждения I_1 связан с ее МДС F_1 законом полного тока

$$I_1 = F_1/w_1, \quad (4.116)$$

где w_1 — число витков первичной обмотки.

Из последних равенств следует

$$\mathcal{M} = w_1 w_2 \Phi_2 / F_1 = w_1 w_2 / R_M^*, \quad (4.117)$$

где $R_M^* = F_1 / \Phi_2$ — взаимное магнитное сопротивление.

Если рассеяние магнитного потока мало и можно считать, что $\Phi_1 = \Phi_2$, то $R_M^* = R_M$. Из (4.114)–(4.117) следует

$$\underline{E}_2 = j\omega w_1 w_2 \underline{I}_1 / R_M. \quad (4.118)$$

Магнитная цепь трансформаторного преобразователя аналогична магнитной цепи индуктивного преобразователя (рис. 4.28, а). Поэтому, подставив выражение (4.98) в (4.118), можно получить его функцию преобразования

$$\underline{E}_2 = j\omega w_1 w_2 \underline{I}_1 \mu_0 Q / (2\delta + l_{\text{ст}} / \mu_r). \quad (4.119)$$

Пренебрегая магнитным сопротивлением стали ($l_{\text{ст}} / \mu_r \ll 2\delta$), получим

$$\underline{E}_2 = j\omega w_1 w_2 \underline{I}_1 \mu_0 Q / 2\delta. \quad (4.120)$$

По выражениям (4.119) и (4.120) можно определить \underline{E}_2 , если ток возбуждения \underline{I}_1 не зависит от перемещения якоря. Однако если преобразователь подключить к источнику с постоянным напряжением

\underline{U}_1 . то при уменьшении, например, воздушного зазора δ возрастают индуктивность первичной обмотки L_1 и сопротивление первичной цепи $j\omega L_1$, что ведет к уменьшению тока I_1 и вторичной ЭДС E_2 . Она будет меньше, чем рассчитанная по выражениям (4.119), (4.120).

Большой стабильностью первичного тока обладает дифференциальный преобразователь (рис. 4,28 б). У этого преобразователя первичные обмотки соединены последовательно и подключены к источнику переменного напряжения с постоянным значением \underline{U}_1 , а вторичные включены встречно. Для упрощения анализа можно считать, что дифференциальный преобразователь состоит из двух простых. При перемещении якоря сопротивление первичной обмотки \underline{Z}_1 одного простого преобразователя возрастает, а другого \underline{Z}_2 — примерно на столько же уменьшается. В целом сопротивление первичной цепи остается почти без изменений, а ток \underline{I}_1 — постоянным и равным

$$\underline{I}_1 = \underline{U}_1 / (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2) \approx \underline{U}_1 / (2j\omega L_0). \quad (4.121)$$

Индуктивность первичной обмотки L_0 определяется согласно (4.99). Если пренебречь магнитным сопротивлением стали ($l_{ст}/\mu_r \ll 2\delta_0$), то

$$\underline{I}_1 \approx \underline{U}_1 \delta_0 / j\omega w_1^2 \mu_0 Q, \quad (4.122)$$

где w_1 — число витков первичной обмотки; δ_0 — воздушный зазор при среднем положении якоря.

ЭДС дифференциального преобразователя равна разности ЭДС одинарных:

$$\underline{E}_2 = \underline{E}_{21} - \underline{E}_{22}. \quad (4.123)$$

Подставив (4.120) в (4.123) и учтя (4.122), получим функцию преобразования дифференциального трансформаторного датчика (рис. 4.28, б):

$$\begin{aligned} \underline{E}_2 &= (j\omega w_1 w_2 \mu_0 Q / \delta_1) \underline{I}_1 - (j\omega w_1 w_2 \mu_0 Q / \delta_2) \underline{I}_1 = \\ &= (1/2) (w_2 / w_1) \underline{U}_1 \delta_0 (1/(\delta_0 - \Delta\delta) - 1/(\delta_0 + \Delta\delta)) \approx \\ &\approx (w_2 / w_1) \underline{U}_1 \Delta\delta / \delta_0, \end{aligned} \quad (4.124)$$

где $\delta_1 = \delta_0 - \Delta\delta$ и $\delta_2 = \delta_0 + \Delta\delta$, $\Delta\delta$ — смещение якоря относительно его среднего положения.

Функция преобразователя дифференциального трансформаторного преобразователя линейна при $\delta_0^2 \gg \Delta\delta^2$.

Чувствительность преобразователя

$$\underline{S} = \underline{E}_2 / \Delta \delta = (1/\delta_0) (w_2/w_1) \underline{U}_1 \quad (4.125)$$

пропорциональна питающему напряжению \underline{U}_1 .

Свойства дифференциальных трансформаторных преобразователей аналогичны свойствам соответствующих индуктивных преобразователей.

К преобразователям с постоянным магнитным сопротивлением и подвижной обмоткой относятся ферродинамические трансформаторные преобразователи и вращающиеся трансформаторы.

Схема ферродинамического преобразователя угла поворота приведена на рис. 4.28, в. Он состоит из П-образного магнитопровода 1 с полюсными наконечниками 2. На магнитопроводе помещена обмотка возбуждения w_1 . Вторичная подвижная обмотка w_2 помещена между полюсными наконечниками. Внутри обмотки w_2 для уменьшения магнитного сопротивления вставляется цилиндрический ферромагнитный сердечник 3. Воздушный зазор между сердечником и полюсными наконечниками одинаков, также одинакова в воздушном зазоре и магнитная индукция.

Обмотка w_1 включается в цепь переменного напряжения, имеющего частоту ω , и создает магнитный поток. Часть его проходит через обмотку и наводит в ней ЭДС \underline{E}_2 . При повороте обмотки наведенная ЭДС изменяется.

Согласно закону Кирхгофа напряжение \underline{U}_1 , приложенное к первичной обмотке w_1 , равно

$$\underline{U}_1 = \underline{E}_1 + \underline{I}_1 R_1 = j\omega w_1 \underline{\Phi}_1 + \underline{I}_1 R_1, \quad (4.126)$$

где \underline{E}_1 — ЭДС самоиндукции; $\underline{\Phi}_1$ — магнитный поток, создаваемый обмоткой w_1 ; R_1 — ее активное сопротивление.

Если это сопротивление пренебрежимо мало и напряжение уравновешивается ЭДС \underline{E}_1 , то

$$\underline{\Phi}_1 = \underline{U}_1 / j\omega w_1. \quad (4.127)$$

Часть этого потока проходит через вторичную обмотку w_2

$$\underline{\Phi}_2 = 2\alpha \underline{\Phi}_1 / \pi, \quad (4.128)$$

где α — угол поворота рамки (рис. 4.28, в) и наводит в ней ЭДС

$$\underline{E}_2 = j\omega w_2 \underline{\Phi}_2 = (2\alpha/\pi) (w_2/w_1) \underline{U}_1. \quad (4.129)$$

Отсюда видно, что ЭДС вторичной обмотки пропорциональна углу α .

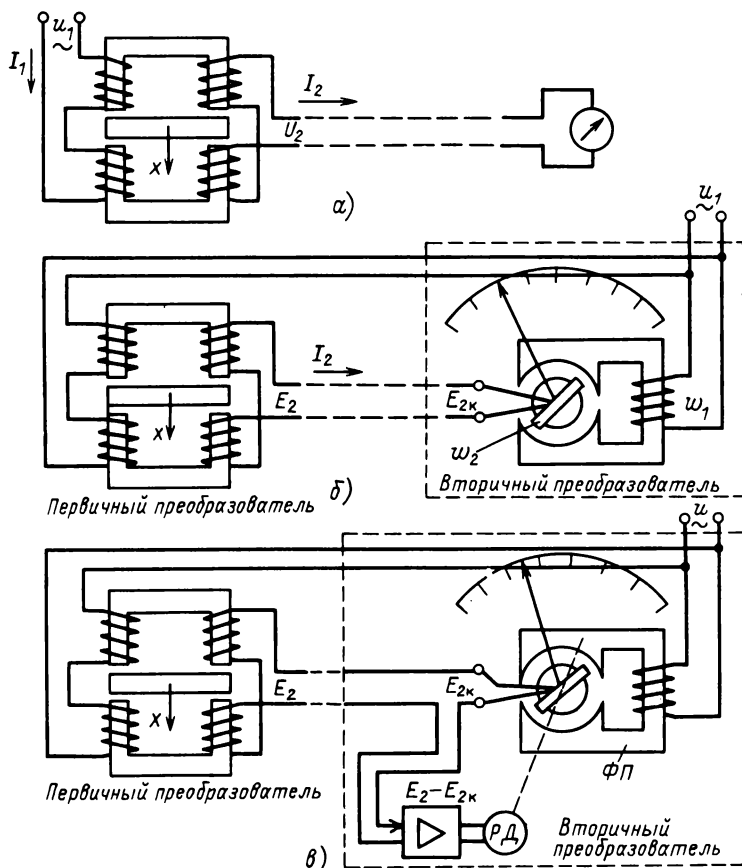


Рис. 4.29

Схемы включения трансформаторных преобразователей. Вторичное напряжение трансформаторного преобразователя может быть измерено любым вольтметром переменного тока с соответствующим пределом измерения (рис. 4.29, а). Эта схема отличается простотой, но применяется редко, поскольку напряжение \underline{U}_2 и, следовательно, показания прибора зависят от первичного напряжения \underline{U}_1 . Кроме того, напряжение \underline{U}_2 зависит от выходного сопротивления преобразователя $\underline{Z}_{\text{вых}}$. Выходное напряжение

$$\underline{U}_2 = \underline{E}_2 - \underline{I}_2 \underline{Z}_{\text{вых}}, \quad (4.130)$$

где \underline{E}_2 — выходная ЭДС преобразователя; \underline{I}_2 — ток, потребляемый вольтметром.

С изменением температуры, частоты питающего напряжения и по другим причинам выходное сопротивление может изменяться. Это приводит к погрешности. Погрешность может возникнуть также и вследствие изменения параметров линии связи между преобразователем и вольтметром. Очевидно, что погрешность уменьшается с уменьшением тока, потребляемого вольтметром.

Лучшими метрологическими характеристиками обладает схема, показанная на рис. 4.29, б. Здесь вторичным преобразователем служит ферродинамический измерительный механизм, отличающийся от обычных механизмов этой системы тем, что у него нет пружины, создающей противодействующий момент. Обмотка возбуждения w_1 питается тем же напряжением, что и обмотка первичного трансформаторного преобразователя. Обычно это напряжение промышленной сети. Измеряемое напряжение подводится к подвижной рамке w_2 .

Вращающий момент ферродинамического механизма пропорционален току I_2 , протекающему в рамке w_2 , и направлен так, чтобы его уменьшать. Вращающий момент стремится повернуть рамку w_2 . Она поворачивается и устанавливается в таком положении, когда ее ЭДС $E_{2к}$, определяемая выражением (4.129), уравнивает выходную ЭДС E_2 первичного преобразователя. Показания прибора, построенного по этой схеме, мало зависят от питающего напряжения и его частоты, поскольку при их изменении одинаково изменяются как выходная ЭДС E_2 первичного преобразователя, так и ЭДС ферродинамического механизма $E_{2к}$.

В рассуждениях, приведенных выше, пренебрегают моментом трения ферродинамического механизма. Вследствие трения показание прибора может установиться, когда вращающий момент сравняется с моментом трения. При этом по рамке будет течь некоторый остаточный ток и показания прибора будут содержать погрешность. Поскольку остаточный ток I_2 зависит от сопротивлений выходной цепи преобразователя, то показания прибора в некоторой степени также зависят от этого сопротивления, однако эта зависимость меньше, чем для предыдущей схемы.

Еще меньшую погрешность имеют автоматические компенсаторы. Принципиальная схема одного из них приведена на рис. 4.29, в. Он включает в себя усилитель переменного тока, ферродинамический преобразователь угла $\Phi П$ и реверсивный двигатель $РД$. Вал последнего через редуктор связан с подвижной обмоткой ферродинамического преобразователя и с устройствами отсчета, регистрации и регулирования измеряемой величины.

На вход усилителя подается разность ЭДС первичного преобразователя E_2 и компенсирующей ЭДС $E_{2к}$, которая создается ферродинамическим преобразователем. Усиленное напряжение приводит во вращение ротор реверсивного двигателя, и $E_{2к}$ изменяется. Разность $E_2 - E_{2к}$ может быть либо в фазе, либо в противофазе с напряжением се-

ти \underline{U} . В зависимости от фазы ротор вращается в ту или иную сторону таким образом, чтобы при изменении $E_{2к}$ разность $\underline{E}_2 - \underline{E}_{2к}$ уменьшалась. Ротор, а вместе с ним и указатель прибора останавливаются, когда $\underline{E}_{2к} = \underline{E}_2$.

Автоматический компенсатор (рис. 4.29, в) имеет погрешность значительно меньшую, чем приборы, описанные выше. Класс точности приборов этого типа обычно не хуже 0,5.

В Государственной системе приборов (ГСП) нормируется изменение коэффициента взаимоиנדуктивности трансформаторных преобразователей. При изменении измеряемой величины в номинальном диапазоне он должен изменяться в пределах 0–10, 0–20 или 10–0–10 мГн. Последние значения получаются при изменении фазы напряжения, что происходит, например, при изменении воздушного зазора от $\delta_1 = \delta_0 + \Delta\delta_{ном}$ до $\delta_2 = \delta_0 - \Delta\delta_{ном}$.

Погрешность трансформаторных преобразователей. Причины погрешностей трансформаторных преобразователей с изменяющимся магнитным сопротивлением аналогичны причинам погрешностей индуктивных преобразователей. Аналогичны также методы их уменьшения. Аддитивные погрешности значительно уменьшаются при использовании дифференциальных преобразователей.

Все трансформаторные преобразователи имеют также специфические причины погрешности, обусловленные протеканием тока во вторичных обмотках и изменением их сопротивления. Это мультипликативные погрешности, уменьшающиеся с уменьшением тока, потребляемого вторичным преобразователем. Погрешность отсутствует при измерении ЭДС первичного преобразователя компенсационным методом с помощью автоматического компенсатора.

Изменение температуры преобразователя вызывает изменение ЭДС E_2 . При увеличении температуры возрастает активное сопротивление первичных обмоток и полное их сопротивление. Это уменьшает первичный ток I_1 и ЭДС E_2 .

4.2.7. Индукционные преобразователи

Принцип действия и конструкция. *Индукционным преобразователем* называется преобразователь, принцип действия которого основан на законе электромагнитной индукции. Преобразователь имеет катушку. При воздействии входной величины на преобразователь изменяется потокоцепление Ψ катушки с внешним по отношению к катушке магнитным полем. При этом в катушке наводится ЭДС

$$e = -d\Psi/dt. \quad (4.131)$$

Потокоцепление

$$\Psi = w\Phi = wBQ, \quad (4.132)$$

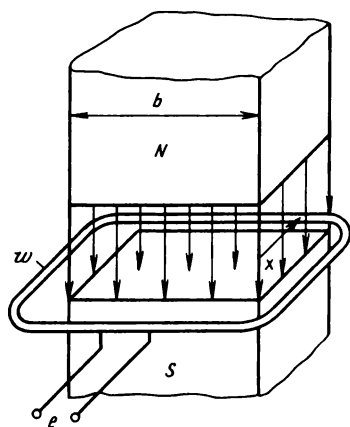


Рис. 4.30

$Q = bx$. Это приводит к изменению потокоцепления $\Psi = wBbx$, и в катушке наводится ЭДС

$$e = -d\Phi/dt = -wBb(dx/dt). \quad (4.133)$$

Индукционные преобразователи служат для преобразования линейной dx/dt или угловой $d\alpha/dt$ скорости перемещения катушки относительно магнитного поля в ЭДС. Они являются генераторными преобразователями и преобразуют механическую энергию в электрическую.

Различают ряд типов преобразователей. Рассмотрим их.

Преобразователи скорости вибрации. Индукционные преобразователи генерируют ЭДС только при перемещении катушки в магнитном поле. По этой причине преобразователи этого типа могут служить для преобразования линейной скорости в ЭДС на небольших длинах пути. Обычно они применяются для измерения скорости вибрации, когда ее амплитуда не превышает нескольких сантиметров. Одна из конструктивных схем преобразователя вибрационной скорости показана на рис. 4.31,а. Преобразователь имеет кольцевой магнит 1, вставленный в стальное ярмо 2. Магнитный поток от постоянного магнита проходит по центральному цилиндрическому сердечнику через воздушный зазор и кольцевой полюсной наконечник 3. В цилиндрическом воздушном зазоре находится намотанная на каркас катушка 4. Она может перемещаться в воздушном зазоре вдоль оси преобразователя.

Катушку условно можно разделить на три части I–III (рис. 4.31,а): I — находится вне магнитопровода, и магнитный поток в нее не заходит, II — находится в воздушном зазоре, образованном полюсными наконечниками и цилиндрическим сердечником. Магнитный поток, пронизывающий витки этой части катушки, не меняется во времени, число витков также остается постоянным. В этой части катушки ЭДС не на-

где w — число витков катушки; Φ — проходящий через нее поток; Q — площадь, через которую проходит этот поток; B — индукция магнитного поля.

ЭДС в катушке может наводиться при изменении во времени любой из перечисленных величин w , B , Q .

В качестве примера рассмотрим преобразователь, который представляет собой магнитную систему с постоянным магнитом, в воздушном зазоре которой перемещается катушка (рис. 4.30). При движении катушки с изменением x изменяется площадь катушки, находящейся в магнитном поле,

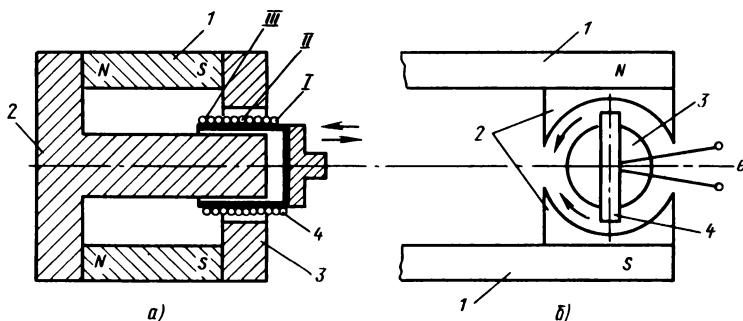


Рис. 4.31

водится. Часть III катушки находится вне воздушного зазора, но внутри магнитной системы. Магнитный поток, проходящий через витки этой катушки, также постоянен, но при вибрации катушки изменяется число витков. Изменение числа витков приводит к изменению потокосцепления и наводит ЭДС. Витки катушки обычно наматываются равномерно. При этом ЭДС преобразователя пропорциональна скорости вибрации.

Индукционные преобразователи могут применяться и для измерения угловой виброскорости. Схема такого преобразователя показана на рис. 4.31, б. Он состоит из постоянного магнита 1, полюсных наконечников 2, цилиндрического стального сердечника 3 и катушки 4. Устройство преобразователя аналогично устройству магнитоэлектрического измерительного механизма. При повороте катушки вокруг оси сердечника ее потокосцепление изменяется и в ней индуцируется ЭДС, пропорциональная угловой скорости.

Тахометрические преобразователи. Преобразователи этого типа представляют собой электромашинные генераторы. В качестве примера рассмотрим синхронный* преобразователь с вращающимся постоянным магнитом (рис. 4.32, а): он состоит из статора 1, на котором помещена обмотка, и ротора 2 с закрепленным на нем постоянным магнитом. При вращении магнита изменяется поток, проходящий через обмотку, и в ней индуцируется переменная ЭДС. Амплитуда и частота ЭДС пропорциональны частоте вращения ротора. Частота ЭДС определяется соотношением $f = np/60$, где n — частота вращения, об/мин; p — число пар полюсов.

На рис. 4.32, б приведена схема тахометрического преобразователя постоянного тока с возбуждением от постоянного магнита, расположенного на статоре 1. Измерительная обмотка расположена на ро-

* Преобразователь называется синхронным, так как частота его ЭДС равна или кратна частоте вращения вала.

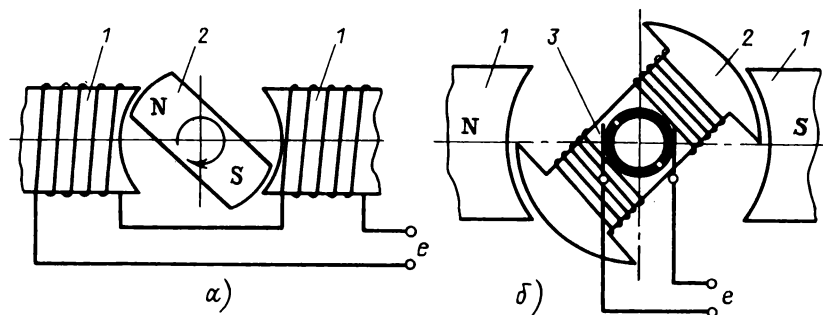


Рис. 4.32

торе 2, и при его вращении в ней образуется переменная ЭДС, которая снимается с вращающегося ротора и подается на статор с помощью коллектора 3 и скользящих по нему щеток. При этом переменная ЭДС выпрямляется.

Если в нагрузке преобразователя течет ток, то преобразователь отдает в измерительную цепь некоторую электрическую мощность. Эта энергия образована из механической. Механическая мощность

$$P_M = \omega M, \quad (4.134)$$

где ω — угловая частота вращения ротора; M — необходимый для этого момент, он связан с электрической мощностью соотношением

$$P_{эл} = \eta \omega M, \quad (4.135)$$

где η — КПД.

Из приведенных соотношений видно, что с увеличением тока, генерируемого преобразователем, увеличивается момент на его валу.

Импульсные преобразователи. Преобразователь этого типа (рис. 4.33) представляет собой катушку 1 с разомкнутым ферромагнитным сердечником, установленную возле вала 2, частота вращения которого измеряется; на валу монтируется один или несколько ферромагнитных зубцов 3. Сердечник катушки предварительно намагничивается. При вращении вала зуб проходит вблизи катушки и уменьшает магнитное сопротивление R_M сердечника, как показано на графике. В соответствии с этим изменяется магнитный поток, проходящий через катушку, и в ней индуцируется ЭДС e . С выводом катушки снимается последовательность двуполярных импульсов, частота которых равна частоте прохождения зубцов вблизи катушки, т.е. пропорциональна частоте вращения вала.

Вторичным преобразователем импульсного индукционного преобразователя является частотомер, проградуированный в единицах частоты вращения.

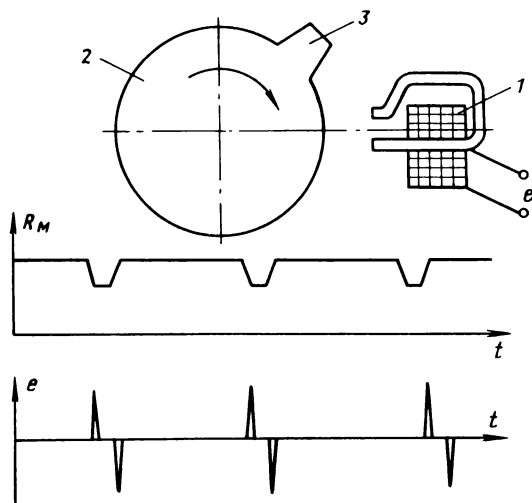


Рис. 4.33

Погрешность индукционных преобразователей. ЭДС индукционных преобразователей пропорциональна скорости перемещения катушки лишь при условии, что индукция B постоянна на протяжении всего пути ее перемещения. Непостоянство индукции вызывает возникновение погрешности.

Погрешность индукционных преобразователей также во многом зависит от тока, который потребляет вторичный преобразователь. Проходя по измерительной обмотке индукционного преобразователя, этот ток создает магнитное поле, которое согласно правилу Ленца направлено встречно направлению основного поля и производит размагничивающее действие. Вследствие этого суммарная индукция уменьшается, уменьшается и ЭДС преобразователя. Это явление, имеющее место в электрических машинах и, в частности, в тахометрических преобразователях называется *реакцией якоря*. Вследствие реакции якоря уменьшается чувствительность тахометрического преобразователя и его функция преобразования становится нелинейной, что приводит к погрешности. Для уменьшения погрешности следует уменьшить ток преобразователя. Имеются также конструктивные методы уменьшения этой погрешности.

Описанный вид погрешности присущ тахометрическим преобразователям, поскольку их вторичными приборами служат электромагнитные приборы с большим потреблением мощности.

Влияние тока нагрузки на функцию преобразования преобразователей вибрации меньше, чем на функцию преобразования тахометрических преобразователей. Нагрузкой преобразователей вибрации обыч-

но являются электронные усилители. Они имеют большое входное сопротивление, которое ограничивает ток преобразователя и тем самым уменьшает погрешность.

Если нагрузка индукционного преобразователя потребляет значительный ток, то может возникнуть погрешность вследствие изменения внутреннего сопротивления преобразователя, поскольку изменяется падение напряжения на его внутреннем сопротивлении. Изменение внутреннего сопротивления может быть обусловлено температурными изменениями сопротивления измерительной обмотки и сопротивления линии связи со вторичным прибором. Внутреннее сопротивление тахометрического преобразователя постоянного тока нестабильно также вследствие изменения сопротивления коллектора.

При изменении частоты вращения синхронного тахометрического преобразователя изменяется как ЭДС, так и ее частота. При изменении частоты меняются его входное сопротивление и входное сопротивление его нагрузки. Изменения сопротивлений могут привести к нелинейной функции преобразования прибора в целом, даже если ЭДС тахометрического преобразователя линейно зависит от измеряемой скорости.

Выходной величиной синхронных тахометрических преобразователей является либо значение генерируемой ЭДС, либо ее частота. В последнем случае в качестве вторичного преобразователя используется частотомер. Применяемые стрелочные частотомеры не должны изменять свои показания при изменении напряжения.

Таким образом, погрешность индукционных преобразователей в значительной степени зависит от режима, в котором они работают. Наибольшая погрешность возникает в режиме, при котором через нагрузку течет значительный ток. Однако для работы в таком режиме используют наиболее простой вторичный преобразователь. Меньшие погрешности имеют место в режиме холостого хода, когда ток в измерительной катушке практически отсутствует. При работе в таком режиме требуется более сложная и дорогая аппаратура, должны использоваться измерительные механизмы повышенной чувствительности или усилительные устройства.

При измерении частоты вращения вала наименьшую погрешность можно получить, если в качестве выходной величины тахометрического преобразователя используется частота изменения ЭДС, а в качестве вторичного преобразователя — цифровой частотомер. При этом исключается влияние нестабильности величины выходного напряжения преобразователя и используется высокая точность цифрового частотомера. Однако в этом случае требуется наиболее сложная и дорогая аппаратура.

4.2.8. Магнитоупругие преобразователи

Принцип действия и конструкция. Работа магнитоупругого преобразователя основана на магнитоупругом эффекте. Как известно, ферромагнитные вещества имеют области самопроизвольного намагничивания (домены). В ненамагниченном состоянии вещества домены ориентированы хаотично и магнитные моменты отдельных доменов компенсируют друг друга. При помещении ферромагнитного тела в магнитное поле домены ориентируются в его направления. В слабом поле ориентация частичная; в сильном поле при магнитном насыщении материала ориентируются все домены. Ориентация доменов вызывает увеличение магнитной индукции, характерное для ферромагнитных материалов.

Если на намагниченный образец ферромагнитного тела воздействовать внешней механической силой, то тело деформируется, домены изменят свою ориентацию и индукция в материале изменится. Явление имеет упругий характер. Если силу снять, то индукция примет прежнее значение. Поскольку абсолютная магнитная проницаемость вещества

$$\mu_a = \mu_r \mu_0 = B/H, \quad (4.136)$$

то при заданной напряженности поля H изменение индукции B эквивалентно изменению магнитной проницаемости.

Изменение индукции или магнитной проницаемости в ферромагнитных телах при действии на них силы называется *магнитоупругим эффектом*.

Рассмотренное явление используется для преобразования механической силы в электрическую величину.

Один из возможных типов магнитоупругого преобразователя представлен на рис. 4.34, а. Он представляет собой ферромагнитный сердечник с намотанной на нем катушкой. При действии силы F в материале сердечника возникает механическое напряжение σ , изменяется μ_r , следовательно, и магнитное сопротивление сердечника R_M , а также индуктивность катушки L . Формула преобразований имеет вид

$$F \rightarrow \sigma \rightarrow \mu \rightarrow R_M \rightarrow L. \quad (4.137)$$

Магнитоупругие преобразователи могут иметь две обмотки (рис. 4.34, б). Такие преобразователи являются трансформаторными. При действии силы вследствие изменения магнитной проницаемости изменяется взаимная индуктивность \mathcal{M} между обмотками и ЭДС вторичной обмотки E . Формула преобразования имеет вид

$$F \rightarrow \sigma \rightarrow \mu_r \rightarrow R_M \rightarrow \mathcal{M} \rightarrow E. \quad (4.138)$$

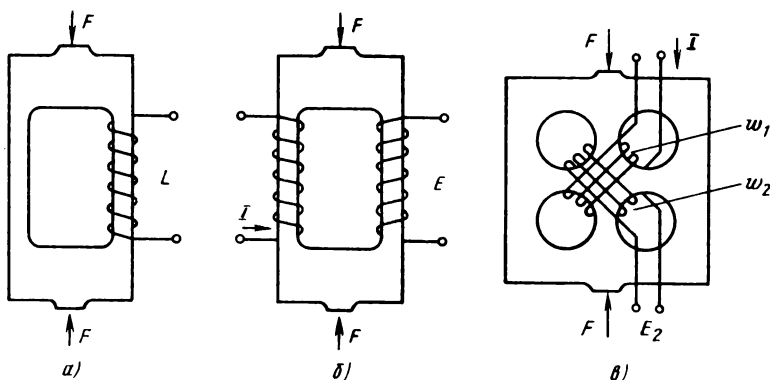


Рис. 4.34

При расчете преобразователя и его чувствительности нужно в соответствии с законами и правилами механики рассчитать механические напряжения σ в элементах конструкции и их зависимость от измеряемой силы $\sigma = \sigma(F)$.

Зависимость $\mu_r = \mu_r(\sigma)$ в ферромагнитных веществах в общем случае нелинейна. Однако при небольших механических напряжениях можно считать, что относительное изменение магнитной проницаемости пропорционально σ :

$$\eta = \Delta\mu/\mu_{\text{ном}} = S_\mu \sigma, \quad (4.139)$$

где $\Delta\mu = \mu_r - \mu_{\text{ном}}$; μ_r — значение магнитной проницаемости при воздействии σ ; $\mu_{\text{ном}}$ — номинальная магнитная проницаемость при $\sigma = 0$; S_μ — чувствительность материала.

Магнитная проницаемость $\mu_{\text{ном}}$ зависит от напряженности поля H . Для увеличения $\Delta\mu$ целесообразно работать при таких H , при которых $\mu_{\text{ном}}$ максимальна. Наибольшую чувствительность S_μ имеют железоникелевые сплавы, меньшую — железокобальтовые сплавы и кремниевые стали. Так, электротехнические стали имеют чувствительность порядка $11 \cdot 10^{-9} \text{ м}^2/\text{Н}$, сталь марки Ст3 — $8 \cdot 10^{-9} \text{ м}^2/\text{Н}$. Имеются сплавы с чувствительностью $25 \cdot 10^{-9} \text{ м}^2/\text{Н}$.

Зная конфигурацию и размеры преобразователя и зависимость магнитной проницаемости μ_r от измеряемой силы F , можно определить зависимость сопротивления магнитной цепи, а также индуктивности L или коэффициента взаимоиנדукции M преобразователя:

$$L = w^2/R_M; \quad M = w_1 w_2/R_M. \quad (4.140)$$

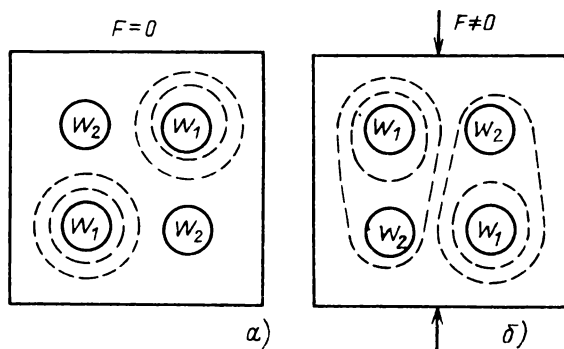


Рис. 4.35

Магнитопровод преобразователя следует делать без воздушных зазоров. Даже пришлифованные друг к другу стыки магнитопровода имеют большое магнитное сопротивление и уменьшают чувствительность преобразователя. При действии измеряемой силы воздушные зазоры изменяются, что приводит к возникновению погрешности.

При низких частотах питающего напряжения или в случае, когда сердечник собран из достаточно тонких пластин, магнитное поле равномерно заполняет все сечение преобразователя и поверхностный эффект выражен слабо. При сильно выраженном поверхностном эффекте магнитное сопротивление увеличивается, а чувствительность уменьшается.

Лучшими метрологическими характеристиками обладает магнитоанизотропный трансформаторный преобразователь, схема которого показана на рис. 4.34, в. Пока измеряемая сила не действует, магнитопровод такого преобразователя магнитоизотропен: его магнитная проницаемость одинакова во всех направлениях. Под действием механических напряжений магнитная проницаемость изменяется в направлении напряжения. Это изменяет магнитное сопротивление материала в том же направлении. Под действием механических напряжений материал становится магнитоанизотропным.

Преобразователь собран из пакета пластин, имеющих четыре отверстия. В отверстия уложены две обмотки: питания w_1 и измерительная w_2 . Они расположены под углом 45° к направлению действия силы и под углом 90° друг к другу. При отсутствии измеряемой силы F магнитное поле, создаваемое обмоткой питания w_1 , направлено параллельно виткам измерительной обмотки w_2 и не заходит в нее (рис. 4.35, а). В измерительной обмотке ЭДС не индуцируется. Под действием измеряемой силы магнитная проницаемость в направлении ее действия изменяется и изменяется магнитное сопротивление в том же направлении. Это деформирует магнитное поле (рис. 4.35, б). Магнитный поток пронизывает измерительную обмотку и индуцирует в ней ЭДС E_2 , пропорциональную действующей силе.

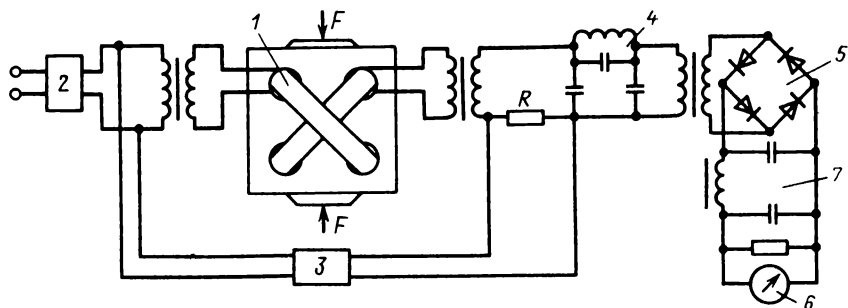


Рис. 4.36

Схемы включения. Магнитоупругие индукционные преобразователи включаются в мостовые измерительные цепи. В плечо, смежное с измерительным преобразователем, включается такой же преобразователь для компенсации аддитивных погрешностей. Он обычно не нагружается — прибор строится по дифференциальной схеме первого типа. Питание моста производится от феррорезонансного стабилизатора.

Схема включения трансформаторного магнитоанізотропного преобразователя приведена на рис. 4.36. Первичная обмотка 1 питается от феррорезонансного стабилизатора 2. На выходе у ненагруженно-го преобразователя имеется некоторое остаточное напряжение. Для его компенсации в цепь включен резистор R , на который подается напряжение через фазосдвигающую цепочку 3. Напряжение питания преобразователя выбирается так, чтобы режим его работы был близок к режиму насыщения магнитной цепи. При этом на выходе преобразователя имеется напряжение верхних гармоник значительной величины. Для защиты от гармоник схема содержит фильтр верхних частот 4. Напряжение выпрямляется двухполупериодным выпрямителем 5 и подается на магнитоэлектрический измерительный механизм 6. Фильтр нижних частот 7 служит для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения. При измерении быстропеременных процессов в качестве измерительного механизма включается гальванометр светолучевого осциллографа.

Магнитоупругие трансформаторные преобразователи могут работать также с автоматическими потенциометрами переменного тока.

Погрешность магнитоупругих преобразователей. Функция преобразования магнитоупругих преобразователей, как правило, нелинейна. Имеется ряд методов уменьшения нелинейности. Нелинейность уменьшается при сокращении диапазона измерения измеряемой силы; если наряду с измеряемой силой преобразователь нагружается некоторой дополнительной постоянной силой; при соответствующем выборе маг-

нитного режима преобразователя; при применении магнитоанізотропных материалов, имеющих различную магнитную проницаемость в различных направлениях. Такие материалы получают в результате определенной технологической обработки —ковки, протяжки, прокатки и т. д. Применение этих мер позволяет уменьшить погрешность, происходящую вследствие нелинейности, до 1,5—2 %.

Функция преобразования при увеличении нагрузки магнитоупругих преобразователей отличается от функции преобразования при уменьшении нагрузки. Это отличие имеет гистерезисный характер и обусловлено магнитным и механическим гистерезисом. При статических измерениях гистерезис преобразователя больше, чем при динамических. Для уменьшения погрешности, вызванной гистерезисом, рекомендуется изготавливать преобразователи из материалов, имеющих возможно больший предел упругости и возможно меньшую петлю магнитного гистерезиса. Максимальные механические напряжения в магнитоупругом материале должны быть в 6—7 раз меньше его предела упругости. Погрешность, обусловленная гистерезисом, уменьшается после тренировки преобразователя. Тренировка производится 5—10-кратным нагружением силой, соответствующей пределу изменения преобразователя. Гистерезис может возникнуть также в результате сил трения, если, например, магнитопровод не сплошной, а составной. Приведенную погрешность, вызванную гистерезисом, можно снизить до 0,5—1 %.

Магнитоупругому преобразователю свойственно старение. При этом изменяется как магнитная проницаемость, так и внутреннее напряжение в материале преобразователя. Старение приводит к изменению электрических параметров (L , M) и к изменению чувствительности. Изменение характеристик уменьшается после естественного (в течение нескольких месяцев) или ускоренного искусственного старения. Характеристики стабилизируются путем термообработки магнитопровода. Погрешность, вызванную изменением параметров, можно уменьшить применением дифференциальных преобразователей и дифференциальных схем включения. Таким образом, погрешность, обусловленную старением, можно уменьшить до 0,5 %.

При изменении температуры изменяются магнитная проницаемость магнитопровода и электрическое сопротивление обмоток. При резко выраженном поверхностном эффекте изменение температуры оказывает меньшее влияние, чем при слабо выраженном. Для уменьшения температурной погрешности используются дифференциальные схемы и специальные схемы температурной компенсации.

4.2.9. Термоэлектрические преобразователи

Принцип действия и конструкция. Термоэлектрический преобразователь представляет собой термопару, состоящую из двух разнородных проводников P и Q , соединенных между собой в двух точках, как схематически показано на рис. 4.37, *а*. На границе раздела двух различных металлов имеется контактная разность потенциалов $E_{PQ}(t)$, зависящая от рода металлов и от температуры контакта. В цепи, показанной на рис. 4.37, *а*, контактные разности потенциалов образуются в точках 1 и 2. Если $t_1 = t_2$, то они равны между собой и, будучи противоположно направленными, взаимно уравниваются. Если же $t_1 \neq t_2$, то в цепи развивается результирующая ЭДС

$$E = E_{PQ}(t_1) - E_{PQ}(t_2), \quad (4.141)$$

называемая *термоэлектродвижущей силой (термоЭДС)*. Места контактов называются *спаями термопары*.

Из (4.141) следуют следующие свойства термопары.

1. Если в цепи термопары включен третий проводник (проводник R на рис. 4.37, *б*) и его концы находятся при одинаковых температурах ($t_2 = t_2''$), то включение этого третьего проводника не изменяет ЭДС цепи. Третьим проводником могут быть провода прибора, измеряющего ЭДС термопары, и провода, соединяющие его с термопарой. Если концы термопары, подключенные к соединительным проводам, находятся при одинаковых температурах, то подключение измерительного прибора не изменяет термоЭДС.

2. ЭДС термопары является функцией двух независимых температур — температур ее спаев $E = E(t_1, t_2)$ — и не зависит от температур других точек термопары. ЭДС термопары (4.141) есть сумма функций одной переменной.

3. Если термопара имеет температуры спаев t и t_0 , то термоЭДС равна алгебраической сумме двух ЭДС, одна из которых генерируется при температуре спаев t и t'_0 , другая — при температурах t'_0 и t_0 (рис. 4.38):

$$E(t, t_0) = E(t, t'_0) + E(t'_0, t_0). \quad (4.142)$$

Это свойство используется при измерении температуры спая t , если температура второго спая t'_0 отличается от температуры t_0 , при которой была произведена градуировка термопары.

При $t_0 = 0$ функция $E(t, 0)$ представляет собой градуировочную функцию преобразования данной термопары. Значение $E(t, t'_0)$ определяется экспериментально, а значение $E(t'_0, 0)$ — по значению температуры t'_0 и градуировочной функции преобразования. По значениям $E(t, t'_0)$ и $E(t'_0, 0)$ вычисляется $E(t_0, 0)$, по которой определяется измеряемая температура.

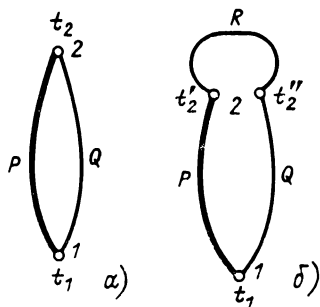


Рис. 4.37

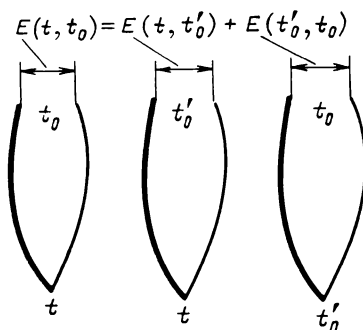


Рис. 4.38

Таблица 4.1.

Тип термопары	Материал термоэлектродов	Обозначение градуировки	Диапазон измерения при длительном измерении, °C
ТХК	Хромель—копель	ХК (L)	– 200 ... + 600
ТХА	Хромель—алюмель	ХА (K)	– 200 ... + 1000
ТПП	Платинородий (10%) — платина	ПП (S)	0 ... + 1300
ТВР	Вольфрамрений (5%) — вольфрамрений (20%)	ВР (A) -1	0 ... 2200

Термоэлектрические преобразователи используются для измерительного преобразования температуры в ЭДС. В табл. 4.1 приведены наиболее широко используемые термопары (ГОСТ 6616-84) и их основные характеристики (ГОСТ 3044-84).

Градуировочные характеристики и допустимые погрешности этих термопар также приведены в ГОСТ 3044-84.

Термоэлектрический датчик обычно называется термопарой. Устройство промышленной термопары показано на рис. 4.39. Термоэлектроды 1 изолируются друг от друга керамическими бусами 2 или керамической трубкой; одним своим концом они свариваются, другим — подсоединяются к зажимам в головке 3, служащей для подключения внешних проводов. Термоэлектроды помещаются в защитный чехол 4 (трубку, закрывающую с одной стороны). Чехол делается из жаропрочной стали, а при измерении очень больших температур — из керамики или кварца.

Место соединения термоэлектродов называется горячим или рабочим спаем. Противоположные концы называются *холодными* или

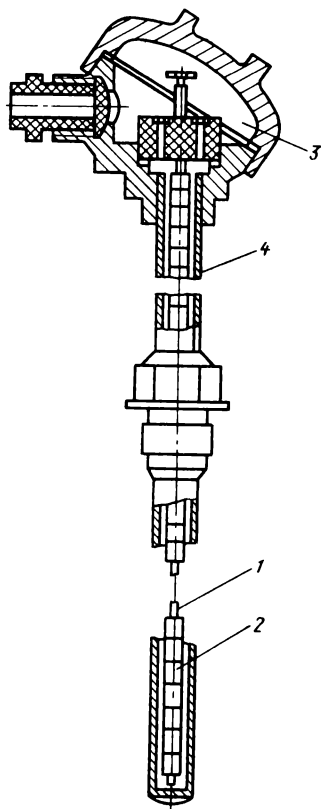


Рис. 4.39

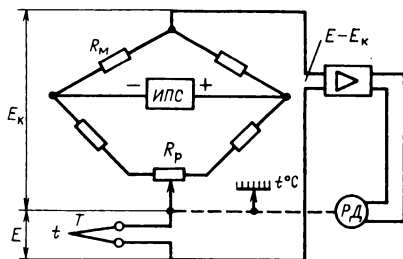


Рис. 4.40

свободными. Обычно в месте свободного спая термопара разомкнута, ЭДС термопары обычно не превосходит 50 мВ.

Схемы включения. Рабочий конец термопары погружается в среду, температуру которой требуется измерить. Свободные концы подключаются к вторичному прибору. Если температура свободных концов постоянна, то подключение может быть сделано медным проводом, а если не постоянна, то оно выполняется специальными удлинительными (компенсационными) проводами. В качестве последних используются два провода из

различных материалов. Провода подбираются так, чтобы при температуре свободных спаев и в паре между собой они имели такие же термоэлектрические свойства, как и рабочая термопара. При подсоединении к термопаре компенсационные провода удлиняют ее и дают возможность отвести холодный спай образованной составной термопары в такое место, где температура остается постоянной.

В качестве вторичных преобразователей используются либо магнитоэлектрические милливольтметры, либо потенциометры постоянного тока.

В лабораторной практике используются потенциометры с ручной компенсацией, а в производственной — автоматические потенциометры. Упрощенная схема автоматического потенциометра приведена на рис. 4.40. Термопара T включается таким образом, что ее ЭДС E направлена встречно компенсирующему напряжению E_K , создаваемому с

помощью мостовой цепи. Это напряжение изменяется пропорционально перемещению движка по реохорду R_p . Разность ЭДС термопары и компенсирующего напряжения $E - E_k$ усиливается усилителем и подается на реверсивный двигатель $PД$. Вал двигателя, вращаясь, через редуктор, перемещает движок реохорда так, чтобы разность $E - E_k$ уменьшалась. Когда она становится равной нулю, вал останавливается. С движком реохорда связаны стрелка прибора, перемещающаяся по шкале, записывающее устройство, регистрирующее текущее значение температуры, контакты для ее регулирования, а также устройство для дистанционной передачи показаний.

Для увеличения стабильности напряжения E_k и точности измерения температуры мост питается от стабилизированного источника напряжения ИПС, а сопротивления плеч моста изготавливаются из манганинового провода.

Современные автоматические потенциометры имеют основную приведенную погрешность измерения $\pm (0,25 - 1) \%$, погрешность регистрации $\pm (0,5 - 1) \%$.

Погрешность термоэлектрического термометра. Одним из источников погрешности термоэлектрического термометра является несоответствие температуры свободных концов термопары температуре, при которой была произведена градуировка.

Номинальная функция преобразования термопар со стандартной градуировкой задается градуировочной таблицей. Она определяет зависимость ЭДС $E(t, t_0)$ термопары от измеряемой температуры t при температуре свободных спаев $t_0 = 0^\circ\text{C}$. Если в условиях измерения температура свободных спаев t'_0 не равна температуре t_0 , то ЭДС термопары $E(t, t'_0)$ отличается от ЭДС $E(t, t_0)$, которая нужна для определения температуры по стандартной градуировке. Введение поправки основано на третьем свойстве термопары.

Второй член $E(t'_0, t_0)$ правой части равенства (4.142) определяет поправку. $E(t'_0, t_0)$ представляет собой ЭДС термопары при условии, что ее свободные концы находятся при температуре градуировки t_0 , а рабочие — при температуре t'_0 . Значение $E(t'_0, t_0)$ определяется по таблице стандартной функции преобразования.

Вследствие неравенства температур $t_0 \neq t'_0$ показание пирометрического милливольтметра не равно действительной температуре. Поправка к его показаниям приближенно может быть определена соотношением

$$\Delta t = k(t'_0 - t_0), \quad (4.143)$$

где k — коэффициент, зависящий от измеряемой температуры и от вида термопары.

Для хромель-копелевой термопары он лежит в пределах 0,8–1; для хромель-алюминиевой — в пределах 0,98–1,11; для платинородий-платиновой — в пределах 0,82–1,11. При малом значении $\Delta t =$

$= t'_0 - t_0$ в ряде случаев можно принять $k = 1$. Это позволяет вводить поправку в показания пирометрического милливольтметра с помощью корректора нуля. При отключенной термопаре стрелку прибора с помощью корректора ставят на отметку, соответствующую t'_0 . При включении термопары и измерении температуры показания пирометра будут больше некорректированных на значение Δt . Такое введение поправки целесообразно, когда значение t'_0 сохраняется постоянным.

В показания автоматического потенциометра поправка вводится автоматически. Для этого в одном из плеч моста включена катушка, намотанная медной проволокой, сопротивление которой $R_M = R_0(1 + \alpha t'_0)$ зависит от ее температуры. Катушка помещена возле зажимов потенциометра, к которым подводятся удлинительные провода, и имеет температуру свободных концов "составной" термопары. Температурное изменение сопротивления катушки создает дополнительный разбаланс моста, равный ЭДС поправки $E(t'_0, t_0)$. Поправка пропорциональна отклонению температуры свободных концов t'_0 от их номинальной температуры $t_0 = 0^\circ \text{C}$.

Другим источником погрешности термоэлектрического термометра является изменение сопротивления измерительной цепи термоэлектрического преобразователя.

В качестве пирометрического милливольтметра применяются приборы магнитоэлектрической системы. Для повышения чувствительности они выполняются с относительно малым внутренним сопротивлением. При этом измеряемое напряжение зависит от сопротивления внешней цепи. Внешняя цепь милливольтметра состоит из термопары, удлинительных и соединительных проводов и специальных манганиновых уравнильных (подгоночных) катушек. Изменение сопротивления этих элементов приводит к погрешности термоэлектрического термометра. Для иллюстрации заметим, что при помещении платино-родий-платиновой термопары с электродами толщиной 0,5 мм в печь с температурой 1000°C на глубину одного метра ее сопротивление изменяется на 3,86 Ом. Погрешность может происходить также вследствие плохой подгонки сопротивлений уравнильных катушек.

Можно показать, что приведенная погрешность, вызванная изменением сопротивления внешней цепи на $\Delta R_{\text{ц}}$, равна

$$\gamma_t = \Delta t / t_{\text{max}} \approx \Delta U / U_{\text{max}} = -\Delta R_{\text{ц}} / (R_{\text{ц}} + R_{\text{в}}), \quad (4.144)$$

где $R_{\text{в}}$ — внутреннее сопротивление милливольтметра; $R_{\text{ц}}$ — номинальное сопротивление его внешней цепи.

Сопротивление пирометрического милливольтметра $R_{\text{в}}$ и номинальное сопротивление внешней цепи $R_{\text{вн, ном}}$, при котором он градуировался, указываются на его шкале.

Термоэлектрический термометр с потенциометром свободен от рассматриваемой погрешности. В момент компенсации по внешней цепи ток не течет и на ее сопротивлении отсутствует падение напряжения. Потенциометр измеряет термоЭДС.

4.2.10. Терморезисторы

Терморезистором называется измерительный преобразователь, активное сопротивление которого изменяется при изменении температуры. В качестве терморезистора может использоваться металлический или полупроводниковый резистор.

Датчики температуры с терморезисторами называются *термометрами сопротивления*.

Имеются два вида терморезисторов: металлические и полупроводниковые.

Принцип действия и конструкция металлических терморезисторов. Как известно, сопротивление металлов увеличивается с увеличением температуры. Для изготовления металлических терморезисторов обычно применяются медь или платина.

Функция преобразования медного терморезистора линейна:

$$R_t = R_0 (1 + \alpha t), \quad (4.145)$$

где R_0 — сопротивление при 0°C ; $\alpha = 4,28 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ — температурный коэффициент.

Функция преобразования платинового терморезистора нелинейна и обычно аппроксимируется квадратичным трехчленом. Температурный коэффициент платины примерно равен $\alpha = 3,91 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$.

Чувствительный элемент медного терморезистора (рис. 4.41,а) представляет собой пластмассовый цилиндр 1, на который бифилярно в несколько слоев намотана медная проволока 2 диаметром 0,1 мм. Сверху катушка покрыта глифталевым лаком. К концам обмотки припаиваются медные выводные провода 3 диаметром 1,0–1,5 мм. Провода изолированы между собой асбестовым шнуром или фарфоровыми трубочками. Чувствительный элемент вставляется в тонкостенную металлическую гильзу 4. Гильза с выводными проводами помещается в защитный чехол (рис. 4.41,б), который представляет собой закрытую с одного конца трубку 1. На открытом ее конце помещается клеммная головка 2. Для удобства монтажа защитный чехол может иметь фланец 3.

При изготовлении платиновых терморезисторов используются более термостойкие материалы.

Основные параметры наиболее распространенных терморезисторов и обозначения их градуировок по ГОСТ 6651-84 приведены в табл. 4.2.

Номинальные функции преобразования (статические характеристики) медных и платиновых терморезисторов и их погрешность определяют ГОСТ 6651-84.

Схемы включения металлических терморезисторов. Термометр сопротивления и провода, соединяющие его со вторичным прибором,

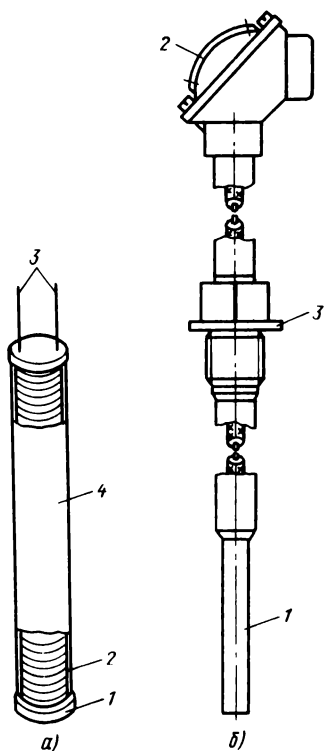


Рис. 4.41

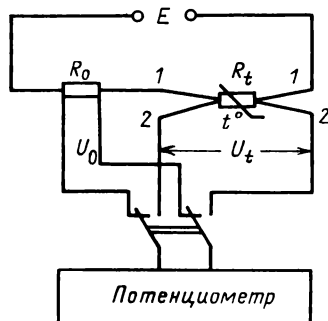


Рис. 4.42

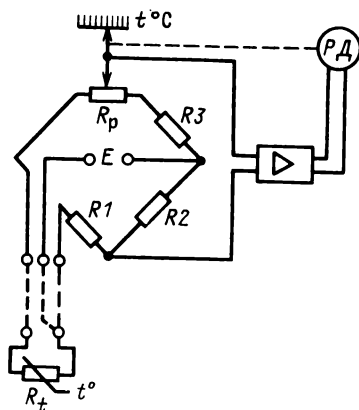


Рис. 4.43

Таблица 4.2.

Термометры сопротивления платиновые			Термометры сопротивления медные		
Сопротивление при 0°C (R_0)	Градировка	Диапазон измерения, $^{\circ}\text{C}$	Сопротивление при 0°C (R_0)	Градировка	Диапазон измерения, $^{\circ}\text{C}$
10	10П	От -200 до $+750$	10	10М	От -50 до 200
50	50П	От -260 до $+1000$	50	50М	От -50 до 200
100	100П	От 260 до $+1000$	100	100М	От -200 до 200

включены последовательно. Обычно используются медные провода, сопротивление которых зависит от их температуры. Температурные изменения сопротивления проводов приводят к погрешности измерения температуры.

Вторичные преобразователи термометров сопротивления выполняются такими, чтобы максимально уменьшить эту погрешность. Если требуется наибольшая точность измерения температуры, например при метрологических работах, используется компенсационная схема, приведенная на рис. 4.42. По этой схеме применяют четырехзажимные платиновые терморезисторы. Провода 1–1 используются для подвода тока, а два других 2–2 служат для измерения падения напряжения U_t на термочувствительной обмотке. Падение напряжения U_t измеряется с помощью потенциометра. Измеряется также падение напряжения U_0 на образцовой катушке R_0 . Сопротивление терморезистора при этом равно

$$R_t = R_0 U_t / U_0. \quad (4.146)$$

Благодаря компенсационному методу измерения отсутствует падение напряжения на проводах, соединяющих термометр с потенциометром, и их сопротивление не влияет на результат измерения.

В менее ответственных случаях для измерения сопротивлений терморезисторов используются мосты: в лабораторной практике — с ручным уравниванием, в производственных условиях — автоматические. Упрощенная схема автоматического моста показана на рис. 4.43. Измерительная цепь представляет собой мост, состоящий из манганиновых резисторов $R1$ – $R3$ и терморезистора R_t . Напряжение питания моста E . Перемещением движка реохорда R_p добиваются уравнивания моста. Если мост не уравновешен, напряжение измерительной диагонали усиливается и подается на реверсивный двигатель $РД$. Вал двигателя через редуктор соединен с движком реохорда и перемещает его так, чтобы напряжение разбаланса уменьшалось. Перемещение продолжается до тех пор, пока мост не будет уравновешен. В автоматических мостах движок реохорда связан с отсчетным устройством, с записывающим устройством, регистрирующим текущие значения температуры на диаграммной бумаге, с устройством регулирования температуры, а также с устройством дистанционной передачи показаний. Погрешность автоматических мостов аналогична погрешности автоматических потенциометров.

Термометр сопротивления может подключиться к мосту с помощью двух- или трехпроводного кабеля. Двухпроводный кабель дешевле, однако при его использовании сопротивления обоих проводов включаются последовательно с термометром в одно плечо. Токоведущие жилы кабеля выполнены из медного провода: при изменении температуры их сопротивление изменяется, что вносит погрешность в изме-

рение. Двухпроводный кабель используется в тех случаях, когда его температура постоянна и погрешность, обусловленная ее изменением, незначительна.

При включении термометра по трехпроводной схеме (рис. 4.43) по одной жиле кабеля к термометру подводится напряжение питания. К плечам моста термометр подсоединяется с помощью двух других жил, включенных в смежные плечи моста. Одинаковые изменения их сопротивлений практически на разбалансируют мост. Таким образом, исключается погрешность, которая могла бы быть при изменении температуры кабеля.

В качестве вторичных приборов для термометров сопротивления в промышленности применяются также логометрические приборы.

Сопротивление терморезистора определяется его температурой. Последняя зависит не только от температуры окружающей среды, но и от проходящего по нему тока. Перегрев медного термометра током не должен превышать $0,4^{\circ}\text{C}$, а платинового — $0,2^{\circ}\text{C}$. Для этого ток не должен превосходить $10\text{--}15\text{ мА}$.

Полупроводниковые терморезисторы. Чувствительный элемент полупроводникового терморезистора — *термистора* — изготавливается из окислов различных металлов: меди, кобальта, магния, марганца и др. Размолотые в мелкий порошок компоненты прессуются и спекаются в виде столбика, шарика или шайбы. В надлежащих местах напыляются электроды и подпаиваются выводы из медной проволоки. Для предохранения от атмосферных воздействий чувствительный элемент термистора покрывают защитной краской, помещают в герметизирующий металлический корпус или запаивают в стекло.

С увеличением температуры сопротивление термисторов уменьшается. Их функцию преобразования (рис. 4.44) обычно аппроксимируют выражением

$$R_t = A e^{B/T}, \quad (4.147)$$

где R_t — сопротивление термистора при температуре T в кельвинах; A и B — постоянные, зависящие от материала и технологии, причем A зависит, кроме того, от размеров термистора и его формы.

Термисторы изготавливаются с номинальным сопротивлением (при 20°C) от 1 до 200 кОм . В зависимости от типа они могут применяться для измерения температур от -100 до $120\text{--}600^{\circ}\text{C}$. Их чувствительность в $6\text{--}10$ раз больше, чем чувствительность металлического терморезистора. Кроме того, термисторы имеют значительно меньшие массы и размеры. Имеются термисторы, выполненные в виде шариков диаметром от $0,006$ до $2,5\text{ мм}$. Теплоемкость таких термисторов на несколько порядков меньше, чем у металлических терморезисторов. Малая теплоемкость обуславливает малую инерционность термисторов.

Имеются термисторы с постоянной тепловой инерцией несколько миллисекунд.

Недостатком термисторов является нелинейность функции преобразования, большой разброс их параметров, а также старение и некоторая нестабильность характеристик. В течение первой недели их сопротивление может измениться на 1–1,5%, а за несколько месяцев еще на 1%. В дальнейшем изменение сопротивления термистора происходит медленнее, не превышая 0,2% в год.

Термисторы обычно включаются в схему неравновесного или автоматического моста.

Приборы имеют индивидуальную градуировку, что обусловлено большим разбросом параметров и характеристик преобразователей. Ко вторичному прибору термисторы подсоединяются с помощью двухпроводного кабеля. Погрешность, вызванная изменением параметров кабеля, ничтожна, поскольку сопротивление и чувствительность термистора много больше сопротивления линии связи и ее чувствительности к изменению температуры.

Термисторы применяются для измерения температуры в тех случаях, когда не требуется высокая точность, но нужно измерить температуру малых объектов, обладающих малой теплоемкостью. Они широко используются, например, в биологии. С помощью термистора, смонтированного на острие иглы, можно измерить температуру внутренних органов живого организма. Широкое применение термисторы находят в различных приборах для температурной коррекции характеристик приборов.

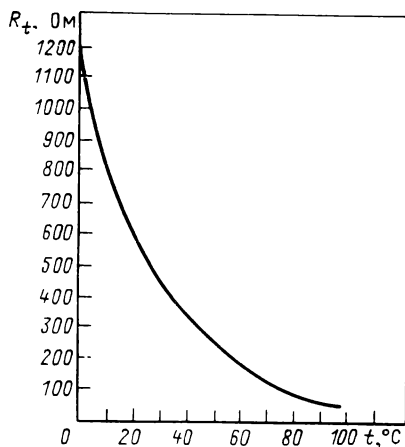


Рис. 4.44

4.2.11. Фотоэлектрические преобразователи

Принцип действия и основные типы преобразователей. Фотоэлектрический преобразователь представляет собой фотоэлектронный прибор (фотоэлемент), используемый в качестве измерительного преобразователя. Имеются три типа преобразователей: преобразователи с внешним фотоэффектом, с внутренним фотоэффектом и фотогальванические преобразователи. Наибольшее применение нашли преобразователи двух последних типов.

К преобразователям с внешним фотоэффектом относятся вакуумные и газонаполненные фотоэлементы и фотоэлектронные умножители.

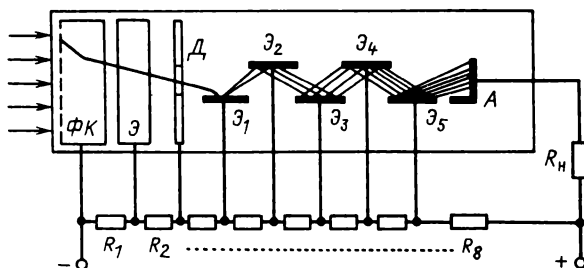


Рис. 4.45

ли. Вакуумные фотоэлементы состоят из вакуумированной стеклянной колбы, содержащей два электрода: анод и катод. При освещении фотокатода под влиянием фотонов света он эмитирует электроны. Если между анодом и фотокатодом приложено напряжение, то эти электроны образуют электрический ток; поскольку он вызван фотонами, его называют *фототоком*. Для фотоэмиссии электронов необходимо, чтобы энергия фотона $E = \nu h$, где ν — частота света; h — постоянная Планка, была больше работы выхода электронов Φ , характерной для данного материала фотокатода. Частота $\nu_{\text{гр}} = \Phi/h$ называется красной границей фотоэффекта, а соответствующая ее длина волны $\lambda_{\text{гр}} = c/\nu_{\text{гр}}$, где c — скорость света, — длинноволновым порогом фотоэффекта. Если $\lambda > \lambda_{\text{гр}}$, то никакая интенсивность света не может вызвать фотоэффект.

Газонаполненный фотоэлемент аналогичен вакуумному, но имеет определенное газовое заполнение. Благодаря ионизации газа происходит усиление тока фотоэмиссии. Чувствительность газонаполненных фотоэлектрических преобразователей выше, чем у вакуумных.

Фотоэлектронный умножитель (ФЭУ) — это вакуумный фотоэлемент, снабженный системой электродов для усиления тока фотоэмиссии. Принципиальная схема ФЭУ показана на рис. 4.45. Свет падает на фотокатод $\Phi К$, который эмитирует электроны. Поток электронов фокусируется электрическим полем, создаваемым электродом \mathcal{E} , формируется диафрагмой $Д$ и направляется на ускоряющий электрод — динод \mathcal{E}_1 . Напряжение на диноде таково, чтобы энергии фотоэлектрона было достаточно для вторичной эмиссии электронов. Режим работы таков, что при вторичной эмиссии испускается больше электронов, чем падает на динод. Так происходит усиление потока электронов. Поток электронов, усиленный динодом \mathcal{E}_1 , направляется на следующие диноды $\mathcal{E}_2 - \mathcal{E}_5$, усиливается и собирается анодом $А$. Анодный ток ФЭУ довольно мал и требует дополнительного усиления. Для этого он преобразуется в напряжение с помощью сопротивления R_n . Питание ФЭУ производится с помощью делителя напряжения $R_1 - R_8$. Фотоэлектронные умножители имеют высокую чувствительность и

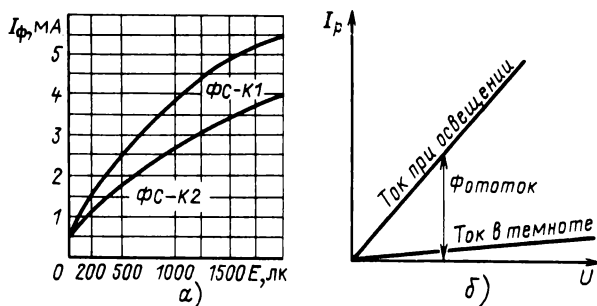


Рис. 4.46

используются для измерения очень малых световых потоков (до 10^{-5} лк).

Чувствительный элемент преобразователей с внутренним фотоэффектом (фоторезисторов) выполнен в виде пластинки, на которую нанесен слой полупроводникового фоточувствительного материала. В качестве фоточувствительного материала обычно используется сернистый кадмий, селенистый кадмий или сернистый свинец.

Электропроводность полупроводниковых материалов обусловлена возбуждением электронов в валентной зоне и примесных уровнях. При возбуждении электроны переходят в зону проводимости; в валентной зоне появляются дырки. При освещении возбуждение электронов увеличивается, что вызывает увеличение электропроводности. Красная граница фоторезисторов находится в инфракрасной области, например, для сернисто-свинцовых $\lambda_{гр} = 2,7$ мкм. При небольших освещенностях преобразователя число возбужденных светом электронов пропорционально освещенности, его электрическая проводимость

$$G = I_{\phi}/U, \quad (4.148)$$

где I_{ϕ} — фототок; U — напряжение, приложенное к преобразователю, также пропорционально освещенности.

При больших освещенностях пропорциональность нарушается. Типичная зависимость фототока от освещенности приведена на рис. 4.46, а. Чувствительность фоторезисторов определяется кратностью изменения их сопротивления. Для некоторых типов она достигает значения

$$K = R_T/R_{200} = 10^5, \quad (4.149)$$

где R_T — темновое сопротивление, т. е. сопротивление неосвещенного преобразователя; R_{200} — сопротивление при $E = 200$ лк. ВАХ фоторезисторов линейна (рис. 4.46, б), т. е. их сопротивление не зависит от

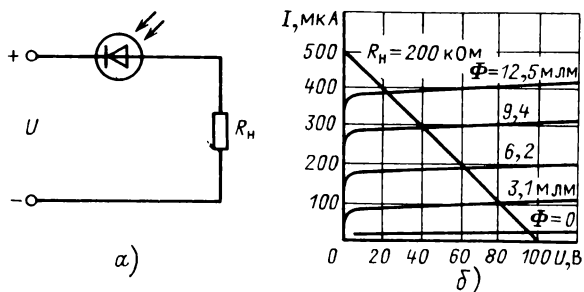


Рис. 4.47

приложенного напряжения. Инерционность характеризуется постоянной времени τ . У сернисто-кадмиевых преобразователей τ лежит в пределах 1–140 мс, у селенисто-кадмиевых — 0,5–20 мс.

Фоторезисторы имеют высокую чувствительность. Однако их сопротивление зависит от температуры подобно сопротивлению термисторов. Для уменьшения температурной погрешности они включаются в смежные плечи моста.

Фотогальванические преобразователи представляют собой фотоэлектронные приборы с p - n -переходом: фотодиоды и фототранзисторы. При освещении перехода создается дополнительная концентрация носителей в n -слое. Это приводит к усилению их диффузии к p - n -переходу и в самом переходе. У диода, подключенного к запирающему напряжению (рис. 4.47, а), под действием света возрастает обратный ток. Вольт-амперная характеристика германиевого фотодиода приведена на рис. 4.47, б. При отсутствии освещения она не отличается от характеристики обычного диода, а при освещении смещается вверх пропорционально величине светового потока.

Наиболее распространены германиевые и кремниевые фотодиоды. Их спектральные характеристики заходят в область инфракрасного излучения (для германиевых фотодиодов до $\lambda_{гр} = 2$ мкм, для кремниевых до $\lambda_{гр} = 1,2$ мкм).

Фотодиоды могут работать в фотодиодном и генераторном (вентильном) режимах. В фотодиодном режиме преобразователь подключают к запирающему напряжению (рис. 4.47, а). При увеличении его освещенности возрастает обратный ток, что приводит к увеличению напряжения U_n на сопротивлении R_n . Напряжение U_n и чувствительность можно определить по ВАХ и нагрузочной прямой (рис. 4.47, б). Зависимость тока фотодиода от освещенности практически линейна. Внутреннее дифференциальное сопротивление фотодиода имеет величину порядка мегаомов, поэтому обычно они работают в режиме, близком к короткому замыканию.

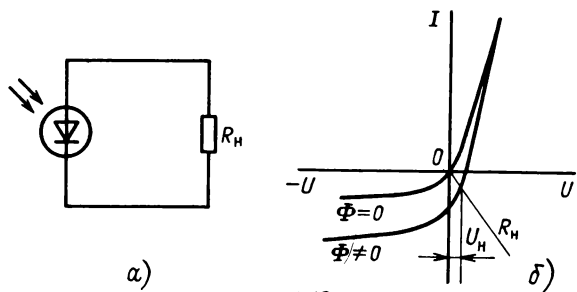


Рис. 4.48

Полный ток фотодиода I можно рассматривать как сумму

$$I = I_T + I_\Phi = I_T + S\Phi, \quad (4.150)$$

где I_Φ — фототок, определяемый световым потоком Φ ; S — чувствительность.

Значение темнового тока I_T сильно зависит от температуры. Фотодиоды — малоинерционные преобразователи. Их постоянная времени имеет порядок $10^{-7} - 10^{-8}$ с.

В генераторном режиме фотодиод включают по схеме, приведенной на рис. 4.48, а, и он сам является источником тока. Фототок, напряжение на нагрузке U_H и чувствительность можно определить по ВАХ, приведенной на рис. 4.48, б.

Особенности применения фотоэлектрических преобразователей для измерения несветовых величин. Фотоэлектрические преобразователи, используемые для измерения несветовых величин, имеют ряд особенностей. Имеется возможность измерения без контакта с объектом измерения, отсутствует механическое воздействие на объект измерения. Преобразователи чувствительны к силе света и его цвету. Их недостатком является большая погрешность, которая в основном определяется усталостью, старением и зависимостью параметров преобразователя от температуры. Вследствие этих особенностей фотоэлектрические преобразователи нашли применение в основном в следующих случаях.

1. При измерениях, в которых преобразователь работает в релейном режиме. Примером может служить измерение частоты вращения вала, имеющего диск с отверстиями. Диск прерывает луч света, падающий на фотоэлектрический преобразователь. Измеряемая скорость преобразуется в частоту электрических импульсов.

2. В качестве прямого преобразователя в компенсационных измерительных приборах.

3. При измерении несветовых величин, когда промежуточной величиной преобразования является величина световая, например, при измерении концентрации вещества в растворе, когда промежуточной величиной является изменение поглощения света раствором.

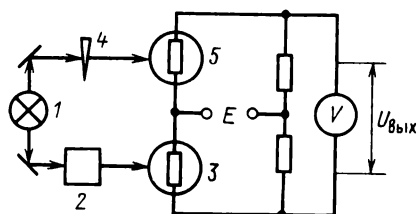


Рис. 4.49

Для уменьшения погрешности измерения фотоэлектрические преобразователи включаются в дифференциальные или компенсационные измерительные цепи. Дифференциальная схема с двумя фотоэлектрическими преобразователями, служащая для измерения концентрации раствора, приведена на рис. 4.49. Первый луч света от источника 1 проходит через объект измерения 2, например через кювету с исследуемым раствором, и попадает на фоторезистор 3. Второй луч проходит через применяемый для настройки прибора оптический клин 4 и попадает на второй фоторезистор 5. Фоторезисторы включены в мостовую цепь. Благодаря дифференциальной схеме компенсируются температурные и другие аддитивные погрешности. Однако вследствие разброса характеристик и параметров фотоэлектрических преобразователей каналы дифференциальной цепи несколько отличаются друг от друга, и компенсация получается неполной. Достоинством схемы является ее пригодность для измерения быстропеременных величин. Инерционность прибора обуславливается инерционностью фотоэлектрических преобразователей и выходного прибора.

Меньшую погрешность имеют дифференциальные схемы с одним фотоэлектрическим преобразователем (рис. 4.50, а). По этой схеме лучи света с одного и другого каналов попеременно освещают фотоэлектрический преобразователь 1. Коммутация осуществляется с помощью диска 2, имеющего отверстия и вращающегося с постоянной скоростью при помощи синхронного двигателя СД. Световой поток, падающий на фотоэлектрический преобразователь, модулирован и изменяется во времени, как показано на рис. 4.50, б. Переменная составляющая светового потока

Меньшую погрешность имеют дифференциальные схемы с одним фотоэлектрическим преобразователем (рис. 4.50, а). По этой схеме лучи света с одного и другого каналов попеременно освещают фотоэлектрический преобразователь 1. Коммутация осуществляется с помощью диска 2, имеющего отверстия и вращающегося с постоянной скоростью при помощи синхронного двигателя СД. Световой поток, падающий на фотоэлектрический преобразователь, модулирован и изменяется во времени, как показано на рис. 4.50, б. Переменная составляющая светового потока

$$\Delta \Phi = \Phi_{\Pi} - \Phi_0 \quad (4.151)$$

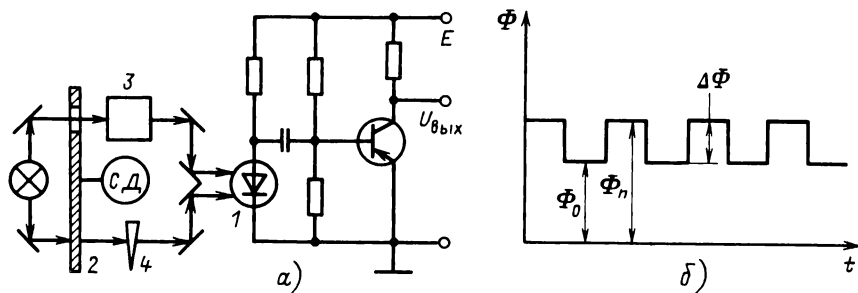


Рис. 4.50

где Φ_{Π} — световой поток, прошедший через объект измерения 3; Φ_0 — образцовый световой поток, прошедший через оптический клин 4.

Переменная составляющая светового потока преобразуется в переменное напряжение и усиливается. В рассматриваемом приборе оба канала дифференциальной измерительной цепи различаются меньше, чем в предыдущем, и лучше компенсируются аддитивные погрешности.

Вследствие модуляции светового луча уменьшается частотный диапазон прибора, увеличивается его инерционность. При таком способе измерения измеряемый частотный диапазон ограничивается частотой модуляции, причем верхняя частота диапазона должна быть на порядок меньше частоты модуляции. В качестве оптического модулятора обычно применяется электромеханическое устройство. Его использование усложняет прибор и уменьшает надежность.

Дифференциальные оптические приборы могут использоваться как приборы с ручной компенсацией. В этом случае оптический клин соединяется со стрелкой, перемещающейся по шкале прибора. При измерении оптический клин перемещается до тех пор, пока выходное напряжение ($U_{\text{вых}}$ на рис. 4.49) и переменная составляющая напряжения ($U_{\text{вых}}$ на рис. 4.50, а) не будут равны нулю. При этом измерительный и образцовый световые потоки равны между собой, и по положению оптического клина можно судить о значении измеряемой величины.

В приборах с автоматической компенсацией напряжение, пропорциональное разности световых потоков $\Delta\Phi$, подается на реверсивный двигатель, который автоматически перемещает оптический клин в нужную сторону.

4.2.12. Ионизационные преобразователи

Принцип действия и конструкция. *Ионизационным* называется преобразователь, преобразующий интенсивность радиоактивного излучения в электрическую величину. Наибольшее применение нашли ионизационные камеры, газоразрядные счетчики и сцинтилляционные и полупроводниковые детекторы.

На рис. 4.51, а схематически показана ионизационная камера. Она состоит из цилиндрического металлического корпуса 1, заполненного газом, и металлического электрода 2, расположенного по оси корпуса и изолированного от него изолятором 3. Корпус служит катодом и заземлен, электрод служит анодом. При помещении камеры в пространство с ионизирующим излучением находящийся в ней газ ионизируется. Если к электродам приложить напряжение U , то ионы газа образуют ток. ВАХ камеры при некоторой постоянной интенсивности излучения приведена на рис. 4.51, б. Пока напряжение и ток малы, а ко-

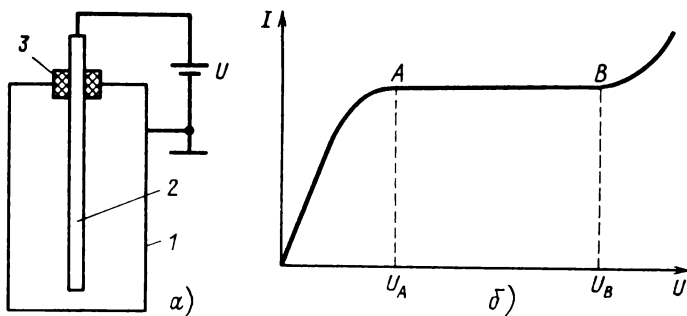


рис. 4.51

личество ионов значительно больше, чем необходимо для обеспечения этого тока, ток возрастает пропорционально напряжению. С увеличением напряжения пропорциональность нарушается и при изменении напряжения от U_A до U_B ток не меняется. В этом диапазоне напряжений все ионы доходят до электродов и участвуют в создании тока.

Повышение напряжения не увеличивает числа носителей. При дальнейшем увеличении напряжения возрастает скорость ионов, и если оно превышает U_B , то энергия ионов становится достаточной для вторичной ионизации газа. При этом возрастает число носителей, а также и ток камеры. Ионизационные камеры работают на участке AB ВАХ. С увеличением излучения ток камеры возрастает.

Конструкция камеры, состав и давление газа зависят от ее назначения, а также от вида и энергии ионизирующих частиц. При работе с α -частицами, имеющими малую длину пробега, источник излучения помещают внутри камеры.

Газоразрядные счетчики представляют собой ионизационную камеру, работающую при напряжении большем, чем U_B на рис. 4.51, б. Они бывают двух типов: пропорциональные счетчики и счетчики Гейгера–Мюллера. Счетчики представляют собой заполненный газом цилиндрический стеклянный баллон, по оси которого натянута тонкая металлическая проволока — анод. На цилиндрическую часть баллона изнутри нанесено металлическое покрытие — катод. Прикладываемое к электродам напряжение создает в межэлектродном пространстве поле, напряженность которого резко возрастает возле анода. Электрон, возникший под действием ионизирующей частицы или излучения в области малой напряженности, дрейфует к аноду, при этом его скорость и энергия возрастают. Вблизи анода, в области повышенной напряженности, энергия возрастает настолько, что электрон становится способным сам ионизировать газ. Эта ионизация увеличивает число вторичных электронов. Происходит увеличение импульса тока счетчика в 10^3 —

10^4 , а иногда более чем в 10^6 раз. Газовый разряд в пропорциональном счетчике является самостоятельным газовым разрядом, он возникает при внешней ионизации газовой среды и прекращается при ее прекращении. Как и в ионизационных камерах, импульс тока пропорционален энергии ионизирующего излучения.

К электродам счетчика Гейгера—Мюллера подается еще большее напряжение. Под действием излучения происходят процессы, аналогичные процессам в пропорциональном счетчике. Однако в прианодной области под действием увеличенной напряженности поля энергия электронов настолько возрастает, что возникает самостоятельный коронный разряд. Возникшее ультрафиолетовое излучение выбивает из катода электроны, они ионизируют газ и поддерживают возникший разряд. Для того чтобы можно было зарегистрировать приход новой ионизирующей частицы или кванта излучения, разряд должен быть погашен. Гашение производится либо специальной схемой, которая уменьшает напряжение на счетчике, либо вследствие процессов, происходящих внутри его. Счетчики первого типа называются *несамогасящимися*, второго — *самогасящимися*. Самогасящиеся счетчики наполняются газовой смесью специального состава, которая поглощает ультрафиолетовое излучение и способствует прекращению разряда.

Импульсы тока в счетчике Гейгера—Мюллера возникают при попадании в него ионизирующих квантов или частиц. Амплитуда импульсов постоянна и от энергии ионизирующих агентов не зависит; от интенсивности излучения зависит лишь средняя частота импульсов.

Ионизационные камеры и газоразрядные счетчики могут работать в токовом или импульсном режиме. В первом измеряются средний ток преобразователя, численно равный общему заряду всех ионов, образованных за одну секунду. У ионизационной камеры ток составляет $10^{-10} - 10^{-15}$ А. Для его измерения последовательно с преобразователем включают нагрузочное сопротивление порядка $10^9 - 10^{10}$ Ом и напряжение на нем измеряют с помощью усилителя постоянного тока. У пропорциональных счетчиков выходное напряжение имеет порядок 10^{-2} В.

В импульсном режиме измеряются амплитуды импульсов тока, соответствующих каждому акту ионизации, и их частота. Амплитуда импульсов тока ионизационной камеры и пропорционального счетчика пропорциональна числу ионов и характеризует энергию, потерянную ионизирующим излучением или частицей в камере. Ионизационные камеры часто используются для регистрации сильно ионизирующих частиц, имеющих малую длину пробега. При их торможении в камере амплитуда импульсов пропорциональна полной энергии частицы, частота импульсов пропорциональна интенсивности излучения.

Полупроводниковый детектор (рис. 4.52) — это ионизационный преобразователь, представляющий собой монокристалл полупроводника (германия) с *p-i-n*-переходом. Проводящий слой с собственной про-

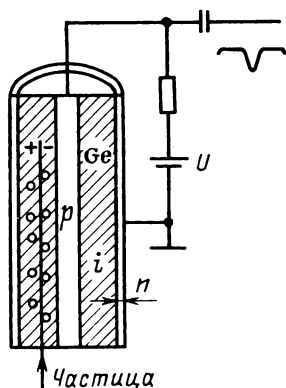


Рис. 4.52

водимостью (i -проводимостью) выполнен путем диффузии лития в монокристалл германия. Измеряемое излучение ионизирует слой с собственной проводимостью и увеличивает в нем число электронов и дырок, что приводит к увеличению проводимости. Под действием напряжения, приложенного к p - и n -слоям, возникает импульс тока. Число носителей, а следовательно, и амплитуда импульса тока пропорциональны энергии излучения, средняя их частота пропорциональна интенсивности. Характеристики полупроводникового детектора подобны характеристикам пропорционального счетчика.

Сцинтилляционный счетчик состоит из сцинтиллятора — твердого тела, которое

под действием излучения дает вспышку света, и фотоэлектронного умножителя (ФЭУ). Яркость вспышки, а следовательно, и импульс фототока ФЭУ определяются энергией частицы или излучения, поглощенной сцинтиллятором, их средняя частота — интенсивностью излучения.

Особенности применения ионизационных преобразователей. Измерительные приборы с ионизационными преобразователями могут использовать в своей работе либо меченые атомы, либо источники ядерного излучения. Приборы с мечеными атомами служат для изучения поведения веществ и тел в различных физических, химических и физиологических процессах. Их применение основано на том, что радиоактивные изотопы элементов идентичны стабильным изотопам. Радиоактивные изотопы добавляются к стабильным и участвуют в процессе наряду со стабильными. Местонахождение и количество радиоактивных изотопов определяются с помощью ионизационных преобразователей.

Приборы с источниками излучения служат для измерения неэлектрических величин, таких, как толщина материала, уровень жидкости, расход жидкости и пр. В этих приборах используется зависимость интенсивности излучения от измеряемой величины.

Приборы с ионизационными преобразователями имеют ряд особенностей, которые обеспечили их распространение. Эти приборы используют радиоактивные источники, излучение которых стабильно. На излучение не влияет изменение внешних условий: температуры, давления, напряжения питания, наличие агрессивных сред и т. п. Интенсивность изменяется только вследствие естественного распада ядер радиоактивного изотопа.

Благодаря большой проникающей способности излучения приборы могут применяться в тех случаях, когда объект измерения находится

в тяжелых эксплуатационных условиях (высокие температуры и давление, агрессивная среда и т.п.).

Отрицательной особенностью приборов является токсичность излучения. Однако разработка и использование высокочувствительных детекторов (сцинтилляционных и полупроводниковых) и снижение интенсивности рабочего излучения делают ионизационные приборы практически безопасными.

Приборы, использующие радиоактивные изотопы, имеют специфические источники погрешностей. С течением времени в результате естественного радиоактивного распада интенсивность излучения уменьшается, так что

$$J = J_0 e^{-(\ln 2 / T_{0,5}) t}, \quad (4.152)$$

где J_0 — начальная интенсивность; $T_{0,5}$ — период полураспада источника излучения.

Снижение интенсивности создает возрастающую погрешность

$$\delta J = (J - J_0) / J_0 = e^{-(\ln 2 / T_{0,5}) t} - 1. \quad (4.153)$$

Для ее уменьшения следует периодически увеличивать чувствительность прибора.

Другая погрешность обусловливается случайным характером ядерного распада. Случайны как время распада, так и направление траектории радиоактивной частицы или кванта излучения. Случайный характер носят также захват и торможение излучения веществом ионизационного преобразователя. Вследствие этого последовательность импульсов преобразователя имеет непериодический, случайный характер. Если время подсчета импульсов мало, то количество импульсов может сильно различаться при повторении измерений даже при неизменных условиях. При увеличении времени подсчета происходит усреднение, и относительная вариация показаний прибора и погрешность уменьшается.

4.2.13. Электрохимические преобразователи

Электролитические (кондуктометрические) преобразователи.

Принцип действия электролитических преобразователей основан на зависимости электропроводности раствора электролита от его концентрации. Как известно, электропроводность дистиллированной воды очень мала. При растворении в ней кислот, солей, оснований (электролитов) электропроводность возрастает. При растворении в воде электролиты диссоциируют на положительные и отрицательные ионы; при этом количество носителей и электропроводность раствора возрастают. При малых концентрациях электролита, когда количество ио-

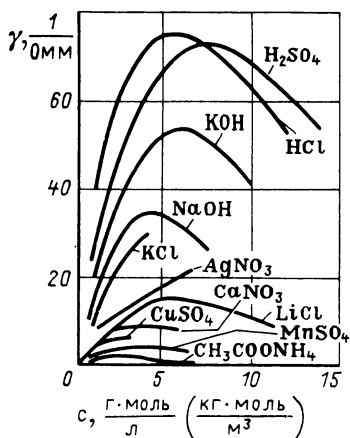


Рис. 4.53

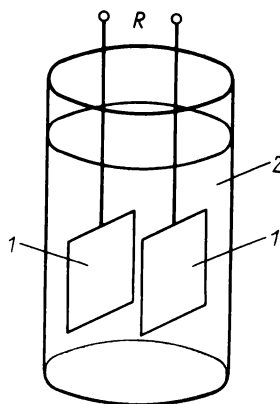


Рис. 4.54

нов мало, увеличение электропроводности пропорционально концентрации растворенного вещества. При увеличении концентрации c в результате взаимодействия между ионами и уменьшения степени диссоциации пропорциональность нарушается (рис. 4.53).

Электролитический преобразователь (рис. 4.54) представляет собой два электрода 1, погруженные в раствор 2. Электролитические преобразователи в основном применяются для измерения концентрации растворов, кроме того, они используются для измерения перемещения, скорости, механических деформаций, температуры и других физических величин. В преобразователях, предназначенных для измерения концентрации, электроды делаются неподвижными. Сопротивление между электродами преобразователя R обратно пропорционально удельной электрической проводимости электролита γ :

$$R = k/\gamma. \quad (4.154)$$

Коэффициент k называется постоянной преобразователя. Он определяется экспериментально по сопротивлению преобразователя, заполненного раствором с известным значением γ .

Электролитические преобразователи включаются в мостовые измерительные цепи и часто работают с автоматическими мостами. Сопротивление преобразователей сильно зависит от температуры. Для компенсации этой зависимости последовательно с электролитическим преобразователем включаются терморезисторы.

Питание моста с электролитическими преобразователями производится напряжением переменного тока с промышленной частотой или частотой в несколько кГц. Если электролитические преобразо-

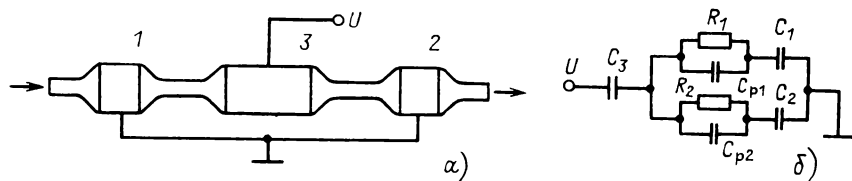


Рис. 4.55

ватели питать напряжением постоянного тока, то будет происходить электролиз раствора и изменится его концентрация в приэлектродных областях. Постоянный ток производит также поляризацию электродов. То и другое явления создают погрешность.

Для повышения стабильности преобразователя его электроды должны быть химически инертны по отношению к исследуемому раствору. Они выполняются из платины, нержавеющей стали или графита. Загрязнение электродов, изменение их активной площади вызывают погрешность.

Более надежны бесконтактные электролитические преобразователи, токоведущие элементы которых изолированы от электролита. На рис. 4.55, а показан высокочастотный бесконтактный преобразователь. Он представляет собой стеклянную трубку с тремя цилиндрическими камерами, через которую протекает исследуемый раствор. На внешнюю цилиндрическую поверхность камер наносится металлическое покрытие, служащее электродом. Два крайних электрода 1, 2 соединены вместе и заземлены, средний электрод 3 подключается к измерительной цепи. Эквивалентная схема приведена на рис. 4.55, б. На этой схеме R_1 и R_2 — сопротивления раствора в левой и правой трубках; C_{p1} и C_{p2} — емкости раствора в соответствующей трубке; C_1 , C_2 , C_3 — емкости между соответствующим электродом и раствором. В конденсаторах C_{p1} и C_{p2} диэлектриком служит раствор, в конденсаторах C_1 , C_2 , C_3 — стекло. Преобразователь питается напряжением с частотой несколько мегагерц.

Гальванические преобразователи. Принцип действия гальванического преобразователя основан на зависимости потенциала электрода от концентрации ионов в растворе. Металлический электрод, погруженный в раствор электролита, частично в нем растворяется. Положительные ионы металла переходят в раствор, и электрод получает отрицательный заряд. Образованная разность потенциалов между электродом и раствором препятствует переходу ионов металла, и растворение электрода прекращается. При равновесии электрический потенциал электрода зависит от концентрации ионов в растворе и может служить для определения их концентрации.

Конструктивно гальванический преобразователь (рис. 4.56) состоит из двух полуэлементов 1 и 2, которые гальванически соединены

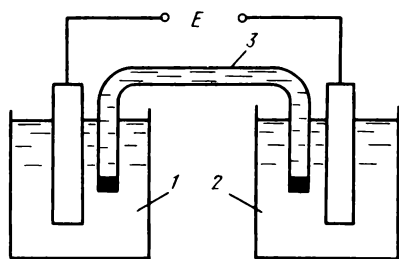


Рис. 4.56

между собой электрическим ключом 3. Полуэлемент представляет собой сосуд с раствором электролита, в который погружен металлический электрод. В одном полуэлементе находится раствор, концентрация которого измеряется, в другом — раствор с известной концентрацией. Электролитический ключ — это трубка, заполненная раствором KCl и закрытая с двух сторон полупроницаемыми пробка-

ми из ваты или асбеста. ЭДС преобразователя E , измеряемая между двумя электродами, определяется неизвестной концентрацией.

Большое значение имеет определение концентрации ионов водорода H^+ в растворах. Чистая дистиллированная вода, хотя и немного, но диссоциирована на ионы. Согласно закону действующих масс и вследствие малой диссоциации воды ионное произведение воды

$$k = a_{H^+} \cdot a_{OH^-}, \quad (4.155)$$

где a_{H^+} и a_{OH^-} — концентрация ионов H^+ и OH^- , выраженные в моль/л.

Ионное произведение воды — величина постоянная, при $22^\circ C$ равная 10^{-14} . Если в воде растворить кислоту, то при диссоциации ее молекул концентрация ионов H^+ возрастает и, следовательно, уменьшается концентрация ионов OH^- . Растворение оснований изменяет концентрации H^+ и OH^- противоположным образом. Концентрация ионов водорода характеризует кислотность раствора. Кислотность влияет на протекание многих химических реакций и биохимических процессов. Единицей ее измерения служит водородный показатель

$$pH = -\lg a_{H^+}. \quad (4.156)$$

В качестве примера в табл. 4.3 приведены величины pH для различных концентраций соляной кислоты и едкого натра.

Приборы, служащие для измерения водородного показателя, называются *pH-метрами*. Их первичными преобразователями служат гальванические преобразователи, в которых роль металла играет водород, роль металлических ионов — ионы H^+ .

Типичным полуэлементом pH-метра является водородный электрод 1 на рис. 4.57. Он представляет собой стеклянный сосуд с электролитом, в который погружена пластинка, покрытая мелкодисперсной платиной (платиновой чернью). Снизу на пластинку подается газообразный водород. Он адсорбируется платиной и частично в виде ионов H^+ переходит в раствор. Вследствие оставшихся на пластинке

Таблица 4.3. Таблица зависимости значений pH от концентрации растворов

Раствор электролита	Концентрация раствора, моль/л	Содержание ионов H^+ , г/л	pH
Концентрированная соляная кислота HCl	1	1	0
Концентрированная соляная кислота HCl	0,1	10^{-1}	1
Разбавленная соляная кислота HCl	0,0001	10^{-4}	4
Чистая вода (нейтральный раствор)	—	10^{-7}	7
Разбавленная щелочь NaOH	0,0001	10^{-10}	10
Разбавленная щелочь NaOH	0,01	10^{-12}	12

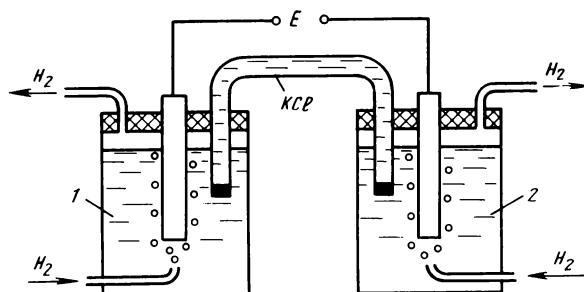


Рис. 4.57

электронов она имеет отрицательный потенциал относительно раствора. Для измерения кислотности используют два полуэлемента. Один полуэлемент 1 заполняется электролитом с известной концентрацией, другой 2 — электролитом, значение pH которого нужно измерить. Развиваемая между электродами разность потенциалов E определяется выражением

$$E = CT \ln [(a_{H^+})_x / (a_{H^+})_0], \quad (4.157)$$

где C — постоянная; T — температура, К, $(a_{H^+})_x$ — измеряемая концентрация ионов H^+ ; $(a_{H^+})_0$ — концентрация ионов H^+ образцового раствора.

Если в качестве образцового используется раствор с нормальной концентрацией ионов H^+ (1 г/л) и измерение производится при 18 °С, то разность потенциалов

$$E_{12} = 0,058 \ln (a_{H^+})_x = -0,058 pH. \quad (4.158)$$

Водородный электрод позволяет измерять pH в пределах от 0 до 14 с высокой точностью. Однако через преобразователь необходимо непрерывно пропускать газообразный водород. В настоящее время имеются стеклянный, хлорсеребряный и другие pH-метры, лишенные этого недостатка.

Измерение ЭДС гальванических преобразователей должно производиться при минимальном токе, поскольку при протекании тока происходит электролиз и изменяется концентрация раствора в приэлектродной области, что создает погрешность. Кроме того, при протекании тока происходит падение напряжения на довольно большом внутреннем сопротивлении преобразователя, что также вносит погрешность в измерение ЭДС. ЭДС pH-метров измеряется либо электронными вольтметрами с большим входным сопротивлением, либо с помощью потенциометров с ручным или автоматическим уравниванием.

ЭДС гальванического преобразователя зависит от температуры. Для уменьшения погрешности автоматические pH-метры имеют термокорректирующие цепи.

4.2.14. Датчики ГСП для измерения теплоэнергетических величин

Введение. В рамках Государственной системы приборов (ГСП) для измерения теплоэнергетических величин (температуры, давления, расхода жидкости или газа, уровня жидкости и др.) разработан комплект датчиков, состоящих из двух модулей. Один из них преобразует измеряемую физическую величину в силу или перемещение, другой — эту промежуточную величину в унифицированный электрический сигнал постоянного тока.

Модуль, преобразующий измеряемую величину, может быть агрегатно соединен с модулем, преобразующим силу или перемещение в унифицированный электрический сигнал. Первичный и вторичный модули образуют датчик.

Для преобразования промежуточной величины в унифицированный электрический сигнал наибольшее применение нашли электросиловой (с силовой компенсацией), дифференциально-трансформаторный и магнитомодуляционный датчики.

Датчики ГСП с электросиловым преобразователем (с силовой компенсацией). Схема датчика приведена на рис. 4.58. Сила F , разви-

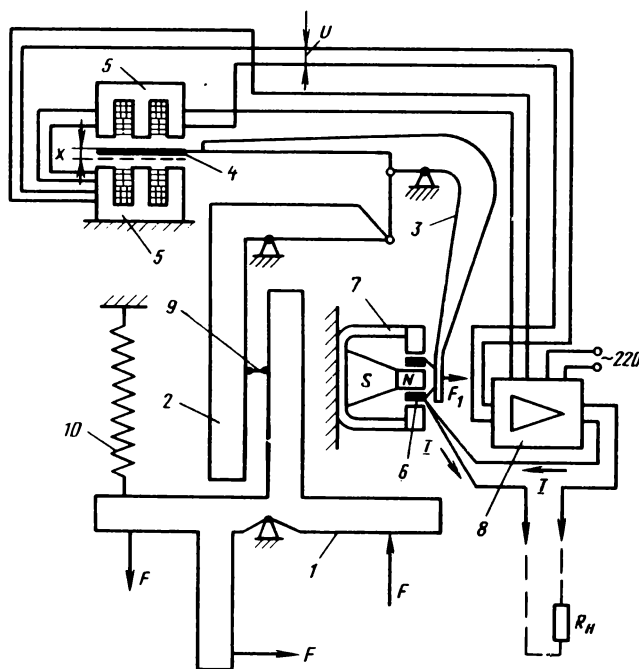


Рис. 4.58

ваемая первичным преобразователем (модулем), через рычажную систему, состоящую из рычагов 1, 2, передается на рычаг 3. На этом рычаге смонтирован сердечник 4 дифференциально-трансформаторного преобразователя 5 и катушка 6 магнитоэлектрического обратного преобразователя 7. Рычажная система преобразует силу F в силу $F_1 = kF$, приведенную в катушке 6. Коэффициент k равен передаточному отношению рычажного механизма. Сила F_1 вызывает перемещение якоря дифференциально-трансформаторного преобразователя x . При этом на его выходе появляется напряжение $U = k_1 x$. Напряжение усиливается усилителем 8 и преобразуется в ток $I = k_1 k_2 x = S_1 x$, где S_1 — чувствительность прямого преобразователя, k_2 — коэффициент усиления усилителя. Ток проходит через сопротивление нагрузки R_N и обмотку преобразователя обратной связи 6. Под действием тока обратный преобразователь развивает силу, пропорциональную току I и стремящуюся уменьшить перемещение x :

$$F_{oc} = S_2 I = S_1 S_2 x = Wx, \quad (4.159)$$

где S_2 — чувствительность обратного преобразователя.

Обратный преобразователь развивает силу, аналогичную силе упругости обычной пружины, коэффициент W характеризует ее жесткость.

Сила F_1 перемещает сердечник до тех пор, пока она не уравнивается силой обратного преобразователя F_{oc} . Выходной ток преобразователя

$$I = F_{oc} / S_2 = F_1 / S_2 \quad (4.160)$$

при равновесии пропорционален силе F_1 .

Структурная схема преобразователя может быть представлена, как показано на рис. 4.5. В § 4.1.4 было показано, что если $W = S_1 S_2 \gg \gg 1$, то характеристика преобразователя полностью определяется преобразователем обратной связи. Изменение характеристик прямого преобразователя I мало влияет на характеристики сложного преобразователя с обратной связью. Погрешность сложного преобразователя (4.49) в основном определяется погрешностью преобразователя 2 обратной связи. Когда требуется линейная функция преобразования сложного преобразователя силы в унифицированный электрический сигнал, в качестве преобразователя 2 применяется магнито-электрический преобразователь. Известно, что он является наиболее точным электромеханическим обратным преобразователем с линейной функцией преобразования.

В некоторых случаях, например для построения расходомеров с сужающими устройствами, требуется функция преобразования $I = k\sqrt{F_1}$. В этом случае в качестве обратного применяется электромагнитный преобразователь. При фиксированном перемещении якоря его функция преобразования имеет вид

$$F_{oc} = k_{oc} I^2. \quad (4.161)$$

Поскольку при равновесии подвижной части $F_1 = F_{oc}$, то

$$I = \sqrt{k_{oc} F_1} = k \sqrt{F_1}, \quad (4.162)$$

где $k = \sqrt{k_{oc}}$.

Чувствительность преобразователя силы (см. рис. 4.58) может в случае необходимости изменяться при настройке в некоторых пределах. Это изменение производится путем изменения передаточного отношения рычажного механизма посредством перемещения подвижной опоры 9 вдоль Г-образного рычага 2. Предел изменения входной силы F можно изменять от 5 до 50 Н. Для коррекции нулевого положения подвижной системы и для балансировки веса деталей и узлов, присоединенных к преобразователю, имеется регулировочная пружина 10.

Диапазон изменения выходного тока составляет 0–5 или 0–20 мА. Основная приведенная погрешность не превышает $\pm 0,4$ или $\pm 0,6$ %. Погрешность не выходит за пределы основной, если сопротивление линии связи между преобразователем и нагрузкой не превышает 1 кОм. Включив в качестве сопротивления нагрузки резистор с номинальным значением 2 кОм или 500 Ом, можно получить унифицированное значение выходного сигнала с предельным значением 10 В.

На основе электросилового датчика, агрегатно подсоединяя к нему различные первичные модули, образуют датчики большого числа различных физических величин. Наиболее широкий ряд образован различными датчиками давления или разрежения: датчиками абсолютного (барометрического) и избыточного давления, разности давлений. Датчики разности давлений могут использоваться для измерения напора жидкости или газа в трубах или тяги в дымоходах. В этом случае они называются *датчиками напорометров* или *тягомеров*.

Перечисленные датчики имеют линейную функцию преобразования. Датчики разности давления могут использоваться в расходомерах с сужающим устройством. В этом случае датчик разности давлений называется *датчиком расходомера*. Он имеет функцию преобразования (см. § 4.3.3)

$$I = k\sqrt{(p_1 - p_2)}, \quad (4.163)$$

где k — коэффициент пропорциональности; p_1 и p_2 — давление до и после сужающего устройства.

Первичными измерительными преобразователями в перечисленной группе датчиков служат сильфоны или упругие манометрические трубки. Когда в них подается давление, они деформируются и развивают силу, воздействующую на рычаг 1 . Эта сила компенсируется силой, развиваемой электросиловым преобразователем. Диапазоны измерения датчиков давления лежат в пределах от 400 Па до 10^6 кПа, классы точности 0,6 и 1,0.

На основе электросилового преобразователя разработан ряд буйковых уровнемеров. Принципиальная схема уровнемера типа УБ-Э приведена на рис. 4.59, где применены те же цифровые обозначения, что и на рис. 4.58. Буюк 11 представляет собой цилиндр, погруженный в резервуар, уровень жидкости в котором нужно измерить. Эффективный вес буйка зависит от уровня его погружения, поскольку на него действует выталкивающая сила жидкости. Эффективный вес буйка с помощью рычажной системы приводится к Т-образному рычагу 1 электросилового преобразователя и уравнивается им. Начальный вес подвижной системы уровнемера уравнивается противовесом 12 . Коррекция нуля прибора осуществляется изменением натяга пружины 10 . Диаметр буйка может изменяться от 140 до 6 мм, длина — от 0,04 до 16 м.

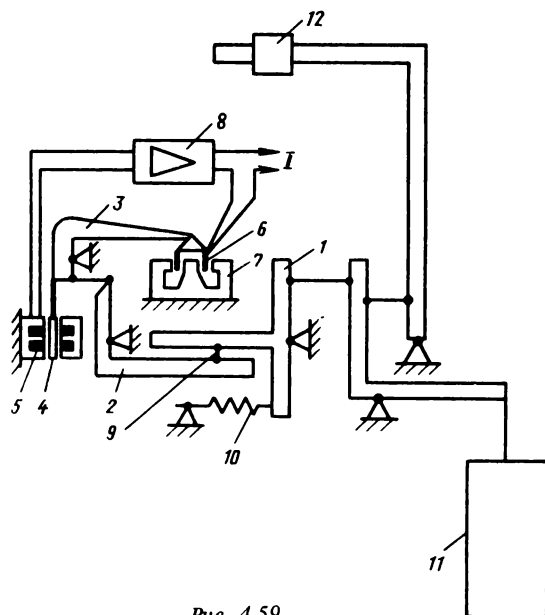


Рис. 4.59

В уровнемерах этого типа верхний предел измерения уровня жидкости может изменяться от 0,02 до 16 м. Класс точности прибора с диапазоном измерения до 1 м составляет 1,0 или 1,5. При большем пределе измерения он составляет 1,5.

Датчики с электросиловыми преобразователями используются и для измерения температуры (подобно манометрическим термометрам). В зоне, где необходимо измерить температуру, помещается баллон с определенным газом или жидкостью. Баллон с помощью капилляра соединяется с манометрическим элементом датчика давления. При изменении температуры изменяется давление в баллоне, капилляре и в манометрическом элементе. Изменение давления вызывает изменение выходного тока электросилового преобразователя. Диапазон измерения таких манометрических приборов лежит в пределах от 0–25 до 0–300 °С. Имеются приборы с диапазоном от –50 до +150 °С. Класс точности термометра может быть 1,0; 1,5; 2,5. Длина капилляра не превышает 2,5 м.

Дифференциально-трансформаторные датчики. В датчиках рассматриваемого типа модуль, образующий унифицированный электрический сигнал, состоит из дифференциально-трансформаторного преобразователя и электронного блока. Структурная схема модуля приведена на рис. 4.60. Входной величиной модуля является перемещение ферромагнитного якоря.

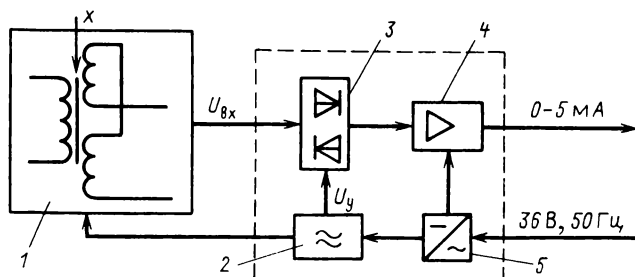


Рис. 4.60

Дифференциально-трансформаторный преобразователь 1 питается напряжением прямоугольной формы от электронного генератора 2. При достаточно большой индуктивности обмоток преобразователя 1 и достаточно большой частоте питающего напряжения токи в обмотках изменяются линейно, а выходное напряжение дифференциально-трансформаторного датчика имеет форму, близкую к прямоугольной. Амплитудное значение напряжения пропорционально смещению x якоря относительно нулевого положения. В зависимости от знака смещения это напряжение может быть в фазе или в противофазе с питающим напряжением.

Выходное напряжение преобразователя 1 подается на фазочувствительный выпрямитель 3. Это управляемый выпрямитель, причем полярность выпрямленного напряжения зависит от совпадения или несовпадения фаз входного напряжения $U_{вх}$ и управляющего U_y . Управляющее напряжение подается от генератора 2 и имеет постоянную фазу. Фаза входного напряжения изменяется на 180° при изменении знака смещения якоря. Напряжение на выходе фазочувствительного выпрямителя пропорционально смещению якоря и имеет полярность, зависящую от его направления. Это напряжение усиливается усилителем 4 и преобразуется в унифицированный токовый сигнал $0-5$ мА. Для увеличения стабильности усилитель имеет отрицательную обратную связь. Изменением глубины обратной связи регулируется максимальное значение выходного тока. Все элементы схемы питаются от сети переменного тока через источник стабилизированного напряжения 5.

На основе описанного датчика выпускается семейство датчиков давления и перепада давления, аналогичное семейству датчиков давления и перепада давления с силовой компенсацией. Зависимость тока от измеряемой величины линейная. Класс точности может быть от 0,6 до 1,5. Сопротивление линии связи может быть любым в пределах $2,5$ кОм. Достоинством датчиков является большой срок службы, который составляет 10 лет.

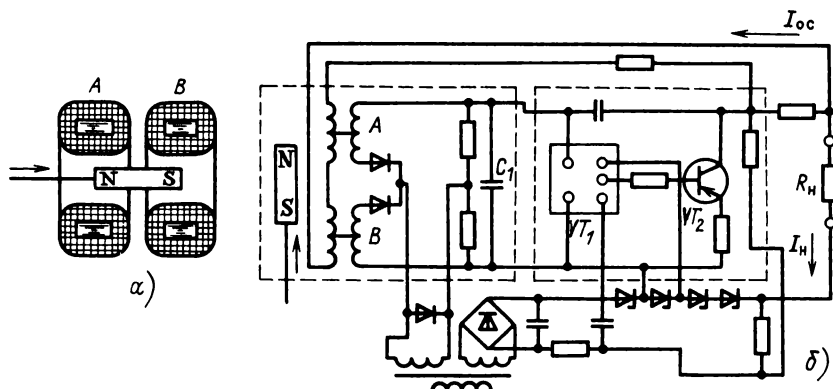


Рис. 4.61

Магнитомодуляционные датчики. Схема модуля с магнитомодуляционным преобразователем приведена на рис. 4.61. Он состоит из магнитомодуляционного преобразователя (рис. 4.61, а) и электронного блока (рис. 4.61, б). Магнитомодуляционный преобразователь имеет две катушки, намотанные на кольцевые ферромагнитные сердечники. Соосно с катушками в соответствии со значением измеряемой величины перемещается постоянный магнит $N-S$. Его перемещение вызывает изменение индукции в сердечниках катушек и, следовательно, индуктивности катушек. Например, при перемещении сердечника вправо индукция в катушке A уменьшается, а в катушке B возрастает. При этом в соответствии с кривой намагничивания магнитная проницаемость сердечника катушки A возрастает, а у сердечника B падает. Это вызывает увеличение индуктивности катушки A и уменьшение индуктивности катушки B . Катушки A и B включены в схему моста переменного тока с выпрямителем. Выпрямленное напряжение на конденсаторе C_1 пропорционально перемещению магнита, а его полярность зависит от направления перемещения. Это напряжение усиливается усилителем постоянного тока, построенного на интегральном усилителе VT_1 и транзисторе VT_2 , и преобразуется в ток, который через линию дистанционной передачи поступает в сопротивление нагрузки R_H . Ток I_{oc} , пропорциональный току нагрузки I_H , поступает в обмотку обратной связи, размещенную на магнитопроводе магнитомодуляционного преобразователя. Созданный этим током магнитный поток компенсирует изменение магнитного потока, вызванное перемещением постоянного магнита, т. е. обеспечивает действие обратной связи. Благодаря этой связи уменьшается погрешность, вызванная нестабильностью усилителя, гистерезисом магнитомодуляционного преобразователя и другими причинами.

Сопротивление нагрузки R_H вместе с сопротивлением линии связи для преобразователей с диапазоном изменения тока $I_H = 0 \div 5$ мА не должно превышать 2,5 кОм, а для преобразователей с $I_H = 0 \div 20$ мА не должно превышать 1 кОм.

Магнитомодуляционные преобразователи используются для построения датчиков давления и разности давлений, аналогичных датчикам с электросиловым преобразователем.

Основная приведенная погрешность не превышает 0,6; 1,0 или 2,5 %.

4.3. ИЗМЕРЕНИЕ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

4.3.1. Измерение основных механических величин

Измерение перемещений. Для измерения линейных или угловых перемещений могут использоваться рассмотренные выше реостатные, индуктивные, трансформаторные и емкостные преобразователи. Схема индуктивного прибора для измерения линейных перемещений показана на рис. 4.62. Перемещение стержня 1 передается стальному рычагу 2, шарниром которого служит плоская пружина 3. Рычаг является якорем дифференциального индуктивного преобразователя 4. Для измерения перемещений корпус датчика закрепляется неподвижно, а стержень 1 приводится в соприкосновение с перемещающейся деталью 5. Стержень 1 оканчивается сферической поверхностью высокой твердости (закаленный шарик) 6. Этот шарик обеспечивает стабильный контакт стержня с деталью. Чтобы контакт не нарушался, стержень прижимается к детали пружиной 7. Винт 8 служит для регулирования силы прижатия F . При измерении постоянных и медленно изменяющихся перемещений сила должна быть достаточной для преодоления трения.

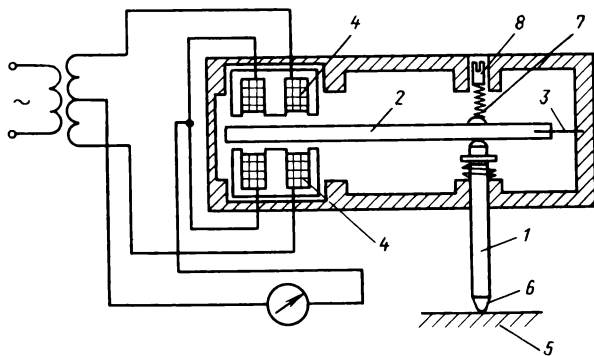


Рис. 4.62

При измерении быстрых перемещений сила должна быть увеличена. Для того чтобы контакт стержня с деталью не нарушался, сила должна быть такой, чтобы ускорение стержня 1, вызываемое силой пружины, было больше возможного ускорения a_d детали, перемещение которой измеряется:

$$F/m > a_d, \quad (4.164)$$

где m — масса подвижной части датчика, приведенная к стержню 1.

При присоединении подвижной части датчика к движущейся детали возрастает движущаяся масса и, кроме того, на движущуюся деталь начинает действовать дополнительная сила пружины 7. Эти факторы могут изменить движение детали и тем самым вызвать погрешность. Для уменьшения влияния датчика на характер движения стержень 1 жестко или шарнирно прикрепляется к рычагу 2 и детали 5, а пружина 7 исключается. При таком измерении нужна тщательная установка датчика, поскольку малейшие перекосы и несоответствие направления движения детали 5 номинальному направлению движения стержня 1 может привести к большой погрешности и даже поломке датчика. При плохой установке воздействие датчика на характер измеряемого движения возрастает.

Дальнейшее уменьшение влияния на характер движения детали можно получить, если сделать движущуюся деталь частью преобразователя. Например, если деталь стальная, то ее можно использовать в качестве якоря индуктивного преобразователя. Однако при этом может быть сильно затруднена градуировка и поверка прибора.

Из рассмотренных выше преобразователей наименьшее влияние на характер движения детали оказывает емкостный преобразователь.

Датчики, подобные показанному на рис. 4.62, используются для контроля размеров в машиностроении. Известно, что реальные размеры деталей отличаются от номинальных заданных. Отличие реальных размеров от номинальных и измеряется описываемыми приборами. На рис. 4.63 приведен пример одного из таких приборов. Датчик 1 смонтирован на стойке 2 и при наладке прибора может по ней перемещаться. Он устанавливается на такой высоте, чтобы нулевой отсчет прибора соответствовал номинальному размеру детали 3. Диапазон измерения таких микрометров обычно не превышает 1 мм.

Измерение толщины. Для измерения толщины деталей, имеющих небольшие габариты, могут применяться микрометры, схематически показанные на рис. 4.63. При больших габаритах деталей используются другие методы и приборы, причем часто входной величиной является некоторая физическая величина, функционально связанная с толщиной. Эта функция определяется не только толщиной, но и свойствами материала, из которого изготовлена деталь.

Для измерения толщины немагнитных покрытий на ферромагнитном материале могут использоваться индуктивные или трансформатор-

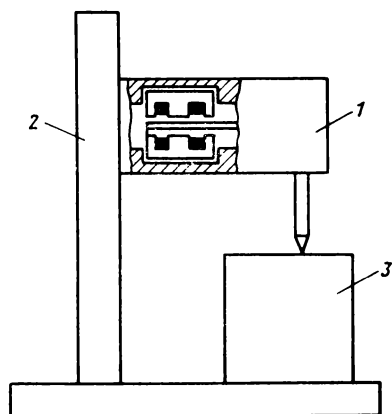


Рис. 4.63

ные преобразователи. Они состоят из катушек, расположенных на разомкнутых П- или Ш-образных ферромагнитных сердечниках. Полюса сердечника прижимаются к покрытию, толщина которого измеряется. Изменение толщины приводит к изменению магнитного сопротивления преобразователя и его индуктивности или взаимной индуктивности. Прибор типа МТ-30Н, реализующий этот принцип измерения, имеет диапазон измерения толщины покрытия 0—1000 мкм, его основная погрешность не превышает $\pm 5\%$.

Аналогичным методом можно измерять и толщину стального листа.

При этом полюса сердечников должны накладываться на лист по возможности без зазоров. Для уменьшения погрешности применяют дифференциальные схемы, как показано на рис. 4.64. Полюса одного трансформаторного преобразователя прижимают к стальному листу, толщина которого δ измеряется, полюса другого — к образцовому, имеющему номинальную толщину δ_0 . При таком включении измеряется отклонение толщины листа от номинального размера.

Для измерения толщины диэлектрической ленты может быть использован емкостный датчик, схематически показанный на рис. 4.65. Он представляет собой плоский конденсатор, между неподвижными обкладками 1 которого с помощью роликов 2 протягивается диэлектрическая, например резиновая, лента 3. Преобразователь эквивалентен двум последовательно включенным конденсаторам. У одного из них C_d , пространство между обкладками заполнено диэлектриком с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r \epsilon_0$, расстояние между ними равно толщине ленты δ_d . Другой конденсатор C_v — воздушный, и рас-

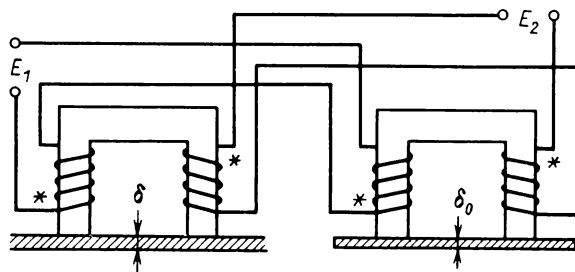


Рис. 4.64

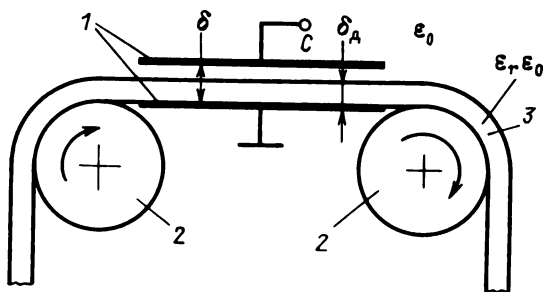


Рис. 4.65

стояние между его обкладками равно $\delta - \delta_d$; δ — расстояние между обкладками преобразователя. Емкость преобразователя

$$C = C_B C_D / (C_B + C_D) = \epsilon_r \epsilon_0 Q / [\delta \epsilon_r - \delta_d (\epsilon_r - 1)], \quad (4.165)$$

где Q — площадь обкладок.

Входной величиной преобразователя служит произведение $\delta_d (\epsilon_r - 1)$. Из этого следует, что прибор может быть проградуирован в единицах толщины только тогда, когда диэлектрическая проницаемость материала постоянна. Диэлектрическая проницаемость может изменяться, например, при изменении влажности гигроскопических материалов, поскольку диэлектрическая проницаемость воды $\epsilon_{H_2O} = 81$ значительно больше, чем у обычных диэлектриков.

Погрешность возникает также вследствие увеличения диэлектрических потерь с увеличением влажности.

Для измерения толщины листового материала могут использоваться ионизационные датчики. При этом источник излучения и ионизационный преобразователь ставят по разные стороны листа. С изменением толщины меняется интенсивность прошедшего через него излучения и показания прибора.

При прохождении γ -излучения или β -частиц через вещество толщиной x интенсивность уменьшается по экспоненциальному закону

$$J = J_0 e^{-\mu x}, \quad (4.166)$$

где J_0 — интенсивность при отсутствии вещества, ослабляющего излучение; μ — линейный коэффициент ослабления.

Экспериментально установлено, что линейный коэффициент ослабления пропорционален плотности вещества ρ :

$$\mu = \mu_M \rho, \quad (4.167)$$

где μ_M — коэффициент ослабления по массе.

Используя (4.167), получим

$$J = J_0 e^{-\mu_m \rho x}. \quad (4.168)$$

Ослабление излучения определяется плотностью вещества и не зависит от рода вещества и его состояния. Из (4.168) следует, что входной величиной ионизационных толщиномеров является произведение ρx . Градуировка прибора, предназначенного для измерения толщины одного материала, может быть пересчитана для измерения толщины другого.

Массовый коэффициент ослабления μ_m зависит от вида излучения и его энергии. Высокой проникаемостью обладает γ -излучение, применяемое для измерения толщины листов тяжелых металлов и листов большой толщины. Проникающая способность β -частиц меньше. Они используются для измерения тонких листов легких металлов, например алюминия, а также таких материалов, как бумага, текстиль, кожа. Приборы, использующие β -частицы, могут применяться для измерения толщины в пределах $\rho x = 1,3 \text{ г/см}^2$, толщина алюминия при этом 4,5 мм.

Измерение уровня жидкости. Измерение уровня жидкости в резервуаре обычно требуется для определения ее количества. Приборы для его измерения можно разделить на две группы: уровнемеры с поплавком постоянного погружения и уровнемеры, основанные на использовании физических свойств жидкости. Показания приборов первой группы мало зависят от вида и свойств жидкости.

Датчики уровнемеров первой группы имеют поплавок, плавающий на поверхности жидкости, и преобразователь его вертикального перемещения в электрическую величину. На рис. 4.66 показана упрощенная схема уровнемера с реостатным преобразователем. Изменение уровня жидкости с помощью поплавка 1 и рычага 2 преобразуется в изменение положения движка реостатного преобразователя 3. Это изменяет токи I_1 и I_2 в обмотках логометрического измерительного механизма 4. Последний градуируется в единицах уровня или количества жидкости. Если поплавок имеет постоянное сечение Q , то сила, выталкивающая его из жидкости,

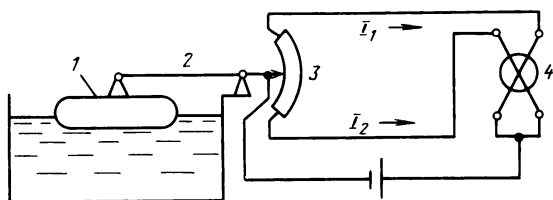


Рис. 4.66

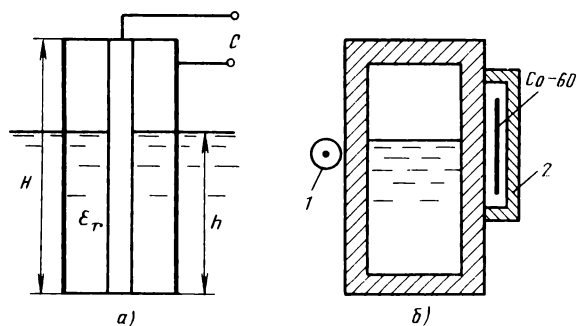


Рис. 4.67

$$F = \gamma x Q, \quad (4.169)$$

где γ — плотность жидкости; x — глубина погружения поплавка.

Сила F уравнивается весом G подвижной части датчика, приведенным к поплавку. Глубина погружения при этом

$$x = G/\gamma Q. \quad (4.170)$$

Изменение плотности жидкости изменяет глубину погружения и создает абсолютную погрешность измерения уровня

$$\Delta x = (dx/d\gamma) \Delta \gamma = -(G/Q\gamma^2) \Delta \gamma. \quad (4.171)$$

Эта погрешность систематическая и может быть скорректирована введением поправки. Погрешность может быть уменьшена путем уменьшения веса поплавка G и увеличения его сечения Q .

Вторая группа уровнемеров более разнообразна по принципу действия. Широко применяются приборы с поплавком переменного погружения (буйковые уровнемеры). Входной величиной такого уровнемера является изменение веса жидкости, вытесненной поплавком (выталкивающая сила). Приборы ГСП этого типа описаны в § 4.2.14.

Так же широко используются емкостные уровнемеры. Преобразователем в таком уровнемере служат два параллельных электрода, погруженных в резервуар, в котором измеряют уровень жидкости. На рис. 4.67, а показана схема уровнемера с цилиндрическими электродами. Емкость преобразователя эквивалентна параллельному соединению двух цилиндрических конденсаторов, один из которых заполнен жидкостью с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_r и имеет высоту h , другой имеет высоту $H - h$ и свободен от жидкости. Емкость преобразователя

$$C = C_0 (\epsilon_r h + H - h) = C_0 [H + h (\epsilon_r - 1)], \quad (4.172)$$

где C_0 — емкость единицы длины преобразователя без жидкости; H — высота электродов; h — высота уровня жидкости в преобразователе. Входной величиной емкостного уровнемера является произведение $h(\epsilon_r - 1)$.

Емкостный уровнемер типа РУС предназначен для измерения уровня диэлектрических и электропроводных жидкостей. Его датчик преобразует измеряемый уровень жидкости в унифицированный выходной сигнал постоянного тока. Для работы с электропроводными жидкостями используются электроды, выполненные в виде проводов с фторопластовой изоляцией, для измерения уровня неэлектропроводных — неизолированные электроды, выполненные в виде коаксиальных труб, гибких тросиков, стальных лент. Диапазоны измерения лежат в пределах от 0—0,4 до 0—20 м. Классы точности — 0,5; 1,0; 1,5; 2,5.

Для измерения уровня агрессивных жидкостей, а также если жидкость находится при высокой температуре или давлении, могут использоваться радиоактивные уровнемеры. В качестве примера на рис. 4.67, б приведена схема уровнемера ИУ-3. Уровнемер имеет источник γ -излучения в виде проволоки 2, содержащей радиоактивный изотоп кобальт-60, и ионизационный преобразователь 1 (счетчик Гейгера—Мюллера), расположенные по разные стороны резервуара. Работа прибора основана на изменении поглощения γ -излучения при изменении уровня жидкости. С повышением уровня, когда жидкость входит в пространство между источником 2 и счетчиком 1, излучение, попадающее на счетчик, уменьшается. Для расширения диапазона измерения могут быть использованы несколько счетчиков, расположенных на высоте резервуара. Входной величиной данного уровнемера является произведение плотности жидкости на длину пути частицы от источника до преобразователя.

Уровнемеры второй группы могут применяться для измерения уровня самых разнообразных жидкостей. Однако при изменении жидкости уровнемер должен быть переградуирован, поскольку градуировка зависит от ее свойств.

Измерение силы. Для непосредственного измерения силы могут применяться магнитоупругие и пьезоэлектрические датчики. Принцип действия и свойства этих датчиков рассмотрены выше. В качестве датчиков силы эти преобразователи имеют ряд особенностей, ограничивающих их применение.

В магнитоупругих датчиках имеет место преобразование силы в механическое напряжение и механического напряжения в изменение магнитной проницаемости. Для большего изменения последней нужно создать в магнитопроводе значительные механические напряжения по всему сечению магнитопровода. Это возможно при измерении больших величин сил. Диапазон измерения магнитоупругих динамометров обычно составляет $10^5 - 10^6$ Н и более, хотя имеются приборы и с меньшим диапазоном измерения ($4 \cdot 10^2$ Н). Другой особенностью является невысокая точность этих приборов.

Применение пьезоэлектрических динамометров ограничивается измерением динамических сил. Постоянные и медленно изменяющиеся силы этими приборами измеряться не могут. Недостатком пьезоэлектрических динамометров является трудность их градуировки в статических условиях.

Наибольшее применение нашли динамометры с промежуточным преобразованием силы в перемещение. В качестве такого преобразователя служит пружина. Ее деформация x пропорциональна приложенной силе F :

$$x = F/C, \quad (4.173)$$

где C — жесткость пружины.

Перемещение преобразуется в электрическую величину с помощью реостатного, индуктивного или другого преобразователя перемещения. В качестве примера на рис. 4.68 представлен дифференциально-трансформаторный датчик динамометра. Он имеет кольцевую динамометрическую пружину 1, к которой посредством шарнирных соединений 2, 3 прикладывается растягивающая сила. Внутри пружины на нижней ее части смонтированы два магнитопровода 4, 5 дифференциально-трансформаторного преобразователя; якорь преобразователя 6 соединен с верхней частью пружины. При действии растягивающей силы якорь перемещается между полюсами магнитопроводов. Его перемещение преобразуется в электрическое напряжение.

В измерительной практике находят применение также динамометры с промежуточным преобразованием силы в деформацию материала. Сила воздействует на упругий элемент, создает в нем механические напряжения и деформирует его. Преобразование деформации материала в электрическую величину производится тензорезистором. В последнее время в датчиках силы для весоизмерительной техники широко используются параллелограммные упругие элементы (рис. 4.69). При действии силы F в ослабленных сечениях $A-A$ и $B-B$ появляются упругие деформации: в сечении $A-A$ — деформация растяжения, в сечении $B-B$ — сжатия. Деформация упругого элемента с помощью тензорезисторов преобразуется в электрический сигнал. Тензорезисторы $R_1 - R_4$ включаются в мостовую цепь. Применение четырех наклеенных на один упругий чувствительный элемент тензорезисторов увеличивает чувствительность моста и уменьшает температурную погрешность прибора. Достоинством параллелограммного упругого элемента является его хорошая защищенность от поперечных сил, внецентренного приложения силы, изгибающих и вращающих моментов.

Силоизмерительные тензорезисторные датчики ГСП должны удовлетворять требованиям ГОСТ 15077-78.

На использовании тензорезисторов основан принцип действия устройства типа 1ЭВУ9, которое предназначено для автоматического

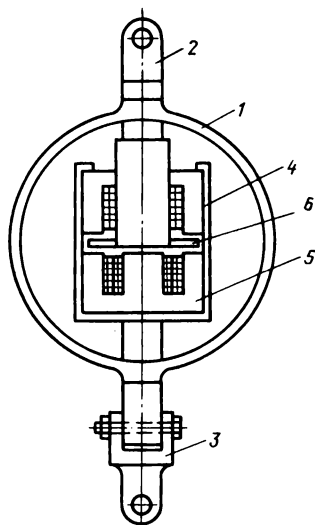


Рис. 4.68

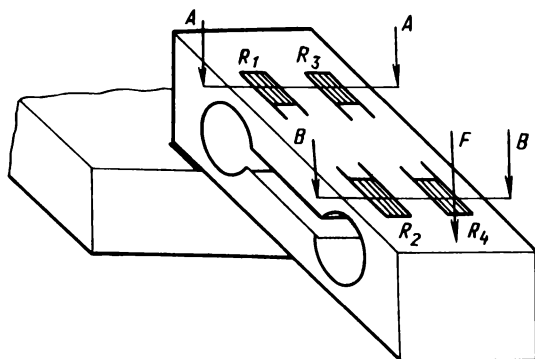


Рис. 4.69

измерения массы. В различных модификациях диапазон измерения изменяется от 0,030–1,6 до 0,16–8 т. Класс точности 1,0.

Градировка и поверка динамометров производится с помощью образцовых мер силы. В качестве этих мер служат гири. Вес гири (сила тяжести)

$$P = mg, \quad (4.174)$$

где m — масса; g — ускорение свободного падения.

Для точного определения силы тяжести необходимо знать значение g в месте поверки динамометра.

Измерение давлений. Приборы для измерения давления — манометры — можно разбить на три группы. Первую группу составляют жидкостные манометры. Эти приборы имеют два сообщающихся сосуда, заполненных жидкостью. На поверхность жидкости в одном сосуде действует измеряемое давление. Это изменяет уровень жидкости в другом. Разность уровней Δh пропорциональна разности давлений $p_1 - p_2$, действующих в одном и другом сосуде:

$$\Delta h = (p_1 - p_2) / \rho g, \quad (4.175)$$

где ρ — плотность жидкости; g — ускорение силы тяжести.

Жидкостный манометр является дифференциальным манометром, измеряющим разность давлений. Однако с его помощью можно произвести и другие измерения давления. Если во втором сосуде над жид-

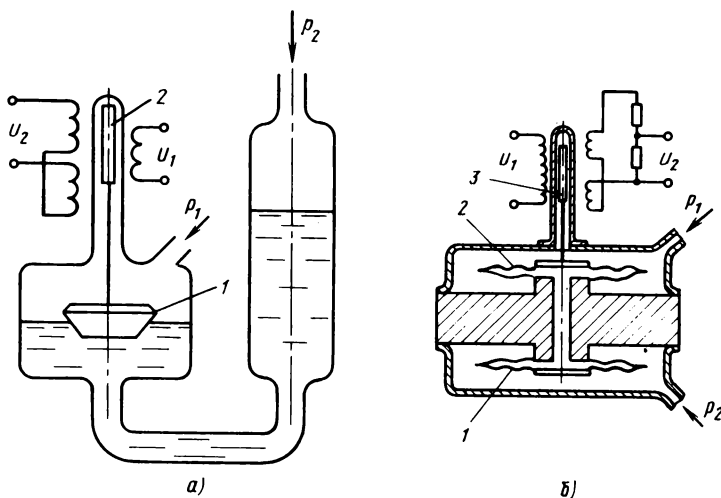


Рис. 4.70

костью создан вакуум, то манометр измеряет абсолютное давление p_a . Если второй сосуд соединен с атмосферой, то прибор измеряет избыточное давление $p_{и}$. Если измеряемое абсолютное давление p_a меньше атмосферного $p_{ат}$, то разность уровней будет пропорциональна вакууму p_v :

$$\Delta h = (p_a - p_{ат}) / \rho g. \quad (4.176)$$

В электрических жидкостных манометрах изменение уровня жидкости преобразуется в электрическую величину. На рис. 4.70,а показана схема дифференциально-трансформаторного поплавкового датчика разности давлений ДПЭМ-2. В этом датчике уровень жидкости с помощью поплавка постоянного погружения 1 преобразуется в перемещение плунжера дифференциально-трансформаторного преобразователя 2 с последующим преобразованием в ЭДС. Заполнителем могут быть вазелиновое или трансформаторное масло, вода, ртуть.

Ко второй группе относятся пружинные манометры. В этих манометрах измеряемое давление подается в манометрическую пружину и деформирует ее на величину (перемещение), пропорциональную давлению. В качестве манометрической пружины используются сильфон, мембрана или трубчатая пружина (трубка Бурдона). Деформация пружины с помощью преобразователя перемещения преобразуется в электрическую величину. На рис. 4.70,б показана схема дифференциально-трансформаторного датчика разности давления типа ДМ. Давления p_1 и p_2 подаются в камеры, содержащие мембранные коробки 1, 2.

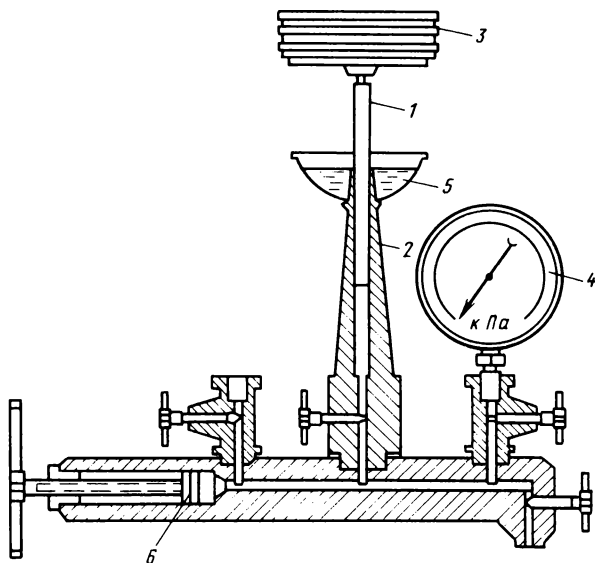


Рис. 4.71

Полости коробок сообщаются и заполнены дистиллированной водой. Измеряемая разность давлений деформирует коробки и перемещает плунжер дифференциально-трансформаторного преобразователя 3. Перемещение плунжера, следовательно, и выходная ЭДС пропорциональны разности давлений. Диапазоны измерения таких дифференциальных манометров лежат в пределах от 1,6 до 630 кПа. Основная погрешность в комплекте с вторичным прибором не превышает $\pm 2\%$.

Работа манометров третьей группы основана на изменении свойств газа (плотности, теплопроводности, ионизационного тока и т. д.) под действием давления. Изменение свойств газа преобразуется в изменение электрической величины. Манометры этой группы в основном служат для измерения абсолютного давления и с успехом применяются для измерения вакуума.

Градуйровка и поверка манометров производятся с помощью грузопоршневого манометра (рис. 4.71). Он представляет собой гидравлическую систему, давление в которой создается поршнем 1, вставленным в цилиндр грузовой колонки 2. Поршень нагружается дисковыми гирями 3. Давление

$$p = G/Q, \quad (4.177)$$

где G — вес поршня с гирями, Q — площадь сечения поршня. В гидравлическую систему включается поверяемый манометр 4. Грузопоршне-

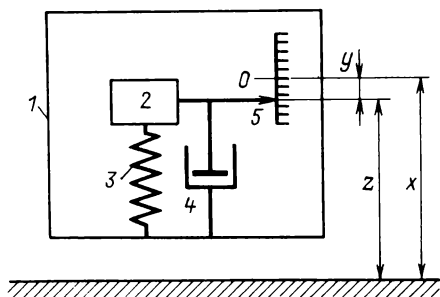


Рис. 4.72

вой манометр заполняется трансформаторным маслом через воронку 5. Для регулирования высоты поршня с гирями имеется вспомогательный поршень 6, который вытесняет масло из своего цилиндра в цилиндр грузовой колонки. Для увеличения точности создания давления поршень 1 с гирями 3 приводится во вращение. При вращении значительно уменьшается трение. Образцовые грузопоршневые манометры имеют класс точности 0,05.

Измерение перемещений при вибрации. Для измерения перемещений тела при его вибрации необходимо иметь неподвижную систему отсчета. При этом перемещения измеряются с помощью любого преобразователя перемещений, связанного с колеблющимся телом и неподвижной точкой в системе отсчета. Однако в измерительной практике часто встречаются случаи, когда неподвижная точка недоступна. Таковы, например, условия измерения вибрации на движущихся транспортных средствах. На подобных объектах неподвижная точка делается искусственно с помощью сейсмического преобразователя (рис. 4.72). Он состоит из корпуса 1, установленного на объекте, вибрация которого измеряется, сейсмической массы 2, подвешенной на пружине 3, и демпфера 4, служащего для улучшения динамической характеристики преобразователя. Сейсмический преобразователь преобразует вибрационные перемещения корпуса в перемещения массы относительно корпуса. Он содержит отсчетное устройство 5 или иной преобразователь, служащий для преобразования перемещения массы в электрическую величину.

Сейсмическая масса выбирается возможно большей. В силу инерции она стремится сохранить свое положение в пространстве и служит точкой отсчета вибрационных перемещений. При вибрации корпуса пружина периодически растягивается и стремится сместить сейсмическую массу. Поскольку сила пружины пропорциональна ее жесткости, то чем меньше жесткость, тем лучше сейсмическая масса сохраняет свое положение в пространстве. Под действием пружины развивается ускорение сейсмической массы и начинается ее смещение. За время половины периода вибрации масса несколько смещается. За вторую половину периода сила пружины действует в обратную сторону и производит обратное смещение. Смещение массы является смещением "неподвижной" точки отсчета и обуславливает динамическую погрешность. С увеличением частоты измеряемой вибрации смещение массы уменьшается и уменьшается динамическая погрешность.

Для определения частотных характеристик сейсмического преобразователя и определения его динамической погрешности нужно составить дифференциальное уравнение движения сейсмической массы, найти его решение и проанализировать его. Сумма всех сил, действующих на сейсмическую массу, равна ее силе инерции

$$\Sigma F = m\ddot{z}, \quad (4.178)$$

где \ddot{z} — ускорение сейсмической массы относительно неподвижной точки (относительно абсолютной системы координат).

На массу действует сила пружины

$$F_{\text{пр}} = cy, \quad (4.179)$$

где c — жесткость пружины; y — растяжение пружины, равное смещению массы относительно корпуса.

Сила демпфирования

$$F_y = k\dot{y}, \quad (4.180)$$

где \dot{y} — скорость массы относительно корпуса; k — коэффициент демпфирования. Подставив (4.179), (4.180) в (4.178), получим

$$k\dot{y} + cy = m\ddot{z}. \quad (4.181)$$

Перемещение массы относительно абсолютной системы координат

$$z = x - y, \quad (4.182)$$

где x — измеряемое перемещение корпуса относительно неподвижной системы координат.

Учитывая (4.182), получим дифференциальное уравнение движения массы:

$$m\ddot{y} + k\dot{y} + cy = m\ddot{x}. \quad (4.183)$$

Параметрами уравнения являются конструктивные параметры преобразователя: m , k , c .

Если демпфирование отсутствует ($k = 0$) и масса совершает свободное движение внутри неподвижного корпуса ($\ddot{x} = 0$), то уравнение (4.183) имеет вид

$$m\ddot{y} + cy = 0. \quad (4.184)$$

Известно, что решение этого уравнения

$$y = Y \sin \omega_0 t. \quad (4.185)$$

Подставив решение (4.185) в (4.184), получим

$$-\omega_0^2 Y \sin \omega_0 t + (c/m) \sin \omega_0 t = 0. \quad (4.186)$$

Из этого следует, что $\omega_0 = \sqrt{c/m}$ является круговой частотой собственных колебаний массы сейсмического преобразователя.

Разделив уравнение (4.183) на m , получим

$$\ddot{y} + 2\omega_0 \beta \dot{y} + \omega_0^2 y = \ddot{x}, \quad (4.187)$$

где $\beta = k/(2\omega_0 m)$ — степень успокоения.

Величины β и ω являются вибрационными параметрами сейсмического преобразователя.

Для получения частотных характеристик положим, что корпус испытывает гармоническое колебание $x = X \sin \omega t$. В этом случае колебания массы относительно корпуса также гармонические с круговой частотой ω . Для решения задачи используем символический метод $\underline{X} = X e^{j\omega t}$, $\underline{Y} = Y e^{j\omega t} + \psi$. Подставив эти значения в (4.187), получим

$$-\omega^2 \underline{Y} + j\omega 2\beta \omega_0 \underline{Y} + \omega_0^2 \underline{Y} = -\omega^2 \underline{X}, \quad (4.188)$$

откуда

$$\underline{Y} = \underline{X} \omega^2 / [(\omega^2 - \omega_0^2) - 2j\omega \omega_0 \beta]. \quad (4.189)$$

Амплитуда и фаза колебаний массы зависят от частоты. Комплексная чувствительность (передаточная функция) преобразователя

$$S(j\omega) = \underline{Y}/\underline{X} = \omega^2 / [(\omega^2 - \omega_0^2) - 2j\omega \omega_0 \beta]. \quad (4.190)$$

Если ввести понятие относительной частоты $\lambda = \omega/\omega_0$, то (4.190) принимает вид

$$S(j\omega) = \lambda^2 / [(\lambda^2 - 1) - 2j\lambda \beta]. \quad (4.191)$$

Модуль комплексной чувствительности $|S(j\omega)|$ определяет амплитудно-частотную характеристику, т. е. зависимость чувствительности от частоты:

$$S(\lambda) = \lambda^2 / \sqrt{(\lambda^2 - 1)^2 + 4\lambda^2 \beta^2}. \quad (4.192)$$

Графики амплитудно-частотной характеристики при различных β представлены на рис. 4.73. При малых β имеется резонансный максимум, расположенный вблизи $\lambda = 1$. При $\lambda \gg 1$ чувствительность стабилизируется и становится равной 1. При этом амплитуда Y вибрации массы относительно корпуса равна амплитуде X колебаний корпуса относительно неподвижной системы координат. Относительно этой системы масса неподвижна ($z = 0$).

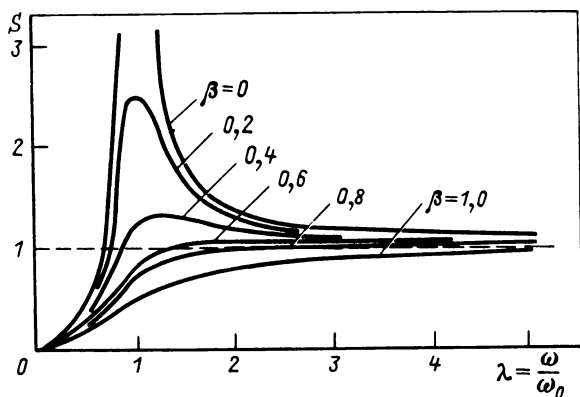


Рис. 4.73

Относительная амплитудная погрешность сейсмического преобразователя

$$\delta Y = \Delta Y/X = (Y - X)/X = S(\lambda) - 1. \quad (4.193)$$

Погрешность практически отсутствует при большой частоте ($\lambda \rightarrow \infty$) и возрастает при приближении к резонансу. При измерении простой гармонической вибрации рабочая область частот преобразователя ограничивается частотой ω_n или λ_n , при которой погрешность δY не превышает допустимой величины. Частота ω_n зависит от степени успокоения β и минимальна при $\beta = 0,6 \div 0,7$.

Часто требуется измерить сложные периодические и непериодические вибрации. Пусть корпус преобразователя испытывает перемещение $x = f(t)$. Сейсмический преобразователь работает без погрешностей, если при этом перемещение массы относительно корпуса описывается выражением $y = f(t)$. Для такой работы сейсмический преобразователь должен иметь одинаковую чувствительность, равную 1, на всех частотах, составляющих спектр измеряемой вибрации, и фазовый сдвиг между спектральными составляющими входной и выходной величин должен отсутствовать.

Эти условия часто невыполнимы. Поэтому обычно считают, что погрешность отсутствует, если перемещение массы относительно корпуса описывается выражением $y = kf(t - \tau)$, где τ — время запаздывания. Чтобы величина y удовлетворяла такому выражению, необходимо постоянство чувствительности во всем спектре измеряемой вибрации и необходимо также, чтобы в этой полосе частот фазовый сдвиг линейно возрастал при возрастании частоты. Эти условия выполняются проще, чем условия, рассмотренные ранее. Зависимость фазового сдвига

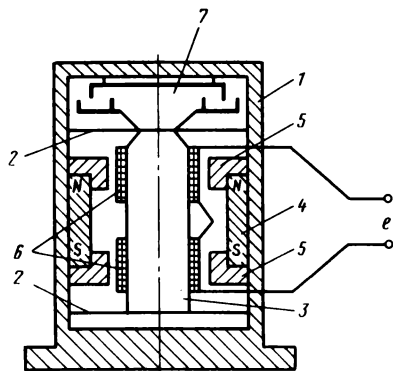


Рис. 4.74

от частоты можно получить из выражения для комплексной чувствительности

$$\varphi = \operatorname{arctg} [2\lambda\beta / (\lambda^2 - 1)]. \quad (4.194)$$

Нижняя частота спектра, при которой отсутствуют амплитудная и фазовая погрешности, зависит от степени успокоения β и минимальна при β , лежащей в диапазоне от 0,6 до 0,7.

Успокоение сейсмического преобразователя создается жидкостным,

воздушным или магнитоиндукционным демпфером. При использовании любого типа демпфера коэффициент демпфирования зависит от температуры, что затрудняет получение оптимальной величины β .

В качестве преобразователя перемещения массы относительно корпуса может использоваться реостатный, индуктивный или какой-либо иной преобразователь перемещения в электрическую величину.

Измерение скорости. Измерение скорости при малых линейных перемещениях может производиться с помощью индукционных вибродатчиков. Одна часть датчика (катушка или магнитная система с постоянным магнитом) монтируется на подвижном объекте, другая соединяется с каким-либо неподвижным объектом. ЭДС на выходе датчика пропорциональна скорости перемещения.

В качестве неподвижной точки может служить сейсмическая масса сейсмического датчика вибрации. Сейсмический датчик вибрации схематически показан на рис. 4.74. Он состоит из корпуса 1, в котором на плоских пружинах 2 укреплен ферромагнитная сейсмическая масса 3. На корпусе смонтирован кольцевой постоянный магнит 4 с полюсными наконечниками 5. Магнитный поток постоянного магнита проходит через полюса и сейсмическую массу. На последней в магнитном поле находятся две катушки 6, соединенные встречно (дифференциально). При движении сейсмической массы относительно корпуса в катушках наводится ЭДС, пропорциональная скорости ее движения. Она пропорциональна измеряемой скорости вибрации корпуса относительно неподвижной точки. Диапазон рабочих частот определяется частотными характеристиками сейсмического вибродатчика. Для улучшения частотных характеристик и уменьшения частотных погрешностей в датчике имеется воздушный демпфер 7.

Индукционный вибродатчик может использоваться также для измерения амплитуды вибрации и ее ускорения. Поскольку вибрационные перемещения равны интегралу от скорости, то для получения на-

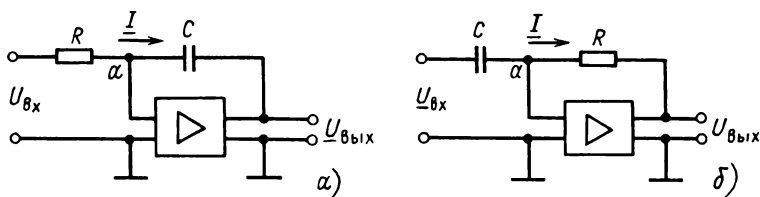


Рис. 4.75

пряжения, пропорционального перемещению, достаточно проинтегрировать выходное напряжение датчика. Интегрирование может производиться с помощью интегрирующего усилителя (рис. 4.75, а), построенного на базе операционного усилителя. Последний представляет собой стабилизированный с помощью обратной связи усилитель постоянного тока с большим коэффициентом усиления K . Он имеет большое входное сопротивление и инвертирует входное напряжение. Пусть от датчика на схему рис. 4.75, а поступает гармоническое напряжение $\underline{U}_{вх}$; под его действием через резистор R и конденсатор C течет ток \underline{I} . Можно считать, что в операционный усилитель он не ответвляется. Это обусловлено следующим. При нормальной работе усилитель не перегружается и его выходное напряжение не превосходит некоторого конечного значения, определяемого номинальным режимом. На входе усилителя напряжение в K раз меньше. При большом K можно считать, что напряжение на входе усилителя равно нулю, и входной ток усилителя отсутствует. Усилитель регулирует ток \underline{I} так, чтобы точка a была практически при нулевом потенциале. В силу этого

$$\underline{I} = \underline{U}_{вх}/R = \underline{U}_{вых}/(1/j\omega C); \quad (4.195)$$

$$\underline{U}_{вых} = \underline{U}_{вх}/j\omega RC. \quad (4.196)$$

Выходное напряжение пропорционально интегралу от входного.

Выражение (4.196) справедливо, если можно пренебречь входным сопротивлением операционного усилителя. С уменьшением частоты сопротивления конденсатора $X_C = 1/\omega C$ возрастает и становится соизмеримым с входным сопротивлением усилителя. Это вызывает погрешность. Ее относительное значение

$$\delta U_{вых} = 1/2(K\omega RC)^2. \quad (4.197)$$

Для получения напряжения, пропорционального ускорению вибрации, необходимо продифференцировать напряжение датчика. Это можно сделать с помощью дифференциального усилителя (рис. 4.75, б). Анализируя его работу аналогично предыдущему, можно получить,

что выходное напряжение дифференцирующего усилителя, пропорциональное производной от входного,

$$\underline{U}_{\text{вых}} = j\omega R C \underline{U}_{\text{вх}}. \quad (4.198)$$

При измерении скорости на больших линейных перемещениях, когда нельзя применить индукционный преобразователь, линейная скорость преобразуется в угловую. Для преобразования могут использоваться колеса и рейки с зубчатым или фрикционным соединением. Подобным же образом в угловую скорость преобразуется линейная скорость наземных транспортных средств.

Измерение ускорений. Приборы, служащие для измерения ускорения подвижных объектов, называются *акселерометрами*.

При измерении линейное ускорение обычно преобразуется в силу инерции:

$$F = ma, \quad (4.199)$$

где m — масса движущегося тела, и задача измерения сводится к задаче измерения силы.

Сила F с помощью пружины преобразуется в перемещение x , а перемещение — в электрическую величину с последующим преобразованием в отсчет прибора a .

Схема датчика ускорения аналогична схеме сейсмического датчика вибрационных перемещений (рис. 4.72).

Если измеряемое ускорение постоянно, а движение равноускоренное или равнозамедленное, то после некоторого начального переходного процесса масса, деформировав пружину, примет положение, соответствующее измеряемому ускорению. Для уменьшения длительности переходного процесса частоту собственных колебаний преобразователя выбирают много выше спектра частот, характеризующего измеряемое ускорение. Для получения высокой частоты собственных колебаний пружина преобразователя должна быть жесткой, а масса не очень большой. При этом деформация пружины незначительна и масса движется так же, как и корпус датчика. Их ускорения одинаковы, и деформация пружины пропорциональна измеряемому ускорению. Эти требования противоположны требованиям к динамическим характеристикам и конструктивным параметрам сейсмического вибродатчика.

Из сказанного следует, что для того, чтобы датчик имел малую динамическую погрешность при измерении переменных ускорений, его чувствительность $S = dx/da$ должна быть малой.

Дифференциальное уравнение движения массы (4.187) одинаково у датчиков ускорения и виброперемещений. Однако при анализе уравнения необходимо иметь в виду, что входной величиной датчика является ускорение $a = d^2x/dt^2$. При этом комплексная чувстви-

тельность

$$\underline{S}(j\omega) = \underline{Y}/(-\omega^2 \underline{X}) = -1/[(\omega^2 - \omega_0^2) - 2j\omega\omega_0\beta] \quad (4.200)$$

или, подставив значение относительной частоты $\lambda = \omega/\omega_0$, получим

$$\underline{S}(j\lambda) = -1/[\omega_0^2(\lambda^2 - 1 - 2j\lambda\beta)]. \quad (4.201)$$

Амплитудно-частотная характеристика

$$S(\lambda) = 1/[\omega_0^2 \sqrt{(\lambda^2 - 1)^2 + 4\lambda^2\beta^2}]. \quad (4.202)$$

Ее график при различных степенях демпфирования β представлен на рис. 4.76. При постоянном ускорении a чувствительность датчика

$$S(0) = x/a = 1/\omega_0^2, \quad (4.203)$$

где x — перемещение массы, обусловленное действием ускорения.

Перемещение определяется только частотой собственных колебаний и быстро уменьшается с ее увеличением. С увеличением λ при малых β чувствительность вначале медленно, а затем довольно быстро возрастает. Рабочий диапазон частот лежит в области, где чувствительность мало зависит от частоты. Это область, где $\omega \ll \omega_0$, т. е. λ мало. Максимальная частота рабочего диапазона частот зависит от степени успокоения β и является наибольшей при $\beta = 0,6 \div 0,7$.

Для преобразования перемещения массы в электрическую величину в акселерометрах используются реостатные, индуктивные и дифференциально-трансформаторные датчики. Поскольку минимальный диапазон изменения входной величины у них составляет 1–10 мм, использующие их датчики ускорения имеют низкие частоты собственных колебаний, обычно не превышающие 100 Гц. Несколько выше частота собственных колебаний может быть у тензорезисторного датчика.

Для измерения ускорения с более высокочастотным спектром используются акселерометры с пьезоэлектрическим преобразователем. Конструкция преобразователя приведена на рис. 4.77. Масса 1 вмонтирована в кольцо 2 , изготовленное из пьезокерамики. Пьезокерамика поляризована так, чтобы прибор измерял только осевое ускорение. Кольцо укреплено в корпусе 3 и играет роль пружины датчика ускорения (см. рис. 4.72). Благодаря большой жесткости кольца частота собственных колебаний преобразователя довольно высокая. Пьезоэлектрический преобразователь типа ДН-3 используется в составе виброметра типа ВМ-1 для измерения ускорений. Верхнее значение частоты его рабочего диапазона частот составляет 4000 Гц, а нижнее определяется входными параметрами усилителя виброизмерительного устройства. На частоте 63 Гц чувствительность составляет 10 мВ/(м/с²). Неравномерность частотной характеристики не более $\pm 10\%$. Масса — 60 г.

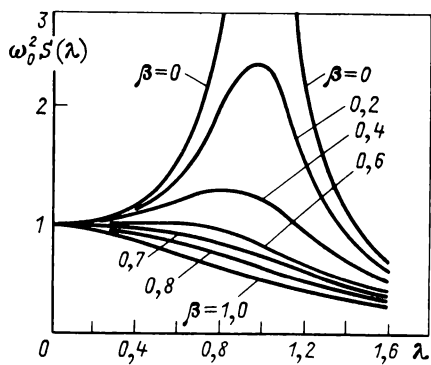


Рис. 4.76

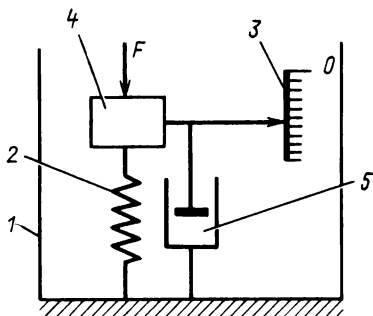


Рис. 4.78

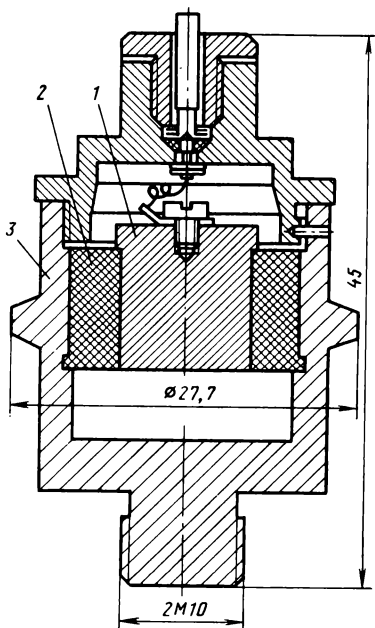


Рис. 4.77

Преобразователь применяется также для измерения скорости и перемещения вибрации. Для этого сигнал преобразователя интегрируется.

Измерение динамических сил и давлений. Датчик силы в общем случае строится по схеме, показанной на рис. 4.78. Он состоит из корпуса 1, к которому одним концом прикреплена пружина 2; на второй (подвижный) ее конец действует сила F . С подвижным концом соединен преобразователь перемещения в электрическую величину или устройство отсчета 3. Конструктивные элементы датчика, к которым приложена сила, и устройство отсчета имеют некоторую массу 4. В эту же массу входит приведенная масса подвижных деталей источника силы. Масса вместе с пружиной образует колебательную систему. Для улучшения ее динамических характеристик иногда вводят демпфер 5, создающий силу сопротивления, пропорциональную скорости движения.

Аналогичной схемой можно представить и датчик давления с упругим манометрическим элементом (мембраной, сифоном и т. д.). Сила давления, развиваемая манометрическим элементом,

$$F = pQ_{\text{эф}}, \quad (4.204)$$

где p — измеряемое давление; $Q_{\text{эф}}$ — эффективная площадь манометрического элемента.

Роль пружины 2 (рис. 4.78) играет сам упругий манометрический элемент. При измерении давления упругий манометрический элемент деформируется и его объем изменяется. Это вызывает перераспределение жидкости или газа в трубах, соединяющих датчик с объектом, где измеряется давление. Гидродинамическое сопротивление труб обуславливает силу, аналогичную силе, создаваемой демпфером. С учетом сказанного для анализа датчика давления можно использовать схему датчика силы по рис. 4.78.

Для определения динамических характеристик датчика составим и проанализируем дифференциальное уравнение движения его массы 4. Сила инерции $m\ddot{x}$ равна сумме приложенных сил

$$m\ddot{x} = F(t) - Cx - k\dot{x}, \quad (4.205)$$

где $F(t) = p(t)Q_{\text{эф}}$ — изменяющаяся во времени измеряемая сила; Cx — сила упругости пружины; $k\dot{x}$ — сила демпфирования.

Из (4.205) получим линейное дифференциальное уравнение, аналогичное уравнению акселерометра:

$$m\ddot{x} + k\dot{x} + Cx = F(t). \quad (4.206)$$

Введя вместо конструктивных параметров датчика m , k , C вибрационные β и ω_0 , получим

$$\ddot{x} + 2\beta\omega_0\dot{x} + \omega_0^2 x = F(t)/m. \quad (4.207)$$

Передаточная функция датчика

$$K(p) = 1/[m(p^2 + 2\beta\omega_0 p + \omega_0^2)]. \quad (4.208)$$

Для получения выражения для комплексной чувствительности заменим оператор дифференцирования $p = d/dt$ на $j\omega$:

$$\begin{aligned} \underline{S}(j\omega) &= \underline{X}/\underline{F} = 1/[m(\omega_0^2 - \omega^2 + 2j\omega\omega_0\beta)] = \\ &= -1/[m\omega_0^2(\lambda^2 - 1 - 2j\lambda\beta)], \end{aligned} \quad (4.209)$$

где $\lambda = \omega/\omega_0$ — относительная частота.

Амплитудно-частотная характеристика

$$S(\lambda) = 1/[m\omega_0^2\sqrt{(\lambda^2 - 1)^2 - 4\beta^2\lambda^2}]. \quad (4.210)$$

Сравнивая (4.209) и (4.210) с (4.201) и (4.202), видим, что динамические характеристики датчиков силы и давления аналогичны

характеристикам акселерометра. Их частотная характеристика представлена на рис. 4.76.

Требования, предъявляемые к датчикам силы и давления для измерения процессов, имеющих сложный частотный спектр, не отличаются от требований к датчику ускорения, предназначенному для измерения ускорения с таким же спектром.

4.3.2. Измерение температуры

Измерение стационарных температур. Любой термометр измеряет температуру своего чувствительного элемента. Эта температура может отличаться от температуры среды, которую требуется измерить. Разница температур обуславливает методическую погрешность измерения.

Довольно часто датчик температуры (термопара, термометр сопротивления и т. п.) расположен так, что в среде, температуру которой нужно измерить, помещается только его чувствительный конец, а нерабочий конец с выводными проводами находится вне этой среды. От среды или тела, температура которых измеряется, тепло переходит к нерабочему концу и рассеивается им в окружающую среду. Даже в стационарных условиях датчик участвует в сложном теплообменном процессе. Температура в различных его точках различна. Наиболее существенна температура чувствительного элемента, который располагается на конце датчика. Чем меньше тепла рассеивает чувствительный конец, тем меньше разность температур между ним и измеряемой средой. При их равенстве чувствительный конец не рассеивает тепло и не получает его.

Теплообмен между телами может происходить в результате трех факторов: теплопроводности тел, конвекции и теплообмена излучением (лучеиспускания).

1. При теплообмене путем *теплопроводности* тепловой поток проходит от изотермической поверхности с более высокой температурой Θ_1 к изотермической поверхности с более низкой температурой Θ_2 . В одномерном тепловом поле через площадку площадью Q , перпендикулярную тепловому потоку, проходит поток мощностью

$$P = \lambda Q (\Theta_1 - \Theta_2) / \Delta l = \lambda Q \Delta \Theta / \Delta l, \quad (4.211)$$

где λ — коэффициент теплопроводности; $\Delta \Theta = \Theta_1 - \Theta_2$ — изменение температуры при переходе с одной изотермической поверхности на другую, расположенную на расстоянии Δl .

Предел $\lim (\Delta \Theta / \Delta l)$ при $\Delta l \rightarrow 0$ называется градиентом температуры в данной точке тела. Коэффициент теплопроводности λ очень мал у газов, несколько больше у жидких тел и еще больше у твердых. Особенно велик он у металлов.

2. *Конвекция* имеет место на границе раздела твердого тела с жидкостью или газом или жидкости с газом. Она бывает естественной и вынужденной (принудительной). Естественная конвекция происходит при тепловом расширении жидкости и газа вследствие изменения их плотности. Более теплые частицы вытесняются вверх более холодными, имеющими большую плотность. Смена теплых частиц холодными возле поверхности тела приводит к ее теплоотдаче. Вынужденная конвекция происходит вследствие перемешивания жидкости или газа искусственным путем. Она всегда сопровождается естественной. Однако в этом случае роль естественной конвекции может быть невелика. Мощность теплового конвективного потока, проходящая через границу раздела двух сред,

$$P_k = \alpha Q_p (\Theta_1 - \Theta_2), \quad (4.212)$$

где Q_p — площадь поверхности раздела двух сред, имеющих температуры Θ_1 и Θ_2 ; α — коэффициент теплообмена.

Значение α зависит от многих факторов: температуры, теплоемкости сред, их плотности, вязкости и других параметров. Его значение сильно увеличивается при увеличении скорости обтекания поверхности раздела.

3. Все тела излучают энергию, причем зависимость мощности излучения от абсолютной температуры T определяется соотношением

$$P = CT^4, \quad (4.213)$$

где C — коэффициент излучения тела, зависящий от состояний его поверхности.

Одновременно с излучением тело поглощает излучение других тел. Мощность теплообмена излучением между двумя телами, имеющими абсолютные температуры T_1 и T_2 , равна

$$P_{12} = C_{12} (T_1^4 - T_2^4), \quad (4.214)$$

где C_{12} — некоторый эффективный коэффициент излучения, зависящий от коэффициентов излучения одного и другого тела.

Рассмотрим более подробно теплообменный процесс термометра. Термометр *1* (рис. 4.79, *а*) монтируется в стенке 2 объекта, температуру среды Θ_1 внутри которого требуется измерить. Конец термометра, находящийся в объекте, омывается горячим потоком вещества, и в термометр конвективным путем вводится тепловой поток q . Он проходит по телу термометра, нагревает стенку в месте его монтажа, проходит далее по холодному концу термометра и рассеивается в окружающей среде. Распределение температур вдоль термометра схематически показано на рис. 4.79, *б*. Для того чтобы температура чувствительного конца термометра Θ_2 была близка к температуре Θ_1 , нужно увели-

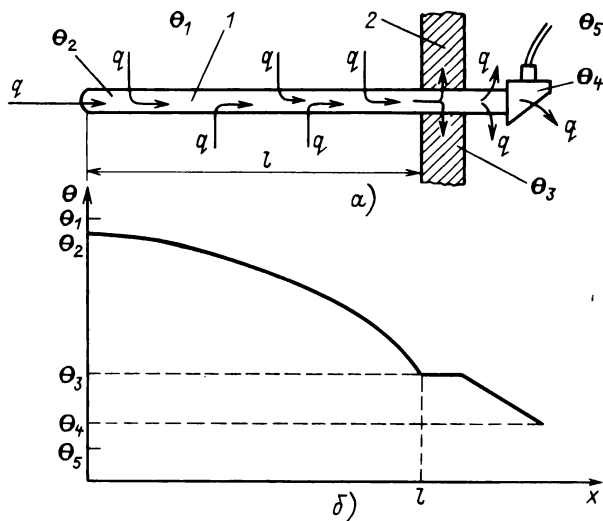


Рис. 4.79

чить тепловой поток, нагревающий термометр. Мощность этого потока определяется выражением (4.212) и зависит от коэффициента теплопередачи α . Значение α мало при естественной конвекции и возрастает при принудительной конвекции с увеличением скорости потока возле термометра. При измерении температуры жидкостей или газов, проходящих по трубам, для увеличения α чувствительную часть термометра нужно помещать в таком месте, где поток турбулентен и его скорость наибольшая (рис. 4.80). Поток завихряется на изгибах трубопровода, в местах сужения и у других местных сопротивлений. На прямолинейных участках скорость потока максимальна в середине сечения трубы. Для увеличения точности измерения температуры горячих, например дымовых, газов, когда скорость газа в основной трубе недостаточна, используют так называемую отсасывающую термопару. Она представляет собой трубку малого диаметра, врезанную в основной трубопровод; в трубку с некоторым зазором вставлена термопара. Газ прокачивается через трубку мимо термопары. Скорость отсоса газа должна быть такова, чтобы коэффициент теплопередачи был близок к максимальному.

Мощность проходящего через термометр теплового потока возрастает с увеличением площади теплообмена. Площадь можно увеличить увеличением глубины погружения термометра.

Температура вдоль термометра меняется от температуры θ_2 (рис. 4.79), близкой к измеряемой температуре, до температуры θ_4 ,

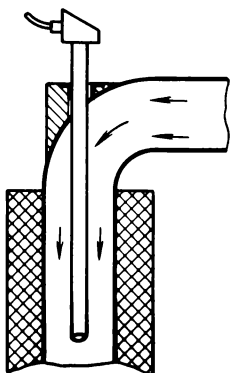


Рис. 4.80

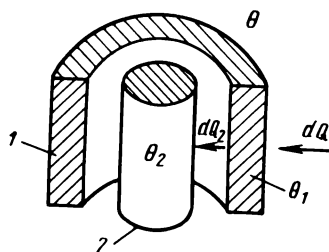


Рис. 4.82

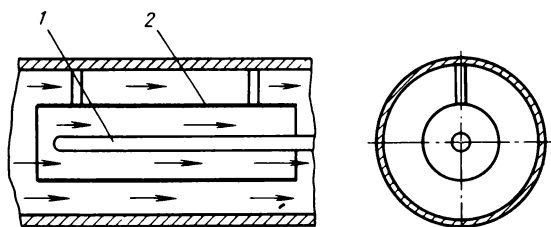


Рис. 4.81

близкой к внешней температуре Θ_5 . Вдоль термометра имеется градиент температуры и существует тепловой поток, обусловленный теплопроводностью. Если измерительный конец термометра получает тепло от окружающей его среды только путем конвекции, то другие участки термометра, находящиеся внутри объекта, получают тепло также и путем теплопроводности от более нагретых участков (рис. 4.79, а). Вследствие этого при удалении от стенки объекта 2 градиент температур $\Delta\Theta/\Delta l$ в термометре уменьшается, также уменьшается и тепловой поток, передаваемый путем теплопроводности. В пределе при очень большой длине термометра l внутри объекта градиент температуры $\Delta\Theta/\Delta l$ на чувствительном конце стремится к нулю, к нулю стремится и тепловой поток, передаваемый от него путем теплопроводности. Если нет других потерь тепла, то температура Θ_2 будет равна температуре окружающей среды Θ_1 .

Длину термометра не всегда можно увеличить по конструктивно-монтажным соображениям. В этом случае для уменьшения теплового потока, исходящего от измерительного конца, можно рекомендовать теплоизоляцию его противоположного конца и места прохода через стенку объекта. Это повышает температуру всего термометра и уменьшает градиент температуры возле его измерительного конца.

Измерительный конец термометра участвует в теплообмене излучением со стенками объекта и другими элементами его конструкции. Эти элементы могут иметь температуру, отличную от измеряемой, что вызывает потери тепла измерительным концом и увеличивает погрешность измерения. Теплообмен излучением вызывает наибольшую погрешность при измерении высоких температур (более 400–500 °С), поскольку мощность лучистого теплового потока пропорциональна T^4 . Для уменьшения излучения термометра его внешняя поверхность делается блестящей. Это уменьшает коэффициент излучения ϵ и эффективный коэффициент излучения ϵ_{12} в формулах (4.213) и (4.214) и уменьшает поток излучения. Другим путем его уменьшения является увеличение температуры T_2 , входящей в формулу (4.214). Это достигается либо путем теплоизоляции стенок объекта, например трубы, по которой проходит горячий газ (рис. 4.80), либо установкой термометра или его измерительного конца 1 в экран 2 с полированными поверхностями (рис. 4.81). Экран имеет температуру, близкую к температуре среды, и мощность теплового излучения, теряемого термометром, становится пренебрежимо малой.

Измерение нестационарных температур. Чувствительный элемент термометра обычно находится внутри чехла, защищающего его от различных механических и химических воздействий, как схематически показано на рис. 4.82. Если при постоянной окружающей температуре Θ потери тепла пренебрежимо малы, то температура всех элементов датчика (чехла 1 и чувствительного элемента 2) одинакова $\Theta_1 = \Theta_2$. Если же окружающая температура изменяется, то вначале изменяется температура чехла, а затем с некоторым отставанием температура чувствительного элемента. Это обуславливает инерционность датчика.

При рассмотрении динамических свойств датчика температуры полагаем, что присутствие термометра не изменяет температуру окружающей среды и что выравнивание температур в чувствительном элементе и защитном чехле происходит значительно быстрее, чем их нагревание, т. е. в данном поперечном сечении чувствительного элемента и соответственно защитного чехла все точки имеют одинаковую температуру. Это допущение обычно справедливо при измерении температуры промышленными термометрами.

Составим дифференциальное уравнение изменения температуры датчика по схеме, представленной на рис. 4.82. При увеличении температуры среды Θ термометр нагревается. Согласно закону Ньютона количество тепла, прошедшее через границу среда — защитный чехол за время dt , определяется выражением

$$dQ = \alpha_1 S_1 (\Theta - \Theta_1), \quad (4.215)$$

где α_1 — коэффициент теплопередачи от среды к чехлу; S — площадь поверхности чехла; Θ_1 — температура чехла.

Тепло dQ расходуется на нагрев чехла:

$$dQ_1 = C_1 d\Theta_1, \quad (4.216)$$

где C_1 — теплоемкость чехла, и на нагрев чувствительного элемента:

$$dQ_2 = C_2 d\Theta_2, \quad (4.217)$$

где C_2 — теплоемкость чувствительного элемента.

Согласно закону сохранения энергии

$$dQ = dQ_1 + dQ_2. \quad (4.218)$$

Подставив (4.215), (4.216) и (4.217) в (4.218), получим

$$\alpha_1 S_1 (\Theta - \Theta_1) dt = C_1 d\Theta_1 + C_2 d\Theta_2. \quad (4.219)$$

Для того чтобы исключить из этого выражения Θ_1 , воспользуемся уравнением теплового баланса чувствительного элемента

$$\alpha_2 S_2 (\Theta_1 - \Theta_2) dt = C_2 d\Theta_2, \quad (4.220)$$

где S_2 — поверхность чувствительного элемента; α — коэффициент теплопередачи от чехла к чувствительному элементу.

Продифференцировав это выражение и подставив полученное значение $d\Theta_1/dt$ в (4.219), получим

$$T_1 T_2 d^2 \Theta_2 / dt^2 + (T_1 + T_2 + T_{12}) d\Theta_2 / dt + \Theta_2 = \Theta, \quad (4.221)$$

где

$$T_1 = C_1 / \alpha_1 S_1, \quad T_2 = C_2 / \alpha_2 S_2, \quad T_{12} = C_2 / \alpha_1 S_1$$

— постоянные времени чехла, чувствительного элемента и смешанная постоянная времени.

Изменение температуры чувствительного элемента датчика, имеющего один защитный чехол, описывается дифференциальным уравнением второго порядка. Оно имеет аperiодическое решение. При скачкообразном изменении измеряемой температуры от Θ' до Θ'' температура чувствительного элемента Θ_2 изменяется в соответствии с уравнением

$$\Theta_2(t) = A_1 e^{-p_1 t} + A_2 e^{-p_2 t} + \Theta'', \quad (4.222)$$

где A_1 и A_2 — постоянные интегрирования; p_1 и p_2 — корни характеристического уравнения

$$p_{1,2} = [-(T_1 + T_2 + T_{12}) \pm \sqrt{(T_1 + T_2 + T_{12})^2 - 4T_1^2 T_2^2}] / 2T_1 T_2. \quad (4.223)$$

График изменения температуры Θ_2 показана на рис. 4.83.

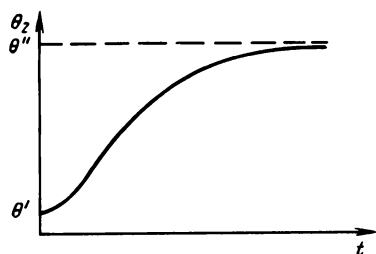


Рис. 4.83

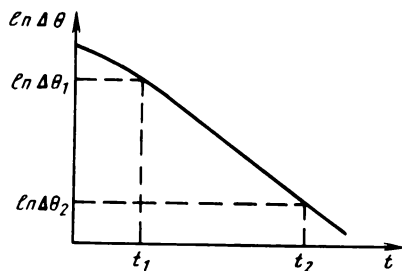


Рис. 4.84

Датчик температуры с одним чехлом является инерционным звеном второго порядка. Из теории автоматического регулирования известно, что такое звено может быть представлено в виде двух последовательно включенных инерционных звеньев первого порядка. Этим звеньям соответствуют дифференциальные уравнения первого порядка. Одно уравнение описывает процесс нагрева чехла, другое — процесс нагрева чувствительного элемента. Переходный процесс термометра зависит как от свойств и характеристик преобразователя (T_2), так и от свойств и характеристик среды, температура которой измеряется (T_1 и T_{12}).

При аттестации динамических свойств датчика его испытания ведут в таких условиях, чтобы параметры среды влияли минимально. Для этого термометр опускается в сосуд с кипящей, непрерывно перемешиваемой водой. Благодаря интенсивному перемешиванию сильно возрастает коэффициент теплопередачи α_1 и уменьшаются постоянные времени T_1 и T_{12} . В пределе они стремятся к нулю, и уравнение (4.221) вырождается в дифференциальное уравнение первого порядка:

$$T_2 d\theta_2/dt + \theta_2 = \Theta. \quad (4.224)$$

При скачкообразном изменении измеряемой температуры на $\Delta\Theta = \Theta'' - \Theta'$ градусов решение описывается выражением

$$\theta_2 = \Delta\Theta(1 - e^{-t/T_2}) + \Theta', \quad (4.225)$$

где Θ' — начальная температура термометра.

В условиях реального динамического испытания начальный участок графика переходного процесса отличается от экспоненты. Это отличие обусловлено тем, что $T_1 \neq 0$, $T_{12} \neq 0$, а также тем, что в различных точках сечения датчика и чехла температура устанавливается не одновременно.

Для определения интервала времени, в котором температура изменяется экспоненциально, строится график функции $\ln \Delta\Theta = f(t)$ (рис. 4.84). Линейный участок кривой соответствует экспоненциаль-

ному изменению температуры. Величина

$$\tau = (t_2 - t_1) / (\ln \Delta \Theta_1 - \ln \Delta \Theta_2), \quad (4.226)$$

где t_1 и t_2 — время начала и конца линейной части графика; $\Delta \Theta_1$ и $\Delta \Theta_2$ — соответствующие изменения температуры, называется постоянной тепловой инерцией датчика температуры. Она близка к постоянной времени T_2 и является паспортной величиной.

4.3.3. Измерение расхода жидкостей и газов

Расход — это физическая величина, определяемая количеством жидкости или газа, проходящих через трубу или русло в единицу времени. Различают объемный расход Q , когда количество вещества измеряется в объемных единицах, и массовый M , когда оно измеряется в единицах массы. Расход связан со средней по сечению потока скоростью v и площадью его сечения S соотношениями

$$Q = vS; \quad M = \rho vS, \quad (4.227)$$

где ρ — плотность среды.

Наиболее распространенным методом измерения расхода в трубах является метод его измерения по переменному перепаду давления на сужающем устройстве. Схема расходомера показана на рис. 4.85. В трубу 1 вставляется устройство 2, сужающее поток, например диафрагма — диск с отверстием. В месте сужения скорость потока возрастает и его кинетическая энергия увеличивается. Это вызывает уменьшение

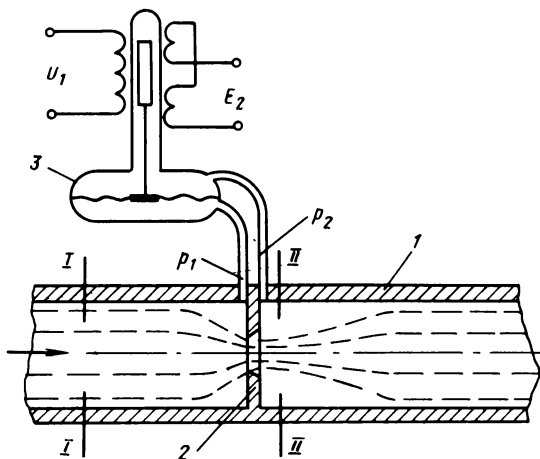


Рис. 4.85

потенциальной энергии, которая определяется статическим давлением. Давление в суженном потоке меньше, чем давление в потоке до сужения. Разность давлений возрастает с увеличением скорости среды и служит мерой расхода. Сужающее устройство является преобразователем скорости потока (или его расхода) в разность давлений. Разность давлений измеряется дифференциальным манометром 3, градуированным в единицах расхода.

Определить зависимость разности давлений от расхода можно исходя из уравнения Бернулли, описывающего состояние потока в сечениях *I* и *II*. В общем виде уравнение имеет вид

$$h_1 + p'_1/\rho g + (v'_1)^2/2g = h_2 + p'_2/\rho g + (v'_2)^2/2g + \xi(v_2)^2/2g, \quad (4.228)$$

где p'_1 и v'_1 — статическое давление и средняя скорость струи в сечении *I*, где поток еще не сужается; p'_2 и v'_2 — то же в сечении максимального его сужения *II*; h_1 и h_2 — высоты сечений *I* и *II* над некоторым уровнем; ξ — коэффициент потерь энергии; ρ — плотность среды; g — ускорение свободного падения.

При выводе функции преобразования сужающего устройства обычно принимают ряд допущений: труба целиком заполнена средой; среда — несжимаемая жидкость или газ, плотность которого изменяется пренебрежимо мало, так как $p'_1 - p'_2 \ll p'_1$; труба расположена горизонтально ($h_1 = h_2$); потери энергии пренебрежимо малы ($\xi = 0$). При этом уравнение (4.228) приобретает вид

$$(v'_2)^2 - (v'_1)^2 = (2/\rho)(p'_1 - p'_2). \quad (4.229)$$

В силу неразрывности потока расход в сечении *I* равен расходу в сечении *II*

$$Q = v'_1 S_1 = v'_2 S_2, \quad (4.230)$$

где S_1 и S_2 — площади сечений струи. Из (4.230)

$$v'_1 = v'_2 S_2 / S_1. \quad (4.231)$$

Подставив (4.231) в (4.229) и имея в виду (4.230), получим

$$Q = v'_2 S_2 = (S_2 / \sqrt{1 - S_1^2 / S_2^2}) \sqrt{2(p'_1 - p'_2) / \rho}. \quad (4.232)$$

В реальных условиях вместо давления невозмущенного потока p'_1 измеряется давление p_1 непосредственно перед сужающим устройством, а вместо давления p'_2 в наиболее сжатой струе измеряется давление p_2 (рис. 4.85). Кроме того, расчет расхода удобно производить исходя из конструктивного размера S_0 — площади отверстия сужающего устройства. Для корректировки формулы в нее вводится поправоч-

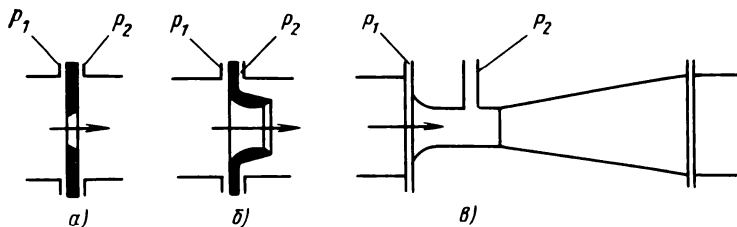


Рис. 4.86

ный коэффициент α — коэффициент расхода. Коэффициент расхода α зависит от отношения диаметров трубы и сужающего устройства, параметров среды, режима течения (числа Рейнольдса) и характеристик сужающего устройства. Расход определяется по формуле

$$Q = \alpha S_0 \sqrt{2(p_1 - p_2)\rho}, \quad (4.233)$$

где S_0 — площадь сечения сужающего отверстия.

В качестве сужающего устройства обычно используют так называемые нормальные сужающие устройства: нормальные диафрагмы (рис. 4.86, а), нормальные сопла (рис. 4.86, б), трубы Вентури (рис. 4.86, в).

Достоинства расходомеров с сужающими устройствами заключаются в их универсальности. Этими расходомерами можно измерять расход любых однофазных, а в ряде случаев двухфазных сред. Они пригодны для измерения расхода в трубах практически любого диаметра и при любом давлении. Расходомер состоит из сужающего устройства, соединительных трубок и серийно выпускаемого дифференциального манометра, конструкция которого не зависит от измеряемой среды и расхода. Сужающее устройство рассчитывается по стандартной методике. Исходными данными являются условия измерения и входные данные дифференциального манометра. Сужающие устройства изготавливаются потребителем.

Основными недостатками расходомеров с сужающими устройствами являются нелинейная функция преобразования, малое отношение Q_{max}/Q_{min} , обычно не превышающее 3, и затруднения при измерении пульсирующих и переменных расходов. Основная приведенная погрешность расходомеров этого типа не превышает 1–3 %.

Расход жидкости в трубах с большей точностью может быть измерен с помощью турбинных расходомеров. Устройство датчика приведено на рис. 4.87. Датчик представляет собой турбинку 1, ось которой укреплена в подшипниках 2. На оси запрессован стальной стержень 3. Турбинка установлена в трубе 4, изготовленной из немагнитного материала. Снаружи трубы смонтирован импульсный индукционный преобразователь 5.

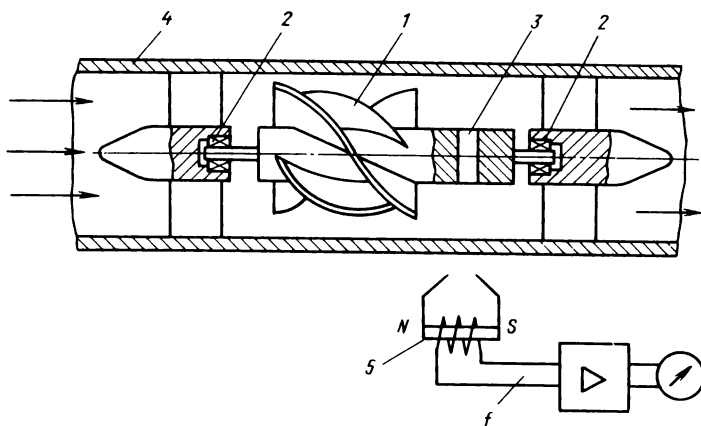


Рис. 4.87

При поступательном движении жидкости по трубе турбинка вращается. Если трение в подшипниках пренебрежимо мало, то частота вращения такова, что жидкость проходит между лопастями турбинки поступательно, без вращения вокруг оси турбинки. Частота вращения турбинки пропорциональна скорости движения жидкости. Вращение стального стержня в поле постоянного магнита индукционного преобразователя генерирует в катушке импульсы напряжения. Их частота f пропорциональна частоте вращения турбинки и, следовательно, расходу жидкости. Вторичным преобразователем является частотомер, проградуированный в единицах расхода.

Турбинные расходомеры применяются для измерения расхода чистых жидкостей. Твердые примеси ухудшают качество подшипников, увеличивают трение и погрешность расходомера. Расходомер требует индивидуальной градуировки, поскольку его градуировка справедлива лишь для одного распределения скоростей жидкости по сечению трубы. При постановке турбинки в трубу другого диаметра распределение скоростей будет иным и градуировка изменится. Погрешность турбинных расходомеров обычно имеет порядок 0,3–1,5 %, хотя имеются приборы с погрешностью 0,1 %. Расходомеры этого типа могут иметь постоянную времени (до 1–50 мс). Их можно применять для измерения расхода переменных и пульсирующих потоков.

Аналогичные преобразователи служат для измерения скорости потока жидкости в различных точках сечения канала или русла реки. Они могут также использоваться для измерения скорости судна относительно воды.

Для измерения расхода воды и других электропроводных жидкостей могут использоваться индукционные расходомеры, устройство которых показано на рис. 4.88. Жидкость, расход которой измеря-

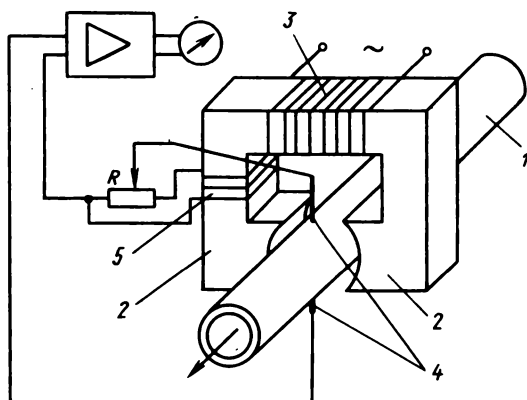


Рис. 4.88

ется, протекает по трубе 1, изготовленной из изоляционного материала. Труба находится между полюсами магнитной системы 2. Магнитный поток возбуждается переменным током промышленной частоты в обмотке 3. Через трубу проходят два диаметрально расположенные электрода 4, касающиеся жидкости. При ее протекании между электродами появляется ЭДС.

Можно считать, что в течение некоторого малого интервала времени Δt магнитная индукция B в жидкости между полюсами остается постоянной. Электроды, жидкость между ними и измерительная цепь образуют замкнутый контур, причем один его проводник (жидкость) перемещается в магнитном поле. При его перемещении со скоростью v в контуре, имеющем один виток ($w = 1$), согласно закону электромагнитной индукции индуцируется ЭДС

$$e = Bvd, \quad (4.234)$$

где d — длина "проводника", движущегося в магнитном поле, равная внутреннему диаметру трубы d .

Поскольку индукция изменяется гармонически с частотой питающего напряжения, то индуцированная ЭДС изменяется таким же образом. Ее действующее значение

$$E = Bvd, \quad (4.235)$$

где B — действующее значение индукции.

ЭДС пропорциональна скорости протекания жидкости и, следовательно, ее расходу. ЭДС преобразователя усиливается усилителем переменного тока и подается на указатель. Значение ЭДС может также измеряться и регистрироваться автоматическим потенциометром переменного тока.

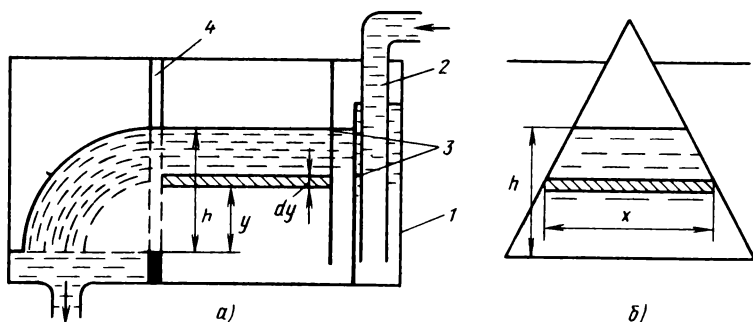


Рис. 4.89

Генерируемая ЭДС имеет порядок нескольких милливольт и соизмерима с ЭДС, трансформируемой в измерительный контур непосредственно с обмотки возбуждения. Для компенсации последней служит дополнительная обмотка 5 и переменный резистор R . В обмотке трансформируется ЭДС, и часть ее подается в измерительный контур в противофазе с паразитной ЭДС. С помощью резистора R величина компенсирующей ЭДС подбирается равной паразитной ЭДС и компенсирует ее.

Индукционные расходомеры пригодны для измерения расхода вязких, агрессивных и сильно загрязненных (пульп) жидкостей, удельное сопротивление которых не должно превышать $10^3 - 10^5$ Ом·м. Расходомеры безынерционны и могут служить для измерения расхода быстропеременных и пульсирующих потоков. Индукционные расходомеры типа ИР-1М имеют диаметр условного проходного отверстия от 10 до 80 мм. Верхние пределы измерения — от 0,32 до 160 м³/ч. Основная погрешность 1–1,6 %.

Для измерения жидкости в открытых руслах и не полностью заполненных трубопроводах может применяться щелевой расходомер. Он имеет (рис. 4.89, а) резервуар 1, в который из трубы 2 наливается жидкость. Перегородки 3 служат для ее успокоения. В стенке резервуара есть щель 4, из которой жидкость свободно вытекает. Щель треугольной формы показана на рис. 4.89, б. Уровень жидкости в резервуаре h зависит от измеряемого расхода. С помощью поплавкового уровня уровень жидкости преобразуется в показания прибора.

Для определения функции преобразования резервуара со щелью выделим на высоте y слой жидкости толщиной dy . Внутри резервуара жидкость неподвижна, ее скорость $v_p = 0$; слой находится под давлением

$$p_p = \rho g (h - y), \quad (4.236)$$

где ρ — плотность жидкости; g — ускорение свободного падения.

В щели жидкость движется со скоростью истечения $v_{щ}$, гидростатическое давление не уравнивается стенкой и равно нулю ($p_{щ} = 0$). Уравнение Бернулли (4.228) для щели и внутренней части слоя имеет вид

$$v_{щ}^2/2g = p_p/\rho g = h - y, \quad (4.237)$$

откуда скорость истечения составляет

$$v_{щ} = \sqrt{2g(h - y)}. \quad (4.238)$$

Расход из выделенного сечения

$$dQ = ax dy v_{щ} = ax\sqrt{2g(h - y)} dy, \quad (4.239)$$

где a — коэффициент расхода, учитывающий потери энергии и зависящий от свойств жидкости; x — ширина щели на уровне y .

Если ширина щели $x = b$ постоянна, то, интегрируя (4.239), получаем

$$Q = ab\sqrt{2g} \int_0^h \sqrt{h - y} dy = \frac{2}{3} ab\sqrt{2g} h^{3/2}. \quad (4.240)$$

Уровень жидкости перед щелью постоянной ширины нелинейно зависит от расхода.

Изменяя профиль щели $x = f(y)$, как показано на рис. 4.89, б, можно приблизить эту зависимость к линейной. Щелевые датчики расхода типа ШР-1875 имеют пределы измерения от 63 до 250 м³/ч. Их основная погрешность не превышает $\pm 3.5\%$.

4.3.4. Измерение концентрации

В автоматизированном производстве для измерения концентрации наибольшее применение нашли методы, основанные на зависимости физических свойств многокомпонентной системы от содержания ее компонентов. Наиболее просто концентрация определяется в бинарной системе, состоящей из двух компонентов. В этом случае достаточно определить относительное содержание x одного вещества, так как относительное содержание другого равно $1 - x$. Для определения концентрации x используется зависимость физических свойств, таких, как плотность, вязкость, электропроводность, теплопроводность и др., от состава данной бинарной системы. При однозначной зависимости прибор, измеряющий это свойство, может быть проградуирован в единицах концентрации.

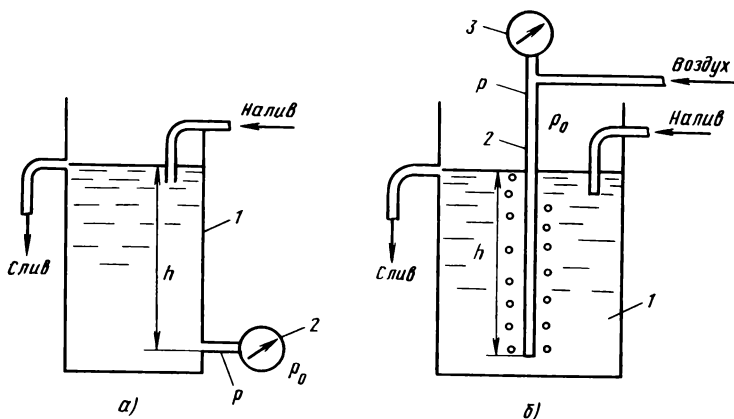


Рис. 4.90

К сожалению, любое физическое свойство a зависит не только от концентрации x , но и от внешних условий и, в частности, от температуры Θ анализируемой смеси:

$$a = \varphi(x, \Theta). \quad (4.241)$$

Вследствие этого результат измерения концентрации также зависит от температуры:

$$x = f(a, \Theta). \quad (4.242)$$

Для исключения температурной зависимости нужно либо стабилизировать температуру, либо вводить поправку на температурную погрешность, применять специальные схемы и методы измерения.

Если температура изменяется незначительно, то для определения концентрации раствора путем измерения его плотности ρ может быть использована установка, схема которой приведена на рис. 4.90, а. Анализируемая жидкость наливается в бак 1 до постоянного уровня. Постоянство уровня обеспечивается сливом излишка жидкости. В баке на глубине h с помощью дифференциального манометра 2 измеряется избыточное гидростатическое давление. Разность давлений в жидкости p и атмосферного p_0 пропорциональна плотности жидкости:

$$p - p_0 = g\rho h, \quad (4.243)$$

где g — ускорение свободного падения.

Недостаток установки заключается в том, что если в жидкости имеются твердые взвешенные частицы, то с течением времени они могут засорить трубку, соединяющую бак с манометром. Большую надеж-

ность имеет схема, приведенная на рис. 4.90, б. В бак с жидкостью 1 на глубину h , которая поддерживается постоянной, опущена труба 2. Через нее в жидкость пропускается воздух. В трубе с помощью дифференциального манометра 3 измеряется давление p . Избыточное давление $p - p_0$ и плотность жидкости связаны соотношением (4.243). Благодаря прокачиванию воздуха выходное отверстие трубы не забивается твердыми частицами. Расход воздуха должен быть небольшим, чтобы перепад давления от дифференциального манометра до выходного отверстия трубы был незначителен.

В обеих установках дифференциальный манометр может быть градуирован в единицах плотности жидкости или концентрации растворенного вещества.

Концентрация электролитов может быть определена с помощью электрических преобразователей или электрохимических преобразователей другого типа.

Физические свойства газов обычно линейно зависят от их концентрации, причем чем меньше их давление, тем точнее соблюдается линейность. В бинарных смесях

$$a = kx + a_0, \quad (4.244)$$

где a — значение физической величины; x — концентрация одного из компонентов; a_0 — значение физической величины, присущее второму компоненту.

При анализе состава газов широко используется зависимость теплопроводности газа от его состава. На рис. 4.91 схематически показан термокондуктометрический преобразователь, преобразующий изменение теплопроводности газа в изменение сопротивления. Преобразователь представляет собой металлическую трубку 1, по оси которой натянута платиновая проволока 2, нагреваемая электрическим током. Через трубку проходит анализируемый газ. Тепло, выделенное электрическим током I , посредством теплопроводности газа передается на стенки трубки и рассеивается в окружающей среде. При изменении состава газа изменяются его теплопроводность, количество тепла, отданного нагретой проволокой, и ее температура. Следовательно, изменяется сопротивление проволоки.

Преобразователь и режим его работы рассчитываются таким образом, чтобы наибольшее количество тепла нагретой проволоки рассеивалось путем теплопроводности через анализируемый газ. Поскольку проволока по своей длине нагрета неодинаково — в середине ее температура максимальна, а в местах заделки она равна температуре трубы — то вдоль проволоки имеет место поток тепловых потерь. Для его уменьшения проволока берется достаточно длинной и тонкой. Отношение ее длины к толщине должно быть не менее 500. Для уменьшения потерь посредством излучения проволока не нагревается выше 200–300 °С.

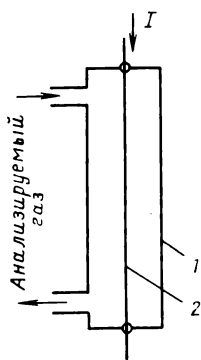


Рис. 4.91

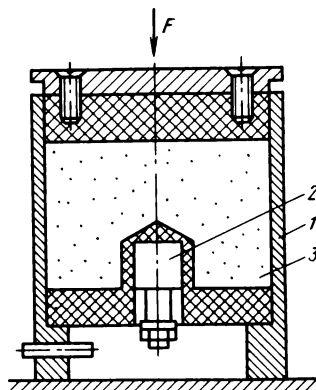


Рис. 4.92

Большое количество тепла теряется вследствие принудительной конвекции. Для уменьшения последней скорость обмена газа в преобразователе должна быть минимальной. Это снижает быстродействие, но увеличивает точность измерения.

Преобразователь включается в автоматический мост. Для уменьшения температурной погрешности в плечо моста, смежное с рабочим преобразователем, включается аналогичный образцовый преобразователь, содержащий газовую смесь из тех же компонентов, но постоянного состава. Температура обоих преобразователей должна быть одинакова.

В некоторых встречающихся в производстве случаях многокомпонентную систему можно рассматривать как двухкомпонентную со сложными компонентами. Это возможно в тех случаях, когда состав сложных компонентов постоянный. Например, при определении содержания метана в воздухе воздух можно считать сложным компонентом смеси.

Определение состава многокомпонентной системы с произвольным содержанием компонентов обычно более сложно, поскольку физические величины, характеризующие свойство системы, в общем случае зависят от всех компонентов. Для упрощения задачи иногда удается найти такое свойство a_j , которое сильно зависит от концентрации одного компонента x_k и мало от концентрации $n - 1$ остальных, т. е.

$$da_j/dx_k \gg da_j/dx_i, \text{ где } 0 < i \leq n, i \neq k. \quad (4.245)$$

В этом случае по результату измерения величины a_j можно определить концентрацию компонента x_k .

Так, например, магнитная восприимчивость кислорода много больше магнитной восприимчивости других компонентов воздуха и многих других газов. В термомагнитных газоанализаторах на кислород

измеряется магнитная восприимчивость газовой смеси. Прибор градуируется в процентах O_2 .

Относительная диэлектрическая проницаемость воды ($\epsilon_{rH_2O} \approx \approx 80$) много больше относительной диэлектрической проницаемости других диэлектриков. На измерении ϵ_r основано измерение влажности. Конструктивная схема емкостного датчика для измерения влажности сыпучих материалов (торфа, зерна и т. д.) приведена на рис. 4.92. Датчик представляет собой коробку, образованную металлическим корпусом 1, изоляционным дном, в которое запрессован металлический стержень 2, и изоляционной крышкой. В коробку засыпается определенное количество материала 3. Прижимное устройство через крышку сжимает материал с нормированной силой F и обеспечивает постоянную плотность засыпки. Корпус 1 и стержень 2 образуют конденсатор, его емкость зависит от влажности материала.

В общем случае физические величины a , характеризующие свойства многокомпонентной системы, определяются всеми ее компонентами. Эта связь обуславливает функциональную зависимость

$$a = \varphi(x_1, x_2, \dots, x_n), \quad (4.246)$$

где x_1, x_2, \dots, x_n — концентрации соответствующих компонентов.

Уравнение (4.246) содержит n неизвестных — столько же, сколько компонентов в анализируемой системе.

Для определения n неизвестных концентраций необходимо n уравнений. В качестве одного из них может служить тривиальное

$$x_1 + x_2 + \dots + x_n = 1, \quad (4.247)$$

т. е. сумма концентраций, выраженных в относительных единицах, равна единице.

Для получения полной системы уравнений, кроме того, нужно измерить $n - 1$ физическую величину, характеризующую $n - 1$ свойство.

При этом будет получена система уравнений

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \varphi_1(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}); \\ a_2 &= \varphi_2(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}); \\ &\vdots \\ a_{n-1} &= \varphi_{n-1}(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}), \end{aligned} \right\} \quad (4.248)$$

из которой можно определить искомые концентрации x_i . Разрешив систему уравнений (4.248), с учетом (4.247) получим

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= f(a_1, a_2, \dots, a_{n-1}); \\ x_2 &= f(a_1, a_2, \dots, a_{n-1}); \\ &\dots\dots\dots \\ &\dots\dots\dots \\ x_{n-1} &= f_{n-1}(a_1, a_2, \dots, a_{n-1}); \\ x_n &= 1 - x_1 - x_2 \dots - x_{n-1}. \end{aligned} \right\} \quad (4.249)$$

Таким образом, задача определения концентраций сводится к измерению физических величин a_j и вычислению неизвестных концентраций. При небольшом числе компонентов, например для трехкомпонентной системы, можно построить специализированные функциональные преобразователи. Для более сложной системы целесообразно использовать ЭВМ.

При анализе многокомпонентных систем иногда удается провести упрощение, уменьшив число компонентов, и провести анализ упрощенных систем. При промышленном анализе многокомпонентных газовых смесей и жидких летучих продуктов используется хроматография. В хроматографах компоненты сложной смеси разделяются, образуют двухкомпонентные смеси компонентов с инертным газом и автоматически анализируются.

Для разделения веществ используется явление *сорбции* — поглощения вещества из окружающей среды. Количество сорбированного вещества тем больше, чем выше его концентрация в среде, окружающей сорбент. Если вещество в среде отсутствует, то, будучи ранее сорбированным, оно отдается в омывающую среду. Сорбция бывает двух видов. Поглощение вещества всей массой сорбирующей жидкости называется *абсорбцией*. Абсорберы применяются для анализа систем, содержащих органические газовые соединения, углеводороды, воду, SO_2 , SO_3 . Поглощение вещества поверхностным слоем твердого или жидкого сорбента называется *адсорбцией*. Адсорберы служат для определения концентраций неорганических газов.

Функциональная схема хроматографа приведена на рис. 4.93, а. Через газовую систему пропускается поток инертного газа, называемого *газом-носителем*. В качестве газа-носителя применяют водород, азот, инертные газы и др. В установившийся поток впускается определенная порция исследуемой газовой смеси — проба. Она вместе с газом-носителем поступает в хроматографическую разделительную колонку 1, заполненную сорбентом. При подходе пробы к некоторому

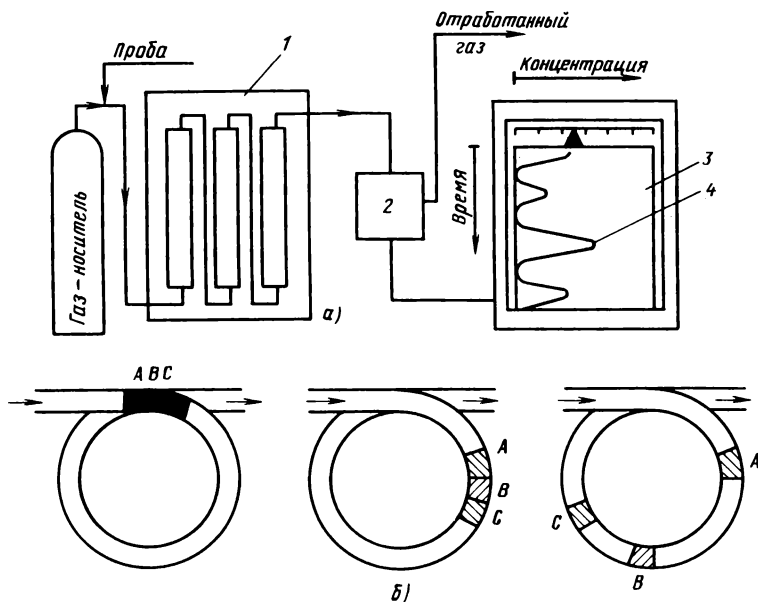


Рис. 4.93

участку сорбента анализируемая компонента поглощается им, а после прохождения пробы вымывается в газ-носитель. Это замедляет движение данного компонента пробы. Скорость движения компонента по разделительной колонке уменьшается по сравнению со скоростью газа-носителя. Уменьшение скорости тем больше, чем больше сорбционная способность вещества. Различные компоненты имеют различные скорости движения по колонке, что приводит к пространственному разделению компонентов в потоке газа-носителя. Образуются участки двухкомпонентных смесей. Схематически процесс разделения показан на рис. 4,93, б. На нем А, В, С — различные компоненты смеси.

Газ-носитель с пространственно разделенными компонентами поступает в детектор 2 (рис. 4.93, а). Это блок, измеряющий концентрацию вещества в газе-носителе. Детекторы могут иметь различные принципы действия. В частности, может быть применен термокондуктометрический преобразователь, описанный выше.

Выходной сигнал детектора (изменение сопротивления или напряжение) поступает в автоматический мост или потенциометр 3, где он измеряется и регистрируется. По окончании хроматографического цикла, когда все компоненты пройдут через детектор, на диаграммной бумаге регистратора записывается хроматограмма 4. Она содержит ряд "пиков", соответствующих компонентам смеси. Ордината диаграммы соответствует концентрации, а интеграл каждого "пика" — количеству

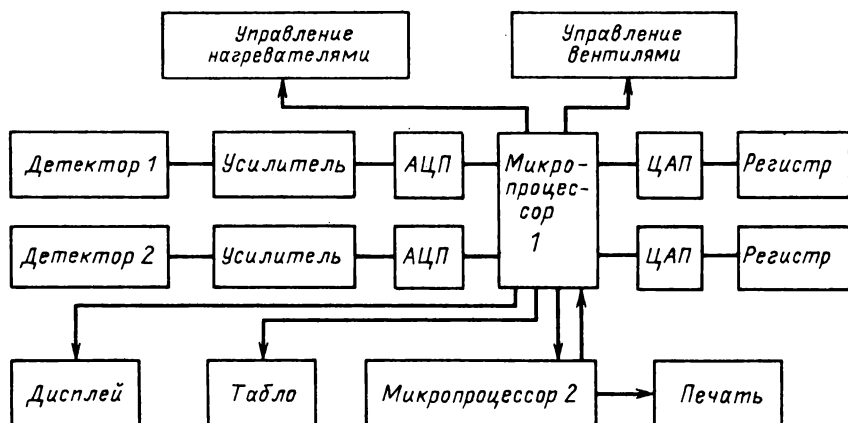


Рис. 4.94

ву компонента в пробе. Полный интеграл всех "пиков" (всей диаграммы) соответствует концентрации 100 %. Исходя из этого рассчитывается процентный состав компонентов.

Процессы сорбции сильно зависят от температуры. С ее увеличением скорость сорбции возрастает, изменяется и количество сорбированного вещества. Процессы сорбции зависят также от состава инертного газа, скорости его прохождения и других параметров. Для увеличения точности, разрешающей способности и уменьшения порога чувствительности нужно стабилизировать эти параметры.

В автоматических хроматографах управление прибором и определение компонентов выполняют микропроцессоры. Структурная схема такого хроматографа приведена на рис. 4.94. Всем процессом измерения, в том числе вентилями, регулирующими скорость газаносителя и впуском "пробы", а также нагревателями управляет микропроцессор 1. Микропроцессор 2 служит для обработки сигналов, полученных от детекторов, и для вычисления концентраций измеряемых компонентов газовой смеси.

Алгоритм обработки включает в себя: определение начала и конца пика сигналов, получаемых от детекторов; интегрирование площадей пиков; учет дрейфа и флуктуации сигналов детекторов и усилителей; умножение интегралов пиков на чувствительность по каждому компоненту; расчет концентрации компонентов.

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

5.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

В предыдущих главах книги рассматривались методы измерения разнообразных электрических и неэлектрических величин и построение измерительных приборов, реализующих эти методы. Данная глава посвящена более сложному разделу измерительной техники, связанному с построением не отдельных приборов, а *измерительных систем*. Система объединяет множество приборов и преобразователей, каждый из которых выполняет относительно простые функции. При этом она представляет собой не просто сумму независимых приборов, а объединение взаимосвязанных приборов, участвующих совместно в выполнении некоторой сложной функции или ряда функций. Для системы характерно автоматическое выполнение всех функций, начиная от сбора информации и кончая ее отображением или вводом в ЭВМ.

Измерительные системы представляют собой разновидность более широкого класса систем, получившего общее название *информационных систем*. Информационные системы решают круг задач, связанных со сбором, переработкой, передачей, хранением, поиском и выдачей разнообразной информации человеку. Те из информационных систем, которые предназначаются для получения и обработки измерительной информации, получили название измерительных информационных систем (ИИС).

Согласно ГОСТ 8.437-81 *информационно-измерительная система* — это совокупность функционально объединенных измерительных, вычислительных и других вспомогательных технических средств для получения измерительной информации, ее преобразования, обработки с целью представления потребителю в требуемом виде либо автоматического осуществления функции контроля, диагностики, идентификации.

ИИС собирает информацию на объекте, обрабатывает ее и передает на расстояния. Далее информация о значениях измеряемых величин или о результатах их обработки используется в темпе ее получения для оперативного управления объектами или накапливается с целью последующего формирования тех или иных характеристик объектов, сводных статистических сведений и др. Но и в тех случаях, когда информация не используется для оперативных действий в темпе ее получения, конечная цель ее сбора, как правило, заключается в том, чтобы прямо или косвенно способствовать активной деятельности человека.

Если ИИС представляет измерительную информацию человеку, то она в конечном итоге должна быть выражена в форме, воспринимаемой органами чувств — зрением, в первую очередь, и слухом, во вторую очередь. Визуальное воспроизведение возможно в аналоговой или цифровой форме с помощью показывающих или регистрирующих приборов. Показывающие приборы применяются, когда информация используется человеком непосредственно в темпе ее получения. Регистрирующие приборы применяются, когда информация предназначена для последующего использования. При этом, как правило, интерес представляет изменение измеряемых величин во времени, так что регистрирующие приборы выдают при аналоговом воспроизведении двухкоординатные кривые (по одной координате — время, по другой — измеряемая величина), при цифровом воспроизведении — таблицы, в которых каждому дискретному значению измеряемой величины соответствует значение времени.

Если информация поступает в регулирующие или управляющие устройства, в ЭВМ или в устройства долговременного хранения, то она представляется на выходе ИИС в виде электрических сигналов — аналоговых или цифровых. При этом те данные, которые предназначаются не для оперативного использования в темпе их получения, запоминаются вместе с координатами времени, вводимыми в устройства хранения также в виде цифровых электрических сигналов.

Существует несколько разновидностей ИИС.

Измерительные системы. Их функция состоит в получении количественной информации о значениях физических величин путем прямых, совокупных, косвенных измерений.

Системы автоматического контроля. Их функция состоит в установлении соответствия между состоянием объекта и заданной нормой и в выработке суждения о данном или (и) о будущем состоянии объекта. С помощью таких систем измеряются физические величины, характеризующие состояние объекта, и результаты измерений сравниваются со значениями, принятыми в качестве нормы. При этом промежуточные результаты измерений, используемые для выработки суждений, могут и не поступать на выход системы. С этой точки зрения контроль является операцией "сжатия" данных, устранения ненужных в данном случае сведений об объекте. Для выработки суждения о будущем состоянии объекта система контроля должна выполнять прогнозирование на основе сведений о предыдущих состояниях объекта, полученных в ходе измерений, а также на основе его динамических характеристик, известных благодаря проведенным ранее исследованиям.

Системы технической диагностики. Их функция состоит в контроле состояния различных технических устройств, в том числе устройств автоматики, вычислительной техники, радиотехники, в обнаружении их отказов и определении неисправных элементов. Для таких систем характерно применение специальных методов поиска неисправностей.

Системы опознавания образов. Их функция состоит в определении соответствия между исследуемым объектом и заданным образом. Образом могут быть "человек", "буква А", "цифра 8", "нормальное состояние объекта контроля" и т. п.

Особое место среди ИИС занимают телеизмерительные системы, функции которых обычно такие же, как у измерительных систем и систем автоматического контроля. Однако они имеют существенную особенность: в них информация о значениях измеряемых величин передается на большие расстояния — от сотен метров до тысячи километров. Для передачи по протяженным проводным или радиоканалам связи применяются специальные преобразования сигналов, рассчитанные на достижение достаточной точности и достоверности, несмотря на искажения под действием помех, а также на подключение большого числа источников и приемников информации к одному каналу. При этом на выбор технических решений существенно влияет ограниченная пропускная способность каналов связи.

ИИС может существовать и использоваться самостоятельно, но может и входить как составная часть в более сложную информационную систему, выполняющую сбор и обработку не только измерительной, но и другой информации, или в управляющую систему, выполняющую не только сбор и обработку информации, но и активное воздействие на объекты.

Рассмотрим место и роль ИИС в автоматизированной системе управления (АСУ), укрупненная структурная схема которой показана на рис. 5.1. Это — система управления n территориально рассредоточенными объектами, размещенными на n контролируемых пунктах $КП_1 - КП_n$. Общий пункт управления соединен с ними каналами связи. На схеме указаны не названия устройств, а выполняемые ими функции. Можно проследить поток информации от объекта к оператору и к ЭВМ и поток управляющей информации в обратном направлении. На объекте собирается как измерительная информация (с помощью датчиков), так и информация о дискретных состояниях отдельных агрегатов, механизмов. Передача всей этой информации выполняется довольно сложными устройствами, коммутирующими сигналы и преобразующими их к виду, определяемому особенностями конкретных каналов связи, обеспечивающими достаточную защиту от воздействия помех, формирующими служебные сигналы для синхронизации приемных устройств с передающими. При этом передаются как аналоговые, так и цифровые сигналы. В последнем случае передатчик содержит аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Лишь в системах с относительно малым удалением контролируемых пунктов от пункта управления (максимум, до двух десятков километров) каналами связи служат простые двухпроводные линии. Но даже и в этом простейшем случае необходимо использовать специальные методы передачи, учитывающие затухание сигналов, частотные искажения и воздействие помех в ли-

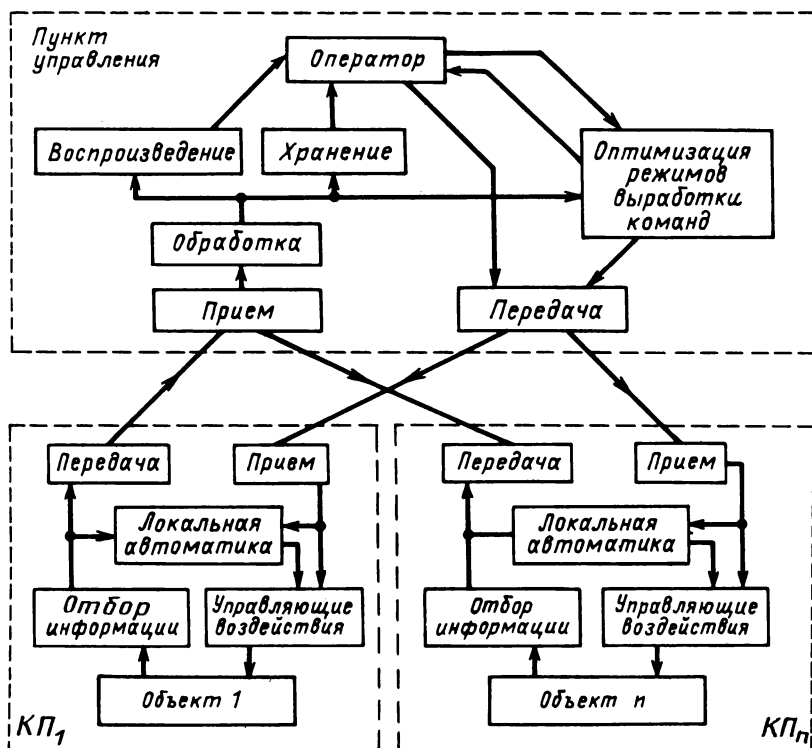


Рис. 5.1

ниях. В системах же с большими расстояниями между пунктами на одной проводной паре организуется, как правило, множество независимых каналов связи. А для этого используются методы частотного разделения, требующие применения модуляторов, демодуляторов, фильтров, усилителей. Поэтому канал связи в этих случаях представляет собой сложную совокупность устройств. Так же обстоит дело при образовании каналов связи по линиям электропередачи и при использовании радиоканалов.

Прием информации требует выполнения преобразований, обратных тем, которые производятся при передаче. Требуется также снабжать принимаемые сообщения служебными адресными сигналами с тем, чтобы они поступали в дальнейшем к своим потребителям. При этом необходимо синхронизировать коммутаторы сообщений в приемнике и передатчике. Дополнительно работа приемника усложняется тем, что он связан с несколькими передатчиками по разным каналам связи, причем в одних системах каналы не могут работать одновременно, в других — могут. В первом случае очередность работы каналов задается с пунк-

та управления командами, посылаемыми в тракте передачи управляющей информации (сверху вниз). Во втором случае устанавливаются индивидуальные приемники, каждый из которых обслуживает свой канал связи.

Существуют самые разнообразные виды обработки принимаемой информации. В простейшем случае это преобразование сигналов к виду, пригодному для ввода в устройства воспроизведения (показывающие приборы), хранения (регистрирующие приборы), в ЭВМ. В более сложных случаях это может быть коррекция нелинейности характеристик датчиков, вычисление производных или интегралов для функций времени, вычисление функций нескольких переменных (получение результатов совокупных измерений), вычисление статистических характеристик случайных измеряемых величин и процессов (математического ожидания, дисперсии, плотности распределения, корреляционной функции, спектральной плотности), выполнение логических операций, сравнение контролируемых параметров с уставками и т. д. Для обработки информации могут применяться как специализированные устройства, так и ЭВМ. Воспроизведению и хранению подвергаются непрерывные величины (результаты измерений) и дискретные сигналы о состоянии контролируемых объектов. Непрерывные величины могут воспроизводиться либо в аналоговой, либо в цифровой форме приборами, размещаемыми на пульте или щите диспетчера, иногда включаемыми в мнемосхему объекта управления. Сигналы о состоянии оборудования воспроизводятся световыми или мимическими (механически подвижными) элементами, также включенными в мнемосхему объекта. Кроме того, для воспроизведения информации используются экранные пульта на основе электронно-лучевой трубки, получившие название дисплеев. На экране могут быть показаны фрагменты мнемосхемы объекта, таблицы значений различных параметров, графики изменения параметров во времени, графики законов распределения и любых функций. Цифровые устройства хранения могут иметь два назначения: для чтения информации человеком и для чтения машиной (ЭВМ). В первом случае данные наносятся на печатные бланки, во втором — на магнитные ленты или диски.

Функции оптимизации режимов и выработки команд управления в системе выполняет обычно ЭВМ, и она является одним из получателей информации, выдаваемой устройствами обработки. При наличии ЭВМ в системе можно оставить за устройствами обработки лишь функцию приведения сигналов к виду, удобному для ввода в ЭВМ, а всю остальную обработку возложить на ЭВМ. В системе могут использоваться несколько ЭВМ. Например, одна может быть занята обработкой информации, другая — решением задач оптимизации режимов и выработкой команд управления. Появление микроЭВМ делает возможным разделение функций обработки информации между несколькими ЭВМ.

Потоки управляющей информации идут к объектам от оператора и от ЭВМ. Команды управления вырабатываются на основании: получаемой от объектов информации; хранящихся в памяти сведений о характеристиках объектов; заданных критериев управления; алгоритмов управления. Формирование команд — это зачастую очень сложная математическая обработка информации. Команды управления бывают разных видов. Это могут быть простейшие команды типа "включить" — "выключить". Это могут быть непрерывные во времени сигналы, задающие направление перемещения исполнительного механизма, длящиеся до момента достижения требуемого положения механизма или заданного значения измеряемой величины. Это могут быть заданные значения перемещения исполнительного органа или уставок: локальных регуляторов.

Функции устройств передачи на пункте управления подобны функциям аналогичных устройств на контролируемых пунктах. Однако есть и отличия: необходимо распределять информацию по нескольким каналам связи (для поочередной или одновременной передачи); сигналы должны быть, как правило, лучше защищены от искажений из-за воздействия помех, так как требования к достоверности передачи команд управления обычно значительно выше, чем к достоверности передачи известительных сообщений о значениях измеряемых величин или о состоянии различных элементов оборудования.

Прием команд на контролируемом пункте ведется в основном так же, как прием информации на пункте управления. Но здесь, как правило, выполняется более сложная проверка достоверности. Далее команды поступают к исполнительным устройствам, воздействующим на объект. Это выключатели электропитания, электромагнитные клапаны, двигатели, перемещающие заслонки и шиберы в трубопроводах, по которым подаются химические реагенты и топливо, устройства, регулирующие подачу твердых, сыпучих продуктов, и др. Широкое распространение получили пневматические и гидравлические исполнительные механизмы. Для управления ими используются электропневматические и электрогидравлические преобразователи.

Исполнение команд оперативно контролируется, причем не только по изменению параметров технологического процесса, но и по изменению положений самих управляющих органов или механизмов. Соответствующие устройства входят в комплект устройств сбора информации, и сигналы от них входят в состав известительных сообщений, передаваемых в пункт управления.

В больших сложных системах управления, как правило, имеется и некоторая децентрализация. В них есть локальная автоматика, располагаемая на контролируемых пунктах вблизи объектов управления. Она разгружает центральные органы управления и каналы связи и вместе с тем повышает надежность функционирования объектов. Локальная автоматика может содержать автоматические регуляторы, цепи бло-

кировки, устройства аварийной защиты объектов и т. п. Устройства локальной автоматики могут строиться на основе микропроцессоров и микроЭВМ. Уставки локальных регуляторов могут периодически корректироваться командами, поступающими от центральной ЭВМ, расположенной в пункте управления.

В локальной автоматике сбор информации может выполняться либо с помощью своих датчиков, либо с помощью тех же датчиков, которые поставляют информацию в пункт управления.

Определенная часть системы управления, включающая весь тракт сбора, передачи, обработки и воспроизведения известительной информации о значениях измеряемых величин, представляет собой ИИС. Поскольку система управления, представленная на рис. 5.1, содержит средства передачи информации по каналам связи, входящая в нее ИИС может быть названа телеизмерительной системой. Система управления с подобной же структурой, но с малым удалением объектов от пункта управления может содержать в своем составе одну из следующих разновидностей ИИС: измерительную систему или систему автоматического контроля.

Следует подчеркнуть, что широко распространены ИИС, имеющие аппаратно и функционально законченное исполнение, работающие автономно и не входящие в состав каких-либо более сложных систем.

Укажем характерные особенности ИИС.

1. ИИС присуща централизованная структура. Информационные потоки направлены в один центральный пункт, реже — в несколько центров, взаимно координированных. В иерархических системах управления информация направляется сначала в подчиненные пункты управления, а из них часть информации или результаты ее обработки поступают в центральный пункт управления.

2. Назначение ИИС обычно состоит в том, чтобы поставлять информацию для активного использования в тех или иных случаях человеческой деятельности. Эта особенность проявляется в конечном итоге даже в тех ИИС, которые собирают информацию исследовательского характера.

3. Для ИИС, собирающих информацию о большом числе величин (параметров технологического процесса, например), характерно использование общих блоков, устройств или приборов, которые поочередно передают, преобразуют, обрабатывают сигналы от разных датчиков. Каждый такой общий блок обслуживает, таким образом, множество отдельных информационных каналов. Системы, которые содержат общие блоки, обслуживающие множество информационных каналов, называются *многоканальными*. Как правило, большинство ИИС являются многоканальными.

Примеры общих блоков (устройств): аналого-цифровой преобразователь; устройство обработки информации; канал связи.

По поводу терминов "канал связи" и "информационный канал" следует сделать замечание. По одному каналу связи может быть организована передача сигналов множества информационных каналов. Таким образом, вполне естественно понятие многоканальной ИИС с одним каналом связи. В данном случае один и тот же термин "канал" используется в разных значениях. Избавиться от этого не удастся, так как существует исторически сложившаяся терминология.

Обеспечение многоканальности ИИС связано с решением ряда сложных проблем;

а) коммутации сигналов на входе и выходе общего блока (устройства);

б) синхронизации выходного коммутатора с входным (особенно усложнена эта задача в телезмерительных системах, где коммутаторы находятся на разных концах канала связи);

в) обеспечения достаточного быстродействия (при фиксированном быстродействии общего блока период, с которым обслуживается данный канал, растет пропорционально числу каналов);

г) обеспечения достаточной надежности (выход из строя общего блока нарушает работу сразу всех информационных каналов; одним из путей радикального повышения надежности систем является резервирование общих блоков);

д) унификации сигналов на входах и выходах отдельных устройств, особенно на выходах первичных измерительных преобразователей, т. е. датчиков (без такой унификации чрезвычайно затруднительно использование общих блоков в ИИС — требуются индивидуальные нормализующие преобразователи);

е) масштабирования цифровых шкал (несмотря на различие диапазонов изменения измеряемых величин и их размерностей общий аналого-цифровой преобразователь получает на входе унифицированные сигналы одного диапазона и выдает цифровые результаты также в одном диапазоне; каждый такой результат требует затем умножения на индивидуальный для каждого канала коэффициент — только тогда выходные цифровые приборы будут воспроизводить величины в присущих им единицах измерения).

4. В тех случаях, когда информацию приходится передавать на значительные расстояния (дальше нескольких сотен метров), появляется весьма сложная проблема организации и рационального использования каналов связи. С одной стороны, нужно использовать каналы экономно, обходясь минимальным их количеством при минимальной ширине занимаемой ими частотной полосы. С другой стороны, нужно обеспечивать при этом определенные характеристики быстродействия, точности и достоверности передачи. А каналы лимитируют скорость передачи, и тем сильнее, чем меньше ширина их частотной полосы, и наличие помех в канале приводит к искажениям сигналов.

5. При построении ИИС экономико-технические проблемы имеют гораздо большее значение, чем при построении отдельных измеритель-

ных приборов. От правильного выбора структуры ИИС часто существенно зависит стоимость ее и всей системы в целом. Например, в системе, содержащей первичные измерительные преобразователи (датчики) с различными видами и диапазонами выходных сигналов, требуется приводить все эти сигналы к одному виду и диапазону. При этом возможны два решения: а) использование индивидуальных нормирующих преобразователей; б) использование групповых нормирующих преобразователей с выходными коммутаторами. Групповой преобразователь обслуживает группу однотипных первичных преобразователей (датчиков) с одинаковыми диапазонами сигналов. Обычно он сложнее индивидуального преобразователя, и разработка его может составить трудную задачу. Но зато ИИС с групповыми преобразователями может оказаться на сотни тысяч рублей дешевле, чем ИИС с индивидуальными преобразователями.

6. На выбор вида и структуры ИИС могут существенно влиять определенные ограничения, связанные со спецификой управляемых или исследуемых объектов: по массе, габаритам, по взрывобезопасности, по климатическим условиям, по виду имеющегося энергопитания и т. п.

В ИИС находят применение все те измерительные преобразователи и приборы, которые рассмотрены в предыдущих главах настоящей книги. Особенно следует выделить цифровые приборы: аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи, цифровые показывающие и регистрирующие устройства. Без элементов цифровой техники невозможно организовать ИИС в современном их виде и разнообразии, хотя в простейшем варианте и возможно построение ИИС из одних лишь аналоговых приборов.

В дополнение к рассмотренным приборам в ИИС используется ряд специфических блоков, приборов и устройств:

- коммутаторы (устройства обегания);
- унифицирующие (нормализующие) преобразователи, индивидуальные и групповые;
- модуляционные преобразователи;
- преобразователи кодов (из одной системы счисления в другую, из параллельной формы представления в последовательную и обратно и др.);
- блоки формирования и проверки помехозащищенных кодов;
- устройства обработки информации (коррекции нелинейности, масштабирования, обнаружения отклонений от уставок и др.);
- устройства сигнализации отклонений измеряемых величин от уставок;
- устройства буквенно-цифровой регистрации;
- блоки кодирования времени;
- экраны пульты (дисплеи);
- каналы связи, точнее, совокупность технических средств, образующих каналы связи.

5.2. ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ИНФОРМАЦИЯ, МЕТОДЫ ЕЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ И ПЕРЕДАЧИ

Измерительная информация — это сообщения о значениях измеряемых величин. Они выражаются и передаются от одних устройств к другим в виде сигналов, образуемых путем модуляции (изменения параметров) какого-либо носителя. Ограничимся рассмотрением электрических сигналов. Носителями для них могут служить постоянный ток, переменный синусоидальный ток (или напряжение), импульсный ток.

Постоянный ток имеет только один параметр — ток (или напряжение), поэтому модуляция постоянного тока состоит в изменении тока (напряжения). Обычно значение измеряемой величины x меняется во времени и представляет собой некоторую функцию $x(t)$. Как правило, значение напряжения при модуляции изменяют по линейному закону в функции $x(t)$, так что модулированный сигнал выражается соотношением

$$u_x(t) = U_0 + kx(t), \quad (5.1)$$

где U_0 — значение несущего напряжения до модуляции; k — коэффициент.

Частным случаем является изменение напряжения, пропорциональное функции $x(t)$, при котором $U_0 = 0$.

При модуляции постоянного тока (напряжения) частотный спектр сигнала $u_x(t)$ имеет такую же форму и такой же частотный диапазон, как и спектр исходного сообщения $x(t)$, отличаясь от него только коэффициентом. Коэффициент может иметь различные размерности. Разумеется, модулированный сигнал $u_x(t)$, в отличие от носителя, не является сигналом постоянного тока.

Переменное синусоидальное напряжение

$$u_0(t) = U_{m0} \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (5.2)$$

характеризуется тремя параметрами: амплитудой U_{m0} , круговой частотой ω_0 и начальной фазой φ_0 .

Формула (5.2) отражает закон изменения носителя сообщений до начала модуляции. Соответственно параметры до модуляции даны с индексами 0 (нуль). Модуляции может подвергаться любой из трех параметров, а также два или три параметра одновременно. Как правило, модулируемый параметр связан со значением измеряемой величины x линейной зависимостью. Следует заметить, что если x меняется во времени, то модулированный сигнал, в отличие от носителя $u_0(t)$, не является синусоидальным.

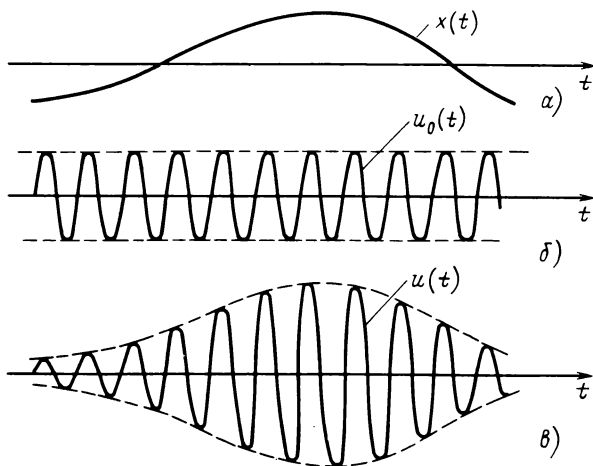


Рис. 5.2

Амплитудная модуляция заключается в изменении амплитуды по закону

$$U_m = U_{m0} + kx(t).$$

При этом сигнал описывается выражением

$$u(t) = [U_{m0} + kx(t)] \sin(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (5.3)$$

Коэффициент k выбирается таким образом, чтобы при всех возможных отрицательных значениях x соблюдалось условие $U_m \geq 0$.

На рис. 5.2 приведены временные диаграммы, иллюстрирующие процесс амплитудной модуляции: рис. 5.2,а — функция $x(t)$; рис. 5.2,б — носитель $u_0(t)$; рис. 5.2,в — модулированный сигнал $u(t)$. Огибающая сигнала $u(t)$, показанная пунктиром на диаграмме рис. 5.2,в, повторяет по форме функцию $x(t)$ (диаграмма рис. 5.2,а).

Амплитудный модулятор можно представить в виде усилителя $У$ с управляемым коэффициентом усиления k_y (рис. 5.3,а). На один вход его подается несущее колебание $u_0(t)$ от синусоидального генератора, а на другой вход, управляющий коэффициентом усиления, — величина, линейно связанная с сообщением $x(t)$, например сигнал $u_x(t)$ вида (5.1), образованный модуляцией постоянного напряжения.

Восстановить сигнал вида (5.1) из сигнала вида (5.3) можно с помощью амплитудного демодулятора (рис. 5.3,б), представляющего собой сочетание выпрямителя B с фильтром нижних частот $\Phi НЧ$, который сглаживает колебания частоты ω_0 и близких к ней частот, но

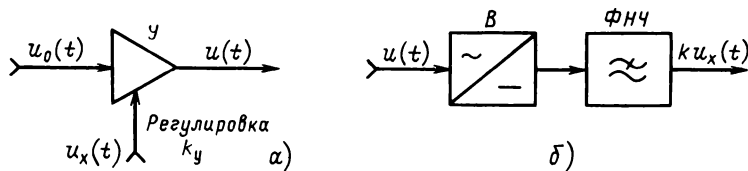


Рис. 5.3

пропускает более медленные колебания, соответствующие спектру частот функции $x(t)$. Сигнал на выходе пропорционален $u_x(t)$.

Возникает вопрос: зачем нужно применять модуляцию синусоидального колебания и последующую демодуляцию, если гораздо проще представлять сообщения путем модуляции постоянного напряжения? Ответ заключается в том, что модуляция синусоидального колебания позволяет перенести спектр частот сигнала в требуемую область. А это бывает необходимо в ряде случаев:

а) когда данная проводная линия используется для одновременной передачи нескольких сообщений вида $x(t)$ от разных источников, причем эти сообщения имеют взаимно перекрывающиеся частотные спектры; при этом модуляция несущих колебаний, имеющих разные значения частоты ω_0 , позволяет разнести спектры сигналов;

б) когда в линии или в устройствах, через которые передается сообщение, диапазон частот, соответствующих спектру функции $x(t)$, занят сильными помехами, а в области более высоких частот помехи слабее;

в) когда среда, используемая для передачи сообщений, физически не может переносить сигналы низких частот, соответствующих спектру функции $x(t)$, но переносит сигналы более высоких частот; это характерно для радиоканалов.

Изменение спектра сигнала при амплитудной модуляции удобно рассмотреть на простейшем примере, когда сообщение представляет собой одночастотный сигнал, т. е. синусоиду

$$x(t) = X_m \sin \Omega t.$$

Примем значение коэффициента k в (5.3) таким, что $kX_m = U_{m0}$, а значение начальной фазы $\varphi_0 = 0$. Тогда модулированный сигнал

$$u(t) = U_{m0} (1 + \sin \Omega t) \sin \omega_0 t = U_{m0} [\sin \omega_0 t + (1/2) \cos(\omega_0 - \Omega) t - (1/2) \cos(\omega_0 + \Omega) t].$$

Полученное выражение показывает, что модулированный сигнал представляет собой алгебраическую сумму трех гармоник. Следова-

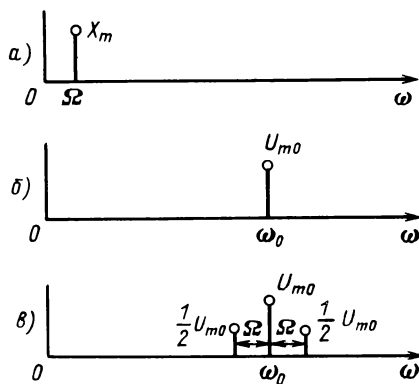


Рис. 5.4

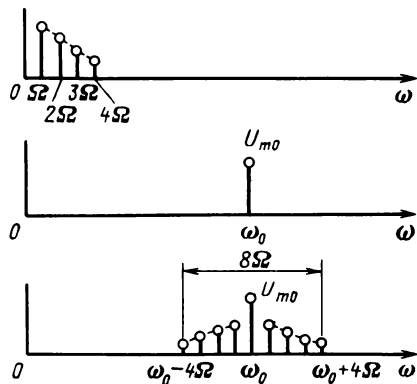


Рис. 5.5

тельно, спектр его содержит составляющие с тремя частотами. Это линейчатый спектр. На рис. 5.4,а показаны графические изображения спектров функции $x(t)$, на рис. 5.4,б — несущего колебания $u_0(t)$ и на рис. 5.4,в — модулированного сигнала $u(t)$. Модуляция приводит к тому, что наряду с основной гармоникой частоты ω_0 образуются две симметричные боковые гармоники на частотах, отстоящих на Ω влево и вправо от ω_0 .

Если $x(t)$ представляет собой несинусоидальную, но периодическую функцию со спектральными составляющими на частотах Ω , 2Ω , 3Ω и т. д., то модулированный сигнал будет иметь спектр, содержащий помимо основной гармоники на частоте ω_0 два симметричных участка, из которых один как бы образован переносом спектра функции $x(t)$ вправо по оси частот на расстояние ω_0 , а второй представляет собой зеркальное отображение первого влево от ω_0 по оси частот (рис. 5.5). При этом переносе все составляющие спектра $x(t)$ умножаются на один коэффициент, так что форма огибающей сохраняется.

Если $x(t)$ представляет собой непериодическую функцию, то ее спектр, определяемый интегральным преобразованием Фурье, представляет собой непрерывную функцию частоты с ординатами, имеющими размерность единицы x , разделенной на герц. При этом спектр модулированного колебания также содержит помимо составляющей на частоте ω_0 две боковые полосы по сторонам от ω_0 , симметрично отображающие форму спектра $x(t)$. Таким образом, если спектр $x(t)$ занимает диапазон частот от 0 до некоторой граничной частоты $\Omega_{гр}$, то спектр модулированного сигнала будет занимать диапазон частот удвоенной ширины от $\omega_0 - \Omega_{гр}$ до $\omega_0 + \Omega_{гр}$.

Частотная и фазовая модуляции приводят к гораздо более сложным преобразованиям спектров, но при этом сохраняется главная особен-

ность, которая и определяет их применение: спектр переносится в область более высоких частот.

Рассмотрим процесс **частотной модуляции**.

Сущность его состоит в изменении частоты по линейному закону в функции x . Частота становится при этом функцией времени:

$$\omega(t) = \omega_0 + kx(t). \quad (5.4)$$

Когда частота переменна, простая замена ω_0 в (5.2) на $\omega(t)$ недопустима. Справедливо более общее выражение

$$u(t) = U_{m0} \sin [\theta(t)], \quad (5.5)$$

где $\theta(t)$ — мгновенное значение фазы

$$\theta(t) = \int \omega(t) dt. \quad (5.6)$$

Только в частном случае, когда частота постоянна и равна ω_0 ,

$$\theta = \omega_0 t + \varphi_0.$$

С учетом (5.4) и (5.6) выражение (5.5) приводится к виду

$$u(t) = U_{m0} \sin [\omega_0 t + k \int x(t) dt + \varphi_0]. \quad (5.7)$$

На рис. 5.6 дана графическая иллюстрация процесса частотной модуляции. Показаны функции $x(t)$ (рис. 5.6, а), несущее колебание $u_0(t)$ (рис. 5.6, б) и модулированный сигнал $u(t)$ (рис. 5.6, в). Сгущения и разрежения волн на диаграмме рис. 5.6, в соответствуют увеличению и уменьшению частоты.

Практически процесс частотной модуляции состоит в том, что сигнал $u_x(t)$ вида (5.1) воздействует на частотоподающий элемент ЧЭ, определяющий частоту колебаний генератора Г (рис. 5.7, а). При этом частота изменяется в соответствии с (5.4). Демодуляция выполняется различными методами. Один из них основан на использовании частотно-зависимого контура ЧЗК, амплитуда колебаний на выходе которого зависит не только от амплитуды входного напряжения, но и от его частоты (рис. 5.7, б). Он преобразует колебание, модулированное по частоте, в колебание, модулированное по амплитуде. Следом за ним устанавливается амплитудный демодулятор АДМ, подобный изображенному на рис. 5.3, б. Он выдает сигнал $u_x(t)$ вида (5.1). Существуют и другие способы демодуляции частотного сигнала.

Фазовая модуляция состоит в изменении начальной фазы колебания (5.2) по закону

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi kx(t). \quad (5.8)$$

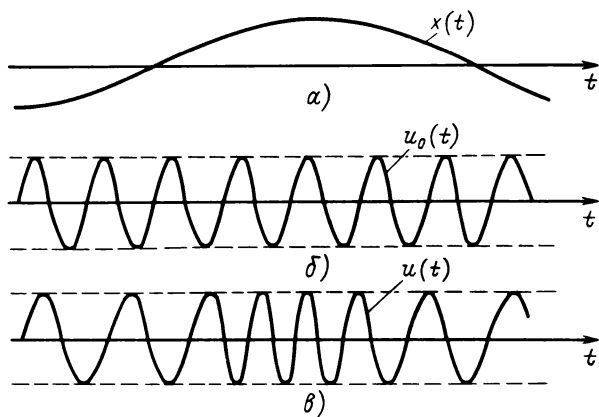


Рис. 5.6

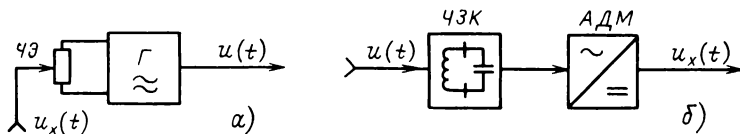


Рис. 5.7

При этом модулированный сигнал описывается выражением

$$u(t) = U_{m0} \sin [\omega_0 t + \Delta\varphi k x(t) + \varphi_0]. \quad (5.9)$$

Изменения фазы и частоты взаимно связаны интегральным выражением (5.6). В частном случае, когда $x(t)$ представляет собой синусоидальную функцию, интеграл от нее есть также синусоидальная функция. При этом под знаком синуса в (5.7) и (5.9) оказываются одинаковые выражения: сумма линейной и синусоидальной функций. Отсюда ясно, что сигналы, модулированные по частоте и по фазе, имеют близкие свойства, их временные диаграммы сходны. Частотные спектры их также близки между собой.

Процесс фазовой модуляции состоит в воздействии сигналом вида (5.1) на элемент генератора синусоидальных колебаний, определяющий значение начальной фазы. Демодуляция состоит в определении начальной фазы модулированного сигнала (5.9) путем сравнения их со значениями начальной фазы немодулированного колебания вида (5.2). Разность фаз этих двух колебаний равна $\Delta\varphi k x(t)$. Необходимость передачи по отдельному каналу опорного сигнала наряду с основным создает дополнительные трудности при использовании фазовой модуляции.

Спектры сигналов, модулированных по частоте или фазе, сложнее спектра амплитудно-модулированного сигнала. От каждой гармоники $x(t)$ образуются не одна, а множество боковых составляющих в спектре сигнала $u(t)$. Теоретически число их бесконечно, но интенсивность их быстро уменьшается с ростом номеров гармоник. Можно с помощью полосового фильтра ограничить полосу частот модулированного сигнала пределами от $\omega_0 - m\Omega_{\text{Гр}}$ до $\omega_0 + m\Omega_{\text{Гр}}$, где m — коэффициент, превышающий единицу. Чем больше значение m , тем точнее можно восстановить функцию $x(t)$ при демодуляции сигнала $u(t)$.

Обычно требуется, чтобы полоса частот канала связи при частотной или фазовой модуляции была в несколько раз шире, чем при амплитудной модуляции. Это приводит к тому, что на одной линии удастся образовать меньшее число каналов, и в конечном итоге такие каналы экономически менее выгодны. Вдобавок частотные и фазовые модуляторы и демодуляторы сложнее амплитудных. Тем не менее применение этих видов модуляции, в особенности частотной, оправдано в тех случаях, когда нужно обеспечить высокую помехозащищенность сигналов. При одном и том же соотношении уровней сигнала и помех искажения на выходе демодулятора при использовании частотной модуляции будут во много раз меньше, чем при использовании амплитудной. Это можно понять даже из простого качественного рассмотрения диаграмм рис. 5.2 и 5.6. Наложение на сигнал, изображенный на рис. 5.2, в, помехи, составляющей 10 % от амплитуды сигнала, приведет к погрешности в 10 % при демодуляции. Наложение помехи такой же относительной интенсивности на сигнал, изображенный на рис. 5.6, в, в той же мере исказит его амплитуду. Но это гораздо меньше скажется на результате определения закона изменения частоты сигнала. А именно в этом заключается функция частотного демодулятора.

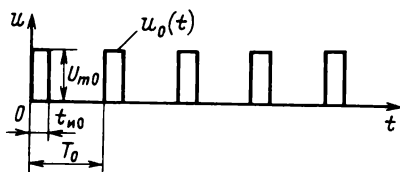
Импульсный ток (напряжение) используется в качестве носителя информации по тем же соображениям, что и синусоидальные колебания. Обычно для этого берут периодическую последовательность импульсов прямоугольной формы, показанную на рис. 5.8. Она характеризуется следующими параметрами: амплитудой U_{m0} , периодом T_0 или обратной ему величиной — частотой $f_0 = 1/T_0$, длительностью (шириной) импульсов $t_{и0}$. Отношение периода к длительности импульса называют скважностью импульсов:

$$\mu_0 = T_0/t_{и0}.$$

Модуляции может подвергаться каждый из названных параметров. Индекс 0 соответствует значениям параметров до модуляции.

Амплитудно-импульсная модуляция (АИМ) состоит в изменении амплитуды импульсов по линейному закону в функции измеряемой величины x . При этом берутся значения x в моменты, совпадающие с началом каждого очередного импульса. Следовательно, имеет место

дискретизация функции $x(t)$ по времени: она заменяется последовательностью ординат x_i , взятых через интервал T_0 . При этом



$$U_{mi} = U_{m0} + kx_i. \quad (5.10)$$

Рис. 5.8

На рис. 5.9,а показана функция $x(t)$, на рис. 5.9,б — несущее импульсное напряжение $u_0(t)$ и на рис. 5.9,в — сигнал $u(t)$, полученный амплитудно-импульсной модуляцией. Период импульсов T_0 и длительность их $t_{и0}$ постоянны. Огибающая амплитуд импульсов повторяет по форме кривую $x(t)$. Возможен вариант модуляции с изменением полярности импульсов в соответствии со знаком (рис. 5.9,г). Этому варианту соответствует значение $U_{m0} = 0$ в формуле (5.10).

АИМ может выполняться тем же способом, что и амплитудная модуляция синусоидального колебания: путем воздействия сигналов вида (5.1) на коэффициент усиления усилителя при подаче на основной его вход импульсного колебания $u_0(t)$ (см. рис. 5.3,а).

Можно представить и другой способ (рис. 5.10,а): сигнал $u_x(t)$ вида (5.1) подается на сопротивление нагрузки R_n через ключ K , управляемый импульсным напряжением $u_0(t)$. При этом вершины импульсов сигнала $u(t)$ на выходе получаются не горизонтальными, а повторяют по форме соответствующие участки функции $x(t)$. Но это не существенное отличие.

Демодуляция может выполняться с помощью фильтранижных частот $\Phi НЧ$ (рис. 5.10,б), который задерживает высокие частоты, соответствующие спектру несущего импульсного колебания, и пропускает низкие частоты, соответствующие спектру функции $x(t)$. Другой способ демодуляции (рис. 5.10,в) состоит в том, что каждый очередной импульс амплитудой U_{mi} подается через ключ K на элемент памяти ЭП, который хранит значение U_{mi} до поступления следующего импульса. Ключ замыкается на время действия импульса. Аналоговым элементом памяти может служить конденсатор с подключенным к нему усилителем постоянного тока. Напряжение на выходе ЭП $u_{вых}(t)$ заменяет непрерывную кривую $x(t)$ ступенчатой ломаной линией.

Теоретически можно однозначно восстановить непрерывную функцию $x(t)$ с ограниченным частотным спектром по значениям дискретных ординат x_i , если период повторения их

$$T \leq 1/2f_{гр}, \quad (5.11)$$

где $f_{гр}$ — граничная частота спектра функции $x(t)$.

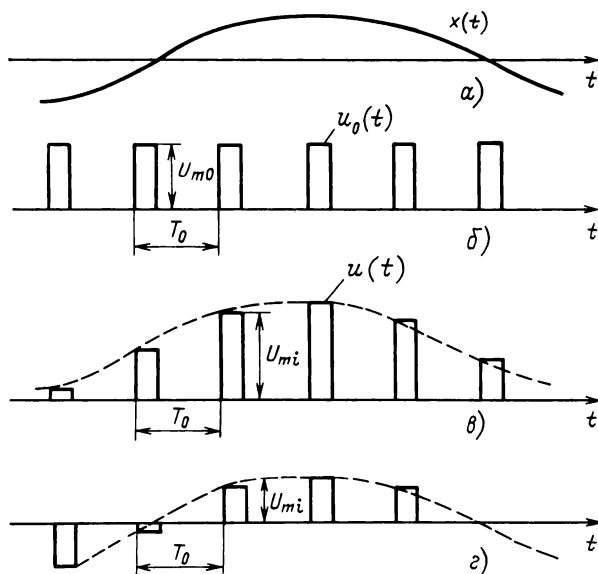


Рис. 5.9

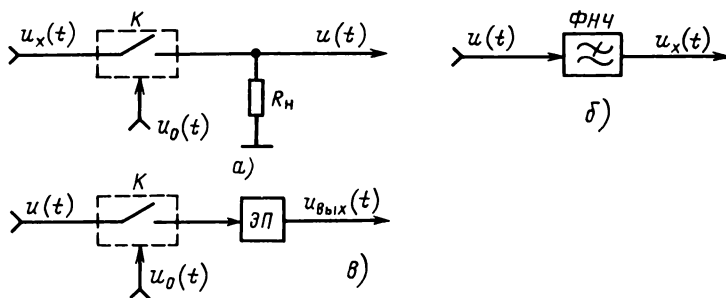


Рис. 5.10

В этом состоит содержание известной теоремы Котельникова. Практически значение T выбирают в десятки раз меньше, чем это определяется (5.11), и даже при этом функция $x(t)$ восстанавливается по значениям ординат x_i не идеально точно, а с некоторой погрешностью. Объясняется это тем, что восстановление функции $x(t)$ по теореме Котельникова требует сложной математической обработки информации и, кроме того, связано с неизбежным запаздыванием во времени. Последнее означает, что восстановленная непрерывная функция повторяет по форме $x(t)$, но отстает от нее по времени.

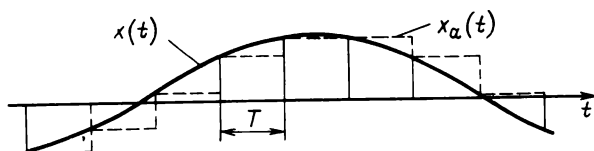


Рис. 5.11

При восстановлении по схеме рис. 5.10, в кривая $x(t)$ аппроксимируется ступенчатой ломаной линией $x_a(t)$ (рис. 5.11). За время T разница Δx между истинным значением x и воспроизводимыми значениями x_a может достигнуть величины

$$\Delta x_{\max} = x'_{\max} T,$$

где x'_{\max} — максимальное значение производной функции $x(t)$.

Максимальная приведенная погрешность

$$\delta = \Delta x_{\max} / (x_{\text{в}} - x_{\text{н}}),$$

где $x_{\text{в}}$, $x_{\text{н}}$ — верхнее и нижнее значения x ; $(x_{\text{в}} - x_{\text{н}})$ — диапазон шкалы измерений.

Следовательно,

$$\delta = x'_{\max} T / (x_{\text{в}} - x_{\text{н}}). \quad (5.12)$$

Соотношение (5.12) позволяет выбрать период повторения импульсов T при известной максимальной скорости изменения x и заданной допустимой погрешности.

Дискретизация функции $x(t)$ по времени имеет место при любых видах импульсной модуляции.

Частотно-импульсная модуляция (ЧИМ) состоит в изменении частоты импульсов в функции $x(t)$. Но в отличие от частотной модуляции синусоидального несущего колебания, описываемой выражением (5.7), частота здесь не является непрерывной величиной. Как правило, ЧИМ выполняется путем воздействия на импульсный генератор, построенный по схеме рис. 5.12. Входной сигнал вида (5.1), линейно связанный с x , управляет крутизной S вспомогательной развертывающей функции $y_p(t)$, выдаваемой генератором развертки ГР:

$$\left. \begin{aligned} y_p(t) &= St; \\ S &= au_x = a(U_0 + kx). \end{aligned} \right\} \quad (5.13)$$

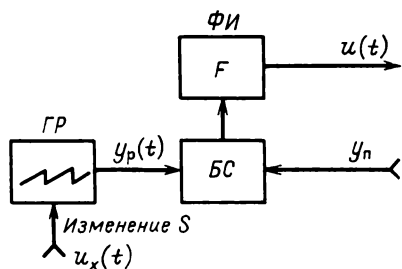


Рис. 5.12

Период T определяется временем нарастания $y_p(t)$ (см. рис. 5.13, а) до заданного фиксированного порога y_n . Момент равенства y_p и y_n обнаруживается блоком сравнения БС (см. рис. 5.12), по команде которого формирователь импульсов ФИ выдает очередной импульс выходного сигнала $u(t)$ на рис. 5.13, б.

Если x за период T существенно не изменяется и можно в первом

приближении считать $x = \text{const}$, то

$$y_p(T) = a(U_0 + kx)T = y_n;$$

$$T = y_n / a(U_0 + kx).$$

Следовательно, частота сигнала генератора

$$f = 1/T = (a/y_n) (U_0 + kx); \quad (5.14)$$

$$f = f_0 + bx,$$

где

$$f_0 = aU_0/y_n; \quad (5.15)$$

$$b = ak/y_n. \quad (5.16)$$

Итак, при постоянном x частота импульсов f связана линейной зависимостью (5.14) с x .

Если же пренебречь изменениями x за период T нельзя, то крутизна развертывающей функции является переменной величиной:

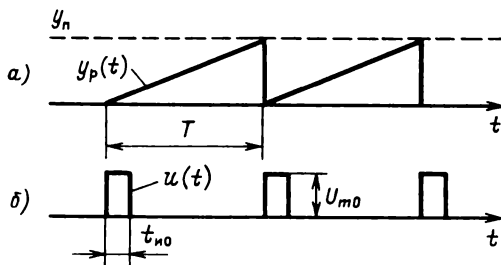


Рис. 5.13

$$S = dy_p/dt = a[U_0 + kx(t)].$$

При этом время от начала развертки до достижения порога y_n определяется соотношением

$$\int_0^{y_n} dy_p = \int_0^T a[U_0 + kx(t)] dt.$$

Отсюда

$$y_n = aU_0T + ak \int_0^T x(t) dt.$$

Обозначим x_{cpT} — среднее значение измеряемой величины x за период T

$$x_{cpT} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt.$$

Тогда

$$y_n = aU_0T + akTx_{cpT} = aT(U_0 + kx_{cpT});$$

$$T = y_n/a(U_0 + kx_{cpT}).$$

Отсюда

$$f = 1/T = (a/y_n)(U_0 + kx_{cpT}).$$

С учетом (5.15) и (5.16)

$$f = f_0 + bx_{cpT}. \quad (5.17)$$

Показанный на рис. 5.13,б сигнал имеет импульсы одинаковой длительности при любых значениях периода T . На рис. 5.14,а показан случай, когда x меняется во времени. Этому соответствует импульсный сигнал переменной частоты с постоянной длительностью импульсов, показанный на рис. 5.14,б. Применяется и другой вариант ЧИМ (рис. 5.14,в), при котором соблюдается постоянная скважность импульсов, равная 2, т. е.

$$\mu = T/t_{\text{и}} = 2.$$

Для этого применяют двухтактную схему модуляции: такты развертки по диаграмме рис. 5.13,а разделяют триггерным счетным уст-

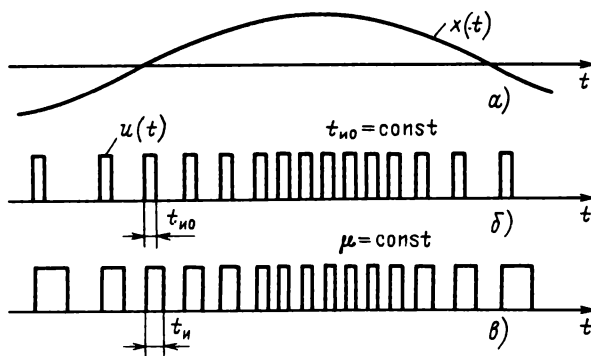


Рис. 5.14

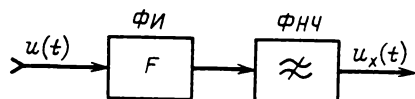


Рис. 5.15

роиством на четные и нечетные и выдают в течение всего периода развертки с нечетным номером импульс, а с четным номером — паузу. Тогда период выходного сигнала T' оказывается равным $2T$, а частота f' вдвое меньше, т. е.

$$f' = f_0/2 + (b/2)x_{cp}T.$$

Увеличив вдвое крутизну развертки $y_p(t)$ путем удвоения коэффициента a , можно сохранить при двухтактной схеме модуляции тот же диапазон частот, что и диапазон f при одноктактной схеме.

Дискретизация функции $x(t)$ при частотно-импульсной модуляции носит своеобразный характер: во-первых, период дискретизации T является переменным; во-вторых, параметр образуемого сигнала зависит не от значения дискретной ординаты x_i , а от среднего значения за период $x_{cp}T$.

Простейший частотно-импульсный демодулятор (рис. 5.15) состоит из формирователя импульсов $\Phi И$ и фильтра нижних частот $\Phi Н Ч$. Первый формирует импульсы по амплитуде и длительности так, чтобы выдерживалось условие $U_m t_{и} = \text{const}$. Второй задерживает в спектре этих импульсов высокие частоты, но пропускает низкие, соответствующие спектру функции $x(t)$. Иными словами, фильтр выделяет текущее среднее значение импульсного сигнала, которое при постоянной площади импульсов пропорционально их частоте. Действительно, сред-

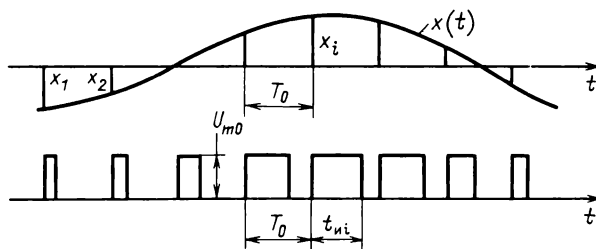


Рис. 5.16

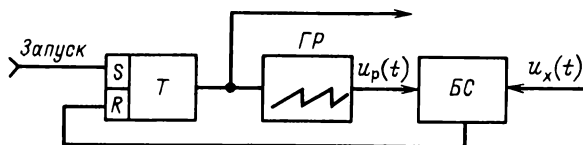


Рис. 5.17

нее значение напряжения сигнала за каждый период

$$U_{срT} = U_m t_{и} / T = U_m t_{и} f.$$

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) получается путем изменения длительности импульсов $t_{и}$ по линейному закону в функции значений дискретных ординат x_i :

$$t_{иi} = t_{и0} + bx_i. \quad (5.18)$$

При этом период T_0 и амплитуда U_{m0} сохраняются постоянными. Процесс ШИМ иллюстрируется рис. 5.16.

Практическая реализация ШИМ показана на схеме рис. 5.17 и иллюстрируется диаграммами рис. 5.18. Используется метод развертывающего преобразования. Генератор развертки ГР работает с периодом T_0 и выдает напряжение развертки

$$u_p(t) = U_n + at,$$

где U_n — некоторое начальное напряжение.

Начало развертки определяется импульсом запуска, переводящим триггер T в состояние 1. Соответствующий вход триггера обозначен S . Блок сравнения БС сравнивает $u_p(t)$ с напряжением $u_x(t)$, связанным с функцией $x(t)$ соотношением (5.1). В момент $t_{и}$ наступает их равенство и БС выдает сигнал, переводящий триггер T в состоя-

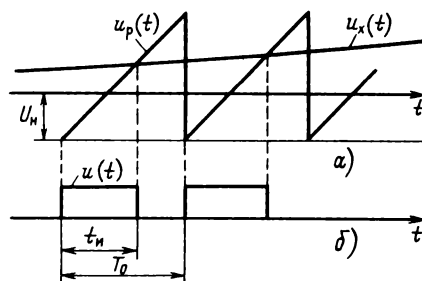


Рис. 5.18

ние 0 по входу R . С триггера снимается выходной импульс длительностью t_n . В момент t_n

$$U_n + a t_n = U_0 + k x(t_n),$$

отсюда

$$t_n = (U_0 - U_n)/a + (k/a)x(t_n). \quad (5.19)$$

Значения U_n и a выбираются так, чтобы соблюдались равенства

$$(U_0 - U_n)/a = t_{и0}; \quad k/a = b.$$

Если принять, что x_i есть значение x в момент $t_{и}$, то (5.19) эквивалентно (5.18). В этом работа рассмотренного модулятора отличается от того, что показан на рис. 5.16, где x_i — значение x в момент начала i -го периода. Но такой вариант модуляции требует некоторого усложнения схемы: нужно ввести устройство, измеряющее значение x_i в моменты начала каждого периода и запоминающее их на время T_0 . При этом напряжение развертки сравнивается с напряжением, снимаемым с указанного запоминающего элемента.

В простейшем варианте широтно-импульсный демодулятор может быть построен по схеме, внешне идентичной схеме рис. 5.15. Внутреннее отличие состоит в том, что формирователь импульсов $\Phi И$ в данном случае обеспечивает постоянство амплитуды U_m , а длительность импульса $t_{и}$ на его выходе — такая же, как и на входе.

В более сложном варианте демодулятора (рис. 5.19) используется обратный развертывающий преобразователь $ОРП$, у которого напряжение $u_p(t)$ линейно возрастает в течение длительности входного импульса и затем остается неизменным до окончания периода, когда оно через ключ K вводится в элемент памяти $ЭП$, сохраняющий по-

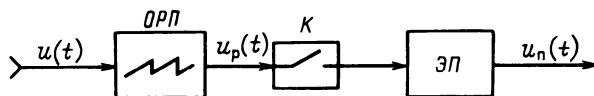


Рис. 5.19

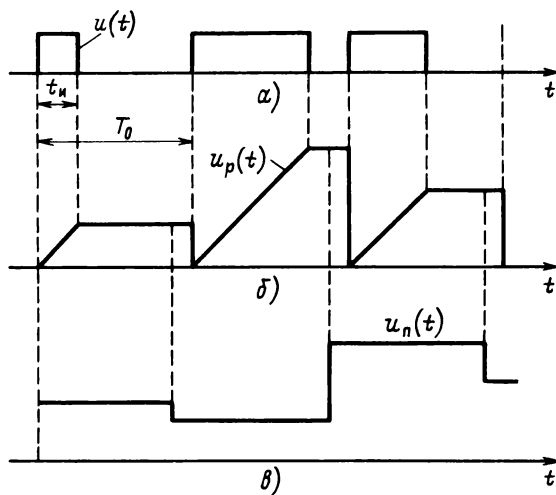


Рис. 5.20

лученное значение напряжения до ввода следующего результата преобразования (рис. 5.20). Напряжение $u_n(t)$, снимаемое с элемента памяти, представляет собой результат ступенчатой аппроксимации функции $x(t)$ в соответствии с диаграммой рис. 5.11, только аппроксимирующая функция запаздывает относительно $x(t)$ на время, равное периоду сигнала T_0 .

В несущей импульсной последовательности, изображенной на рис. 5.8, можно смещать импульсы во времени, располагая их не в начале каждого периода, а в любой его части (рис. 5.21, б). Смещению импульса во времени τ соответствует смещение по фазе. Фазу можно выразить в относительных единицах

$$\nu = \tau/T$$

или в радианах (по аналогии с начальной фазой синусоидального сигнала)

$$\varphi = 2\pi\tau/T.$$

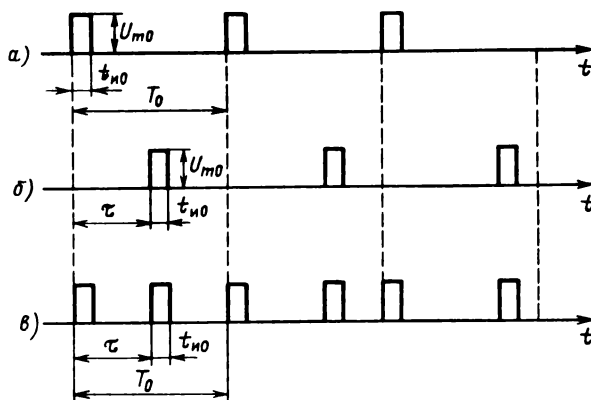


Рис. 5.21

Изменение τ в функции x по закону

$$\tau_i = \tau_0 + kx_i \quad (5.20)$$

называют **фазо-импульсной модуляцией (ФИМ)**.

Поскольку для восстановления значений x_i из такого сигнала его надо сравнивать с опорной импульсной последовательностью, показанной на рис. 5.21, а, удобно передавать получателю информации сигнал, полученный суммированием двух упомянутых сигналов (рис. 5.21, в). Именно такой сигнал чаще всего используют при ФИМ. Очевидно, необходимо соблюдать условие

$$\tau_{i \min} > t_{и0}.$$

Получить такой сигнал можно из широтно-импульсного сигнала (см. рис. 5.16, б) с помощью дифференцирующего устройства, выделяющего фронты импульсов, и формирователя, выдающего импульсы длительностью $t_{и0}$. При этом значения τ_i в образуемом сигнале равны значениям $t_{иi}$ в исходном. Нужно только, чтобы минимальная длительность исходного сигнала ШИМ была больше $t_{и0}$.

Восстанавливать функцию $x(t)$ на основе сигнала ФИМ можно путем предварительного обратного перехода к сигналу ШИМ с помощью триггера, который переводится в состояние 1 фронтом первого (опорного) импульса и возвращается в состояние 0 фронтом второго (отсчетного) импульса. Демодуляция же сигнала ШИМ была рассмотрена выше.

Модуляция и демодуляция импульсной последовательности по частоте, длительности импульсов или их фазе требуют применения более

сложных устройств, чем модуляция и демодуляция по амплитуде. Кроме того, ЧИМ, ШИМ и ФИМ-сигналы имеют более широкий частотный спектр, чем АИМ-сигналы, и потому для их передачи требуется канал связи с более широкой полосой пропускания частот. Тем не менее все эти сигналы широко применяются в измерениях, в вычислительной технике и технике связи. Главная причина заключается в том, что по этим сигналам удастся достаточно точно восстановить сообщения, несмотря на искажения, вносимые помехами в канале связи и в устройствах промежуточной обработки. Вторая причина — возможность использования элементов импульсной техники для построения модуляторов и демодуляторов.

Наконец, существует еще одна достаточно серьезная причина. Это — удобство преобразования частоты или временного интервала в цифровую форму. Для этого используются счетчики импульсов и стабильные генераторы — задатчики фиксированной частоты или фиксированных интервалов времени. Частота преобразуется в число путем подсчета количества периодов сигнала в течение заданного интервала времени, а временной интервал преобразуется в число путем подсчета количества импульсов стабильного генератора, укладывающихся в этот интервал. Такие цифровые преобразователи заменяют в ряде случаев демодуляторы, т. е. обратные преобразователи частоты или временного интервала в напряжение.

Все описанные выше виды импульсной модуляции основаны на изменении одного из параметров несущей периодической импульсной последовательности, показанной на рис. 5.8. Существует особый вид сигнала, образуемый комбинированием импульсов. Процесс образования такого сигнала получил название **кодowo-импульсной модуляции (КИМ)**. Выполняется она следующим образом. Сначала, как и при всех других видах импульсной модуляции, непрерывная функция $x(t)$ подвергается дискретизации по времени с периодом T , выбираемым таким образом, чтобы на основании набора дискретных ординат x_i можно было затем с требуемой точностью восстановить исходную функцию $x(t)$.

В простейших случаях пользуются, например, выражением (5.12), относящимся к восстановлению функции методом ступенчатой аппроксимации (рис. 5.11). Затем каждое значение x_i подвергают преобразованию в цифровую форму. Принципы построения таких преобразователей изложены в § 2.13. Числа N_i , соответствующие значениям ординат x_i , представляют в форме кодовых комбинаций импульсов, т. е. в форме сигналов КИМ.

Удобно применять такие коды, которые состояются из элементов, имеющих только по два значения. Их принято обозначать символами 0 и 1. Тогда при образовании сигнала каждый элемент кода выражают импульсом, у которого один из параметров принимает два зна-

чения. Этим параметром может быть либо амплитуда, либо длительность. Если одно из двух значений этого параметра принимается равным нулю, то получается, что символ 1 выражается импульсом, а символ 0 — отсутствием импульса, т. е. паузой. При выборе амплитуды в качестве изменяемого параметра можно в частном случае выражать символы 1 и 0 равными, но противоположными по полярности амплитудами.

Когда элементы сигнала имеют только два значения основного параметра, их легко различать при приеме, даже на фоне значительных помех, которые присутствуют в каналах связи. Кроме того, для их получения, преобразований и хранения используются наиболее надежные элементы электроники, имеющие по два возможных состояния — ключи, триггеры, логические схемы и др. Такие элементы наиболее поддаются интегральному исполнению, поэтому аппаратура на их основе получается малогабаритной, дешевой, помехоустойчивой, высоконадежной. На таких элементах строится вся цифровая вычислительная техника.

Из кодов, образуемых двумя символами 0, 1, наиболее экономичен двоичный код. Но если требуется воспроизводить значения измеряемой величины N_i на цифровом приборе в десятичной системе счисления, то к такому прибору следует подводить единично-десятичный код для управления элементами индикации. В таком коде каждая цифра десятичного числа представляется десятью элементами, из которых один принимает значение 1, а все остальные — 0. Так, десятичное число 309 выражается следующей комбинацией единично-десятичного кода:

0000001000 — 0000000001 — 1000000000.

Здесь в каждом десятке символов позиции пронумерованы от 9 до 0, считая слева направо. Номер позиции, занимаемой символом 1, соответствует значению данной десятичной цифры.

Будучи удобным для управления цифровыми индикаторами, единично-десятичный код невыгоден для передачи и хранения информации, так как содержит слишком большое число элементов. Так, для передачи набора чисел от 0 до 999 требуется 30-элементный единично-десятичный код, тогда как в двоичном коде для этого достаточно всего десяти элементов. Можно использовать для преобразований, математических вычислений, хранения и передачи двоичный код, а для управления цифровыми приборами переводить его в единично-десятичный код с помощью специального преобразователя. Однако такой преобразователь довольно сложен.

Компромиссным решением является применение двоично-десятичного кода, в котором каждая цифра десятичного числа выражается четырехэлементным двоичным кодом. То же десятичное число 309

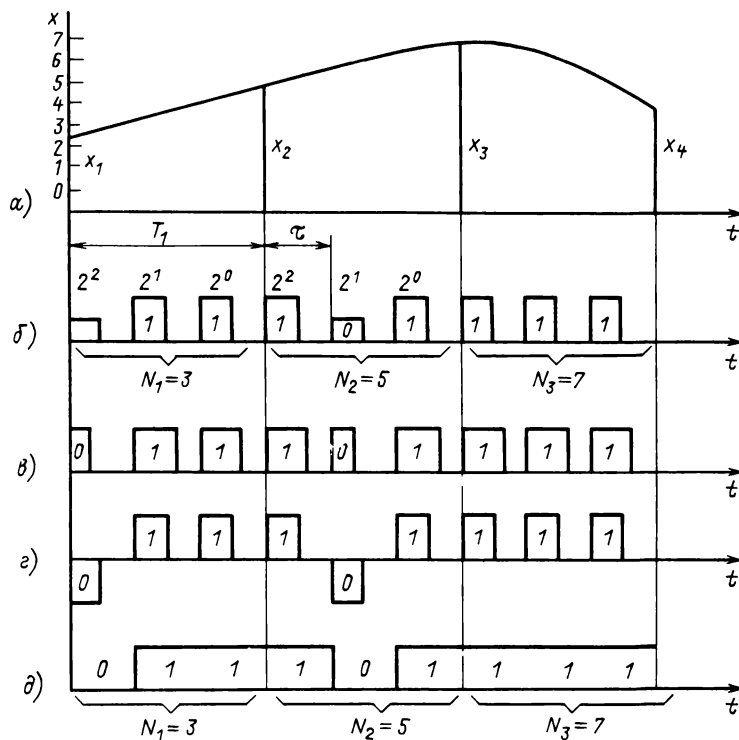


Рис. 5.22

представляется в этом коде комбинацией

0011 — 0000 — 1001.

Избыточность по числу элементов у такого кода по отношению к двоичному сравнительно невелика. Тот же набор чисел от 0 до 999 здесь выражается 12 элементами. В то же время двоично-десятичный код довольно просто преобразуется в десятичный с помощью несложных подекадных дешифраторов матричного типа, которые устанавливаются обычно непосредственно перед выходом на цифровые приборы. Это обстоятельство обусловило довольно широкое применение двоично-десятичного кода в измерительной технике (наряду с двоичным кодом).

На рис. 5.22, а проиллюстрирован процесс образования сигналов КИМ при передаче дискретных значений x_i функции $x(t)$. Для простоты диапазон значений x разбит всего на восемь равных диапазонов, которым приписаны номера от 0 до 7. Для представления набора чи-

сел N от 0 до 7 достаточно трех разрядов двоичного кода. Передача каждой трехэлементной кодовой комбинации должна занимать интервал времени, не превышающий интервал T между дискретными отсчетами x_i . В данном случае использован весь интервал T . При трехэлементном коде на каждый элемент приходится интервал $\tau = T/3$. На рис. 5.22,б представлен кодово-импульсный сигнал с использованием амплитудного признака для символов 1 и 0 и длительностью импульсов $\tau/2$, на рис. 5.22,в — сигнал с изменением длительности импульсов от $\tau/3$ до $2\tau/3$ при смене символов с 0 на 1, на рис. 5.22,г — сигнал с разнополярными импульсами длительностью $\tau/2$, на рис. 5.22,д — сигнал с импульсами длительностью τ при символах 1 и паузами при символах 0. Последний вариант менее удобен, чем остальные, в отношении синхронизации приемника с передатчиком, так как при нескольких единицах подряд импульсы сливаются. Однако эта трудность преодолима, зато использование такого сигнала выгоднее остальных в отношении требуемой полосы частот канала связи. Частотная полоса спектра импульсного сигнала тем шире, чем меньше длительность кратчайшего его элемента — импульса или паузы. На рис. 5.22,д кратчайший элемент имеет длительность τ , в то время как на рис. 5.22,б, г кратчайшая длительность элемента составляет $\tau/2$, а на рис. 5.22,в — даже $\tau/3$. Следовательно, для передачи сигнала по рис. 5.22,д требуется полоса частот канала вдвое меньшая, чем для сигналов по рис. 5.22,б, г и вдвое меньшая, чем для сигналов по рис. 5.22,в.

Построение АЦП и ЦАП рассмотрено ранее, в § 2.13.

Отметим в заключение, что кодово-импульсная модуляция находит широкое применение не только в связи с проникновением цифровых методов во все области техники, но и потому, что кодированные сигналы обладают наиболее высокой помехоустойчивостью. Эту помехоустойчивость можно неограниченно повышать, применяя так называемые корректирующие коды, построение которых основано на введении избыточных символов в каждую кодовую комбинацию. Такие коды получили распространение в телемеханике и технике связи.

5.3. КОЛИЧЕСТВЕННОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Информацию, получаемую от объектов контроля (исследования), передаваемую по каналам связи, обрабатываемую и воспроизводимую приборами, можно определять количественно. Количественная характеристика информации не зависит от ее физического содержания, от физической природы сигналов, ее передающих, и от способов реализации приборов. В результате приема получателем сообщения о контролируемом или изучаемом объекте, явлении, событии у него уменьша-

ется степень неопределенности сведений о них или степень неопределенности сложившегося у него образа изучаемого объекта. Имеются статистические характеристики этой степени неопределенности. Количеством информации, содержащимся в сообщении, считается разность значений двух степеней неопределенности: 1) до получения сообщения; 2) после получения сообщения.

При измерениях происходит отбор, передача, обработка и воспроизведение информации непрерывного характера, т. е. количественных значений различных непрерывных физических величин. Но чтобы понять, каким образом оценивается количество информации при передаче непрерывных сообщений, необходимо предварительно познакомиться с оценкой количества информации в дискретных сообщениях, т. е. в сообщениях об отдельных событиях или о дискретных состояниях объектов. Информационные характеристики, найденные для дискретных сообщений, распространяются затем на непрерывные сообщения.

Количество информации в дискретных сообщениях. Пусть имеется объект, способный принимать конечное число дискретных состояний, пронумерованных числами от 1 до n . Предположим, что в сообщении о том, что объект находится в каком-то конкретном состоянии (i -м), содержится тем больше количества информации, чем более неопределенными были сведения об объекте до получения сообщения, т. е. чем меньше была априорно известная получателю вероятность p_i того, что объект примет i -е состояние. Итак, положим, что количество информации \mathcal{I}_i в данном сообщении определяется величиной $1/p_i$. Далее установим, какой характер должна иметь зависимость \mathcal{I}_i от $1/p_i$. Эту задачу решают на основе следующих соображений.

Если некоторое сложное сообщение эквивалентно нескольким простым, взятым вместе, то количество информации, содержащееся в сложном сообщении, должно быть равно сумме количеств информации, содержащихся в каждом из простых сообщений. Поясним это примером. Пусть одновременно рассматриваются два взаимно независимых объекта, каждый из которых может принять любое из n состояний с равной вероятностью $p = 1/n$. Можно говорить о комбинации состояний обоих объектов. Число возможных комбинаций равно n^2 , а вероятность любой из них $p_{ij} = 1/n^2$. В сложном сообщении о том, что в данный момент имеет место определенная комбинация состояний двух объектов (одна из n^2 возможных), содержится столько же информации, сколько в двух сообщениях: о том, что первый объект находится в i -м состоянии, а второй — в j -м. Количество информации $\mathcal{I}_{\text{сл}}$ в сложном сообщении определяют величиной $1/p_{ij} = n^2$, а количество информации $\mathcal{I}_{\text{пр}}$ в простом сообщении определяется величиной $1/p_i = 1/p_j = n$. Требование

$$\mathcal{I}_{\text{сл}} = \mathcal{I}_{\text{пр1}} + \mathcal{I}_{\text{пр2}} \quad (5.21)$$

будет соблюдено только в том случае, если принять, что \mathcal{I} в каждом сообщении пропорционально логарифму от $1/p$.

При этом коэффициент пропорциональности и основание логарифма могут быть любыми. Как будет показано далее, во многих случаях удобно пользоваться двоичными логарифмами, а коэффициент пропорциональности положить равным единице. Пока для рассматриваемого примера убедимся, что условие (5.21) соблюдается независимо от основания логарифма. Действительно,

$$\begin{aligned} \mathcal{I}_{\text{пр1}} &= \mathcal{I}_{\text{пр2}} = \log(1/p_i) = \log n; \\ \mathcal{I}_{\text{сл}} &= \log(1/p_{ij}) = \log n^2; \\ \mathcal{I}_{\text{пр1}} + \mathcal{I}_{\text{пр2}} &= 2\log n = \log n^2 = \mathcal{I}_{\text{сл}}. \end{aligned}$$

Итак, количество информации в одиночном дискретном сообщении о событии, имеющем априорную вероятность p_i ,

$$\mathcal{I}_i = \log(1/p_i). \quad (5.22)$$

Практически интересна не эта величина, а среднее количество информации, приходящееся на одно сообщение, т. е.

$$\bar{\mathcal{I}} = \sum_{i=1}^n p_i \mathcal{I}_i = \sum_{i=1}^n p_i \log \frac{1}{p_i} = - \sum_{i=1}^n p_i \log p_i. \quad (5.23)$$

Здесь усреднение выполнено с учетом вероятности появления каждого из сообщений: количество информации в i -м сообщении умножено на весовой коэффициент p_i .

Выражение в правой части (5.23) характеризует в усредненном виде неопределенность состояния данного объекта. Эта величина называется *энтропией объекта*. Ее принято обозначать буквой H :

$$H = - \sum_{i=1}^n p_i \log p_i. \quad (5.24)$$

Для рассмотренного случая передачи сообщения получилось, что $\mathcal{I} = H$. Но это равенство справедливо лишь в том случае, когда после получения сообщения неопределенность сведений об объекте исчезает полностью, т. е. когда каждое сообщение абсолютно достоверно. Применительно к передаче информации это означает, что сообщения не искажаются помехами и всегда воспринимаются получателем в таком

виде, в каком они были переданы. При этом для получателя априорная вероятность того, что объект находится в i -м состоянии, равная p_i , а апостериорная вероятность этого же события после получения сообщения равна 1.

В общем случае нужно учитывать, что любое сообщение может быть искажено помехами и поэтому апостериорная вероятность пребывания объекта в i -м состоянии после получения сообщения меньше единицы. По-видимому, получаемое при этом количество информации меньше, чем в отсутствие помех. Обозначим передаваемые сообщения $x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n$, а принимаемые $y_1, y_2, \dots, y_j, \dots, y_m$ (в общем случае может быть $m \neq n$). Пусть было передано сообщение x_i , а принято сообщение y_j . Полученное при этом частное (индивидуальное) количество информации определим как

$$\mathcal{I}(x_i, y_j) = \log [p(x_i|y_j)/p(x_i)], \quad (5.25)$$

где $p(x_i)$ — вероятность того, что было передано сообщение x_i ; $p(x_i|y_j)$ — условная вероятность того, что при получении сообщения y_j исходной его причиной была передача сообщения x_i .

По теореме Байеса, вероятность совместного наступления событий x_i и y_j

$$p(x_i, y_j) = p(x_i|y_j)p(y_j) = p(y_j|x_i)p(x_i).$$

С учетом этого получим другое выражение, эквивалентное (5.25):

$$\mathcal{I}(x_i, y_j) = \log [p(y_j|x_i)/p(y_j)]. \quad (5.26)$$

При отсутствии помех (искажений) передаче x_i всегда соответствует прием y_i , а $m = n$. При этом $p(x_i) = p(y_i) = p_i$, $p(x_i|y_i) = p(y_i|x_i) = 1$.

Тогда

$$\mathcal{I}(x_i, y_i) = \log(1/p_i).$$

Следовательно, формула (5.22) является частным случаем (5.25) и (5.26).

Среднее количество информации относительно передаваемых сообщений x , содержащееся в принимаемых сообщениях y , найдем, усреднив $\mathcal{I}(x_i, y_j)$ по всем возможным значениям i и j :

$$\mathcal{I}(x, y) = \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n p(x_i, y_j) \mathcal{I}(x_i, y_j). \quad (5.27)$$

Здесь весовым коэффициентом при усреднении служит вероятность совместного наступления событий x_i, y_j , т. е. $p(x_i, y_j)$. Проведем некоторые преобразования:

$$\begin{aligned} \mathcal{J}(x, y) &= \sum_j \sum_i p(x_i, y_j) \log \frac{p(x_i|y_j)}{p(x_i)} = \\ &= \sum_j \sum_i p(x_i, y_j) \log p(x_i|y_j) - \sum_j \sum_i p(x_i, y_j) \log p(x_i) = \\ &= \sum_j p(y_j) \sum_i p(x_i|y_j) \log p(x_i|y_j) - \sum_i p(x_i) \log p(x_i) \sum_j p(y_j|x_i). \end{aligned}$$

Сумма условных вероятностей $p(y_j|x_i)$ отвечает условию нормирования, т. е.

$$\sum_j p(y_j|x_i) = 1.$$

Поэтому

$$\begin{aligned} \mathcal{J}(x, y) &= \sum_j p(y_j) \sum_i p(x_i|y_j) \log p(x_i|y_j) - \\ &- \sum_i p(x_i) \log p(x_i). \end{aligned}$$

Введем обозначение

$$H(x|y_j) = - \sum_i p(x_i|y_j) \log p(x_i|y_j). \quad (5.28)$$

Эта величина представляет собой условную (апостериорную) энтропию передаваемых сообщений при приеме сообщения y_j . Усреднение ее по всем возможным значениям y_j дает среднюю условную (апостериорную) энтропию

$$H(x|y) = \sum_j p(y_j) H(x|y_j). \quad (5.29)$$

Величина

$$H(x) = - \sum_i p(x_i) \log p(x_i) \quad (5.30)$$

представляет собой безусловную (априорную) энтропию передаваемых сообщений.

С учетом (5.28) — (5.30) получим

$$\mathcal{I}(x, y) = H(x) - H(x|y). \quad (5.31)$$

Это означает, что в общем случае среднее количество информации относительно объекта, содержащееся в принятом сообщении, равно уменьшению средней неопределенности состояния объекта, т. е. разности безусловной и условной энтропий.

Нетрудно убедиться, что в отсутствие помех (искажений) $H(x|y) = 0$. В этом случае, как показано ранее, условные вероятности равны 1. Учитывая, что $\log 1 = 0$, приходим к тому, что правые части формул (5.28) и (5.29) обращаются в нуль. Тогда среднее количество информации равно энтропии передаваемого сообщения. В общем случае $H(x|y)$ есть величина дезинформации, вносимой шумами.

Аналогичные преобразования можно провести, приняв за основу выражение (5.26). При этом получим соотношение, симметричное (5.31):

$$\mathcal{I}(x, y) = H(y) - H(y|x). \quad (5.32)$$

Доказано, что всегда справедливо неравенство

$$\mathcal{I}(x, y) \geq 0, \quad (5.33)$$

т. е. среднее количество информации не может быть отрицательной величиной.

Этого нельзя сказать о частном количестве информации, получаемой в результате однократной передачи. Значение $\mathcal{I}(x_i, y_j)$ может оказаться и отрицательным: дезинформация, внесенная помехами, может превысить информацию, которую несет переданное сообщение. Это бывает, когда передано x_i , принято y_j и при этом условная вероятность $p(x_i|y_j)$ меньше вероятности $p(x_i)$.

Покажем, что применение двоичных логарифмов удобно при подсчете количества информации. Пусть объект имеет два возможных состояния. Тогда для передачи сообщений о состоянии объекта можно применить элементарный двухпозиционный сигнал. Если вероятности обоих состояний объекта равны между собой, т. е. $p_i = 1/2$, то при использовании двоичными логарифмами энтропия источника $H = 1$. Этой же величине равно количество информации \mathcal{I} , если в канале нет помех. В данном случае один элементарный сигнал несет одну двоичную единицу информации.

С помощью k элементарных двоичных сигналов можно передать сообщения об объекте, имеющем 2^k возможных состояний. Если все эти состояния равновероятны, то каждое сообщение из k символов несет количество информации, равное k двоичным единицам. Этим объясняется удобство применения двоичных логарифмов.

Двоичная единица информации называется битом.*

Количество информации в непрерывных сообщениях. Рассмотрим информационные характеристики непрерывных сообщений. Если x непрерывна, она имеет бесконечное множество возможных значений. Введем для нее понятие энтропии с помощью предельного перехода.

Заменим бесконечное множество значений x некоторым числом N значений, взятых через равные интервалы:

$$\Delta x = (x_{\text{кон}} - x_{\text{нач}})/N,$$

где $x_{\text{нач}}$ и $x_{\text{кон}}$ — начальное и конечное значения x .

Для k -го значения измеряемой величины получим выражение $x_k = k\Delta x$. Вероятность появления k -го значения находим из плотности распределения $f(x)$ по формуле $p(x_k) \approx f(x_k)\Delta x$.

Это выражение тем точнее, чем меньше Δx . Энтропия квантованной величины x^*

$$\begin{aligned} H(x^*) &= -\sum p(x_k) \log p(x_k) \approx -\sum_k \Delta x f(x_k) \log [f(x_k) \Delta x] = \\ &= -\Delta x \sum_k f(x_k) \log f(x_k) - \log \Delta x \sum_k \Delta x f(x_k). \end{aligned}$$

По условию нормирования

$$\sum_k \Delta x f(x_k) = 1.$$

С учетом этого

$$H(x^*) \approx -\Delta x \sum_k f(x_k) \log f(x_k) - \log \Delta x.$$

При $\Delta x \rightarrow 0$ первое слагаемое обращается в $-\int_x f(x) \log f(x) dx$, но второе стремится к бесконечности. Таким образом, предельный переход пока не позволил нам ввести понятие энтропии непрерывного сообщения. Однако при определении количества информации для случая, когда сигнал искажен шумами (помехами), нужно из безусловной энтропии $H(x)$ вычесть среднюю условную $H(x|y)$. В этом случае при квантовании x и y получается, что энтропии соответствующих квантованных величин $H(x^*)$ и $H(x^*|y^*)$ имеют одинаковые составляющие $-\log \Delta x$, которые при вычитании взаимно компенсируются. Предельный переход при $\Delta x \rightarrow 0$ дает

* Binary digit — двоичная единица, bit — соединение начала первого слова и конца второго.

$$\mathcal{J}(x, y) = - \int_x f(x) \log f(x) dx + \\ + \int_y f(y) \left[\int_x f(x|y) \log f(x|y) dx \right] dy.$$

Величину

$$H_{\text{диф}}(x) = - \int_x f(x) \log f(x) dx \quad (5.34)$$

называют *априорной (безусловной) дифференциальной энтропией* непрерывной величины x , а величину

$$H_{\text{диф}}(x|y) = - \int_y f(y) \left[\int_x f(x|y) \log f(x|y) dx \right] dy \quad (5.35)$$

– *апостериорной (условной) дифференциальной энтропией*.

Соответственно количество информации есть разность априорной и апостериорной дифференциальных энтропий

$$\mathcal{J}(x, y) = H_{\text{диф}}(x) - H_{\text{диф}}(x|y). \quad (5.36)$$

Аналогично можно получить выражение

$$\mathcal{J}(x, y) = H_{\text{диф}}(y) - H_{\text{диф}}(y|x). \quad (5.37)$$

Заметим, что дифференциальная энтропия зависит от того, в каких единицах выражена переменная. Разность энтропий не зависит от этого, если только единицы одинаковы.

Выведем еще одно выражение для количества информации, отражающее симметричность этого критерия, т. е. то, что в величине y содержится столько же информации о величине x , сколько в величине x о величине y . Как и в предыдущем случае, возьмем за основу соотношения, полученные для объектов с дискретными состояниями. Преобразуем формулу (5.25), выражающую количество информации в одиночном сообщении при наличии помех. Умножим на $p(y_j)$ числитель и знаменатель дроби под знаком логарифма:

$$\mathcal{J}(x_i, y_j) = \log [p(x_i|y_j) p(y_j) / p(x_i) p(y_j)] = \\ = \log [p(x_i, y_j) / p(x_i) p(y_j)].$$

Подставим полученное выражение в (5.27):

$$\mathcal{J}(x, y) = \sum_j \sum_i p(x_i, y_j) \log [p(x_i, y_j) / p(x_i) p(y_j)].$$

Далее найденную формулу применим к непрерывным величинам x и y , подвергнув их квантованию с шагом $\Delta x = \Delta y$, и совершив затем предельный переход при $\Delta x \rightarrow 0$. Тогда получим

$$J(x, y) = \iint (x, y) \log [f(x, y)/f(x)f(y)] dx dy. \quad (5.38)$$

Во многих случаях принимаемую (воспроизводимую) величину y можно представить как сумму передаваемой (измеряемой) величины x и некоторой помехи s :

$$y = x + s, \quad (5.39)$$

причем помеха часто не зависит от x .

В этом случае условная дифференциальная энтропия $H_{\text{диф}}(y|x)$ равна безусловной энтропии помехи $H_{\text{диф}}(s)$. Покажем это. По аналогии с (5.35)

$$H_{\text{диф}}(y|x) = - \int_x f(x) \left[\int_y f(y|x) \log f(y|x) dy \right] dx. \quad (5.40)$$

Рассмотрим выражение в квадратных скобках под интегралом в правой части (5.40). Заменим переменную y в соответствии с (5.39). При этом $dy = ds$. Будем иметь в виду, что данный интеграл вычисляется для фиксированного значения x :

$$\int_y f(y|x) \log f(y|x) dy = \int_s f(x + s|x) \log f(x + s|x) ds.$$

Если значение x фиксировано, то условная вероятность обращается в безусловную, т. е. $f(x + s|x) = f(s)$. Следовательно,

$$\int_s f(x + s|x) \log f(x + s|x) ds = \int_s f(s) \log f(s) ds = - H_{\text{диф}}(s).$$

Тогда

$$H_{\text{диф}}(y|x) = H_{\text{диф}}(s) \int_x f(x) dx.$$

Интеграл в правой части последнего выражения равен 1, поэтому

$$H_{\text{диф}}(y|x) = H_{\text{диф}}(s). \quad (5.41)$$

Формулу (5.37) с учетом (5.41) приведем для рассматриваемого случая к виду

$$J(x, y) = H_{\text{диф}}(y) - H_{\text{диф}}(s). \quad (5.42)$$

Предполагаем, что при вычислении обеих энтропий — принимаемого сигнала и помехи — величины y и s выражаются в одинаковых единицах.

Если измеряемая величина x и помеха s имеют нормальные распределения, то их сумма также имеет нормальное распределение. Дифференциальная энтропия нормально распределенной величины x , вычисленная по (5.34),

$$H_{\text{диф}}(x) = (1/2) \log [2\pi e D(x)],$$

где $D(x)$ — дисперсия величины x .

Соответственно

$$H_{\text{диф}}(y) = (1/2) \log [2\pi e D(y)] = (1/2) \log \{ 2\pi e [D(x) + D(s)] \};$$

$$H_{\text{диф}}(s) = (1/2) \log [2\pi e D(s)].$$

Подставив эти выражения в (5.42), получим

$$\begin{aligned} \mathcal{Y}(x, y) &= (1/2) \log [D(x) + D(s)/D(s)] = \\ &= (1/2) \log [D(x)/D(s) + 1]. \end{aligned} \quad (5.43)$$

Как известно, дисперсия сигнала пропорциональна его средней мощности, которую обозначим P_x . Среднюю мощность помехи обозначим P_s . Тогда

$$\mathcal{Y}(x, y) = (1/2) \log (P_x/P_s + 1). \quad (5.44)$$

Напомним, что эта формула справедлива для случая, когда помеха является аддитивной и не зависит от сигнала, а законы их распределения — нормальные.

До сих пор не учитывалось, что x есть функция времени, между тем рассматривалась передача отдельных сообщений о значениях некоторой непрерывной величины x . При этом величина $\mathcal{Y}(x, y)$ трактовалась как среднее количество информации, содержащееся в одном принятом значении y . Подразумевалось, что усреднение проводится по множеству всех возможных значений x и y с учетом законов распределения каждой из величин отдельно и обеих вместе.

Теперь перейдем к рассмотрению передачи случайной функции времени $x(t)$ по каналу, в котором действует случайный шум $s(t)$. Пусть частотный спектр процесса $x(t)$ ограничен частотой $f_{\text{гр}}$. Согласно теореме Котельникова (см. § 5.2) указанный процесс $x(t)$ полностью определяется последовательностью ординат, взятых с интервалом $T = 1/2f_{\text{гр}}$.

В среднем передача значения одной ординаты приносит получателю информацию, равную $\mathcal{I}(x, y)$. Это происходит каждые T секунд. Значит, в единицу времени передается в среднем количество информации

$$C = \mathcal{I}(x, y)/T = 2f_{\text{гр}} \mathcal{I}(x, y). \quad (5.45)$$

Величина C называется средней скоростью передачи информации.

При независимом аддитивном шуме $s(t)$ и нормальных распределениях x и s средняя скорость передачи информации

$$C = f_{\text{гр}} \log(P_x/P_s + 1). \quad (5.46)$$

Связь между информационными и точностными характеристиками. Информационные критерии применимы не только к системам передачи информации, но и к измерительным приборам и системам. Погрешность Δ есть помеха, вносящая дезинформацию. При аддитивной независимой погрешности Δ справедливо соотношение, аналогичное (5.42):

$$\mathcal{I}(x, y) = H_{\text{диф}}(y) - H_{\text{диф}}(\Delta), \quad (5.47)$$

где $\mathcal{I}(x, y)$ — среднее количество информации, получаемое при одном измерении величины x ; $H_{\text{диф}}(y)$ и $H_{\text{диф}}(\Delta)$ — дифференциальные энтропии воспроизводимой величины и погрешности.

Если к тому же измеряемая величина x и погрешность Δ имеют нормальные распределения, то количество информации можно выразить через дисперсии этих величин по аналогии с (5.43):

$$\mathcal{I}(x, y) = \frac{1}{2} \log [D(x)/D(\Delta) + 1]. \quad (5.48)$$

Рассматривая измеряемую величину как случайную функцию времени, можем определить среднюю скорость получения информации при измерении по (5.45). Если при этом x и Δ — взаимно независимые величины с нормальными распределениями, то

$$C = f_{\text{гр}} \log [D(x)/D(\Delta) + 1]. \quad (5.49)$$

5.4. ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ В ИИС

Рассмотрим виды обработки информации, встречающиеся в ИИС разных назначения и сложности.

Нормализация диапазонов сигналов датчиков. Этот вид обработки необходим в связи с тем, что в большинстве многоканальных ИИС используются общие блоки и узлы (например, аналого-цифровой пре-

образователь), рассчитанные на один общий диапазон входных сигналов. В то же время датчики имеют выходные сигналы, различающиеся не только по диапазонам, но в ряде случаев и по видам носителей и модулируемых параметров этих носителей. Об этом свидетельствуют материалы гл. 4.

Приведение всех указанных сигналов к сигналу одного вида и диапазона выполняется обычно отдельными схемами или блоками. Существуют элементы нормализации либо индивидуальные для каждого канала измерения, либо групповые, обрабатывающие поочередно сигналы от нескольких датчиков одного типа. Групповые блоки нормализации имеют на входе переключатель (коммутатор), поочередно подключающий источники сигналов. Примеры элементов нормализации приводятся в следующем параграфе.

Преобразование аналоговых сигналов в цифровые и обратно. Первый из этих видов обработки нужен по ряду причин:

а) человеку удобно получать результаты измерений в виде чисел, воспроизводимых цифровыми указывающими и регистрирующими приборами; такие результаты объективнее и точнее результатов, читаемых человеком на шкалах аналоговых приборов;

б) большая часть разнообразных задач обработки информации, рассматриваемых ниже, решается в современных системах средствами цифровой вычислительной техники;

в) хранить результаты измерений проще в цифровой форме;

г) передача информации по каналам связи наиболее устойчива к воздействию помех при использовании цифровых (кодowo-импульсных) сигналов.

Обратное преобразование (цифровых сигналов в аналоговые) требуется в тех случаях, когда результаты измерений или обработки информации нужно воспроизвести в графической форме или подать на вход аналогового регулятора либо исполнительного механизма непрерывного действия. Наконец, в преобразователях аналогового сигнала в цифровой часто используются блоки отрицательной обратной связи, преобразующие выходное число в аналоговый сигнал для сравнения его с входным сигналом.

Описанная обработка выполняется в ИИС АЦП и ЦАП.

Преобразование цифровых сигналов из одной системы счисления в другую. Этот вид обработки требуется в связи с тем, что для разных задач удобно выражать цифровую информацию в разных системах счисления. Для математических вычислений, передачи по каналам связи и хранения удобнее всего двоичный код. Для управления устройствами цифрового воспроизведения (показывающими и регистрирующими) требуется единично-десятичный код. Кроме того, многие источники информации выдают ее в цифровой форме и при этом не всегда в одной и той же системе счисления. Это же относится к некоторым получателям информации, например к цифровым регуляторам.

Преобразования кодов могут выполняться либо специализированными блоками (шифраторами, дешифраторами), либо общим устройством обработки информации.

Линеаризация функций преобразования. Как видно из описания различных измерительных преобразователей, содержащегося в гл. 4, многие из них имеют нелинейную функцию преобразования. Значение параметра y выходного сигнала, несущего информацию, у такого преобразователя нелинейно связано со значением измеряемой величины x . В то же время показание выходного прибора z должно быть выражено в единицах x . У аналогового прибора можно добиться этого соответствующей нелинейной градуировкой шкалы. Если же используется цифровой прибор, то подводимые к нему цифровые сигналы должны выражать значения $z = x$. Добиться этого при нелинейной связи

$$y = f(x)$$

можно только обратным нелинейным преобразованием

$$z = f^{-1}(y). \quad (5.50)$$

Это и есть линеаризация функции преобразования. В системах встречаются датчики с различными видами нелинейных функций преобразования. Линеаризация выполняется в ИИС либо специализированными блоками (индивидуальными или групповыми — для однотипных источников), либо общим устройством обработки информации.

Линеаризация требуется не только в связи с задачей цифрового воспроизведения измеряемых величин. Понятие нормализации сигналов в более общем виде включает не только приведение их к общему диапазону, но и получение одинаковой формы функциональной зависимости между параметром сигнала y и измеряемыми величинами x . Тогда, например, одинаковую относительную ширину зоны нормальных значений для нескольких контролируемых величин можно задать одним общим сигналом (одной уставкой). Но если требуется одинаковая форма зависимости $y(x)$, то удобнее всего выбрать линейную форму. При этом упрощаются и другие виды обработки информации, в противном случае приходится во всех вычислениях учитывать нелинейную связь между значениями y , введенными в устройство обработки, и соответствующими значениями x .

Вычисление результатов косвенных, совокупных и совместных измерений. Об этих видах измерений уже шла речь в гл. 1. Эта задача возникает в тех случаях, когда некоторые физические величины не удастся измерить прямым методом с помощью измерительных преобразователей или приборов, непосредственно реагирующих на эти величины, но можно измерить прямым методом некоторые другие физические величины, связанные с ними известными однозначными функциональными зависимостями. Если искомая величина выраже-

на в явном виде в функции величин y_1, y_2, \dots, y_n , измеряемых прямым методом, то измерение их в сочетании с вычислением функции

$$x = F(y_1, y_2, \dots, y_n) \quad (5.51)$$

называется *косвенным* измерением. Если требуется найти значения нескольких величин x_1, x_2, \dots, x_m , которые входят в систему уравнений вида

[illegible]

то измерение величин y_1, y_2, \dots, y_n в сочетании с решением системы уравнений называют *совокупным* или *совместным* измерением.

Первый термин относится к случаю, когда x_1, x_2, \dots, x_m — одноименные величины, второй — когда эти величины разноименны.

Примером косвенного измерения может служить определение сопротивления резистора с помощью амперметра и вольтметра по формуле

$$R = U/I.$$

Примером совместных измерений является определение электрического сопротивления при $20\text{ }^{\circ}\text{C}$ (R_{20}) и температурного коэффициента терморезистора по данным прямых измерений его сопротивления при температурах θ_1 и θ_2 , отличных от $20\text{ }^{\circ}\text{C}$. Для этого необходимо решить систему уравнений

$$R_{\theta_1} = R_{20}[1 + \alpha(\theta_1 - 20)];$$

$$R_{\theta_2} = R_{20}[1 + \alpha (\theta_2 - 20)].$$

Решение подобных задач может потребовать выполнения громоздких вычислений, которые под силу лишь сложному устройству обработки информации или универсальной ЭВМ.

Вычисление интегральных значений расходов материальных продуктов или энергии. В технике весьма распространена задача измерения выработки или потребления разнообразных материальных продуктов и энергии, в особенности электрической. При этом для одних целей интерес представляет измерение расхода продукта или энергии в единицу времени (применительно к энергии это означает мгновенную

мощность), а для других целей — суммарная выработка (потребление) за фиксированный интервал времени. Имея приборы, измеряющие мгновенный расход или мощность, можно определить суммарные выработки, интегрируя по времени выходные сигналы этих приборов. Существуют приборы со встроенными индивидуальными интеграторами, но в ряде систем операция интегрирования выполняется общим устройством обработки информации.

Сглаживание данных. На сигнал датчика $u(t)$, соответствующий функции $x(t)$, может быть наложена помеха в виде случайной функции времени $s(t)$. Действие ее можно исключить или ослабить сглаживанием суммарного сигнала, поступающего на вход ИИС. Сглаживание следует выполнять так, чтобы результат достаточно точно повторял функцию $x(t)$. Если частотные спектры перекрываются частично, то такой фильтр ослабляет часть помехи.

Физическая реализация схемы фильтра с применением реактивных элементов — конденсаторов, дросселей, трансформаторов — может оказаться затруднительной, особенно когда требуется получить сравнительно малое значение верхней граничной частоты, например сотые доли герца.

Действие фильтра может быть заменено определенной математической обработкой функции времени, выражаемой входным суммарным сигналом:

$$u_{\Sigma}(t) = u(t) + s(t).$$

Один из видов такой обработки — это *вычисление текущего среднего* по формуле

$$u_{\text{ср}}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t u_{\Sigma}(\tau) d\tau. \quad (5.53)$$

При этом обязательно выполнение следующего условия: период верхней частотной составляющей спектра сигнала $u(t)$ должен в несколько раз превышать T . Если одновременно оказывается, что период нижней частотной составляющей спектра помехи $s(t)$ в несколько раз меньше T , то результат интегрирования достаточно точно повторяет форму сигнала $u(t)$. Если соблюдается первое условие, а второе не соблюдается, то помеха подавляется частично.

Интегрирование по (5.53) означает, что в момент t вместо ординаты $u_{\Sigma}(t)$ выдается среднее значение u_{Σ} , найденное по интервалу шириной T , от $t - T$ до t , т. е. площадь заштрихованного участка на рис. 5.23, а, деленная на T . С течением времени t интервал усреднения непрерывно скользит вправо, сохраняя ту же ширину T (см. пунктирные границы на той же диаграмме для нового момента времени t_1).

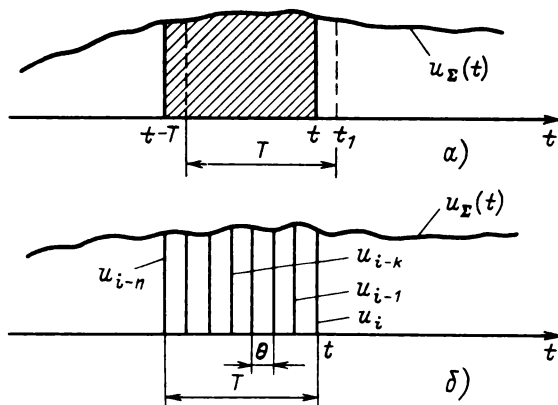


Рис. 5.23

При вычислении интеграла (5.53) на ЭВМ непрерывная функция $u_{\Sigma}(t)$ заменяется последовательностью дискретных ординат, взятых через интервал θ (рис. 5.23, б). Обозначим u_i ординату, соответствующую текущему значению времени t . Тогда ближайшая предшествующая ордината обозначается u_{i-1} , ей предшествует u_{i-2} и т. д. Предположим, в интервал T умещается n интервалов θ . Тогда интеграл (5.53) заменяется суммой

$$u_i^* = \frac{1}{n+1} \sum_{k=0}^n u_{i-k}. \quad (5.54)$$

Со сдвигом на очередной шаг θ в сумму вовлекается следующая ордината функции $u_{\Sigma}(t)$, но исключается ордината, которая в (5.54) обозначена u_{i-n} .

Для выполнения этих действий ЭВМ должна содержать в своей оперативной памяти наряду с очередным результатом усреднения u_i^* еще и значения $n+1$ ординат. При большом числе обрабатываемых величин становится важной задача экономного использования памяти ЭВМ.

Известен и широко применяется другой вариант сглаживания, требующий меньшего объема памяти. Сущность его состоит в том, что при получении очередной ординаты сглаживаемой функции u_i выполняется операция

$$u_i^* = qu_{i-1}^* + (1-q)u_i, \quad (5.55)$$

где u_i^* — результат сглаживания на очередном шаге; u_{i-1}^* — результат сглаживания на предыдущем шаге; q — коэффициент, меньший 1.

Это означает усреднение, при котором вес каждой ординаты функции $u_{\Sigma}(t)$ уменьшается по мере ее удаления в прошлое от текущего момента t . При этом быстрота уменьшения веса прошлых ординат задается значением q . Рекуррентное соотношение (5.55) преобразуется в выражение

$$u_i^* = (1 - q)(u_i + qu_{i-1} + q^2u_{i-2} + \dots + q^nu_{i-n} + \dots). \quad (5.56)$$

Легко убедиться, что если u_{Σ} в течение длительного времени равно постоянной величине U_0 , то

$$u_i^* = (1 - q)U_0(1 + q + q^2 + \dots).$$

Выражение в скобках справа представляет собой сумму членов убывающей геометрической прогрессии, стремящуюся при возрастании числа членов к значению $1/(1 - q)$. Следовательно, результат сглаживания в этом случае будет стремиться к U_0 . Если максимальная скорость изменения $u(t)$ такова, что изменение u за несколько шагов θ не превышает допустимой погрешности измерения, то рассматриваемое сглаживание не исказит существенно функцию $u(t)$. В то же время более быстрые помехи $s(t)$, входящие в состав суммарного сигнала $u_{\Sigma}(t)$, будут в значительной мере сглажены, поскольку от каждого приращения u_{Σ} за один шаг θ в выходной сигнал u_i^* входит относительно малая часть, определяемая коэффициентом $1 - q$.

Для закона убывания коэффициентов $q, q^2, q^3 \dots$ при членах ряда (5.56) всегда можно подобрать экспоненциальную функцию e^{-at} из условия, что за время, равное шагу дискретизации θ , она должна уменьшиться до значения q :

$$e^{-a\theta} = q.$$

Отсюда

$$a = (1/\theta) \ln(1/q).$$

Благодаря убыванию значений коэффициентов ряда по экспоненциальному закону рассматриваемому методу обработки информации присвоено название *экспоненциального сглаживания*. Он экономичен в отношении требуемого объема оперативной памяти ЭВМ: в ней нужно хранить только последнее значение результата сглаживания.

Масштабирование. Этот термин получил применение по отношению к операции приведения диапазона значений чисел N , подаваемых на устройство цифрового воспроизведения, к диапазону значений воспроизводимой величины x в принятых для нее единицах измерения. В многоканальной системе сигналы от разных источников приводятся к од-

ному диапазону на входе общего АЦП. Поэтому числа N_0 на его выходе пропорциональны соответствующим значениям x , но не равны им. Их требуется умножить на индивидуальные масштабные коэффициенты. Масштабирование выполняется в ИИС либо специализированным блоком, либо общим устройством обработки информации.

Если в данном информационном канале присутствуют измерительные преобразователи с нелинейной функцией преобразования, операции масштабирования должна предшествовать операция линеаризации.

Масштабирование часто приходится совмещать с операцией смещения диапазона шкалы. Например, x представляет собой температуру, диапазон значений которой от 250 до 1000 °С, а этому диапазону соответствуют сигналы от 0 до 10 В на входе АЦП и числа N_0 от 0 до 1000 на его выходе. Тогда масштабирование заключается в вычислении N по формуле

$$N = 250 + 0,75N_0.$$

Сравнение с уставками. Одной из основных функций системы автоматического контроля, являющейся разновидностью ИИС, служит обнаружение выхода параметров технологического процесса за пределы нормальных значений. Для этого каждое очередное значение параметра, введенное через входной коммутатор системы, подвергается сравнению с заданными границами зоны нормальных значений, т. е. с уставками. Обнаружение выхода за эти границы сигнализируется оператору, регистрируется печатающим устройством, а в ряде случаев вызывает срабатывание тех или иных средств автоматики.

Уставки бывают индивидуальные или групповые (для группы однотипных параметров). Сравнение с уставками выполняется в ИИС либо специализированными блоками, либо общим устройством обработки информации.

Логическая обработка информации. Эта функция характерна для многих видов ИИС, и в особенности для систем технической диагностики и систем опознавания образов. В них наряду с вычислительной обработкой приходится формировать разнообразные логические суждения. Ответ на вопрос о том, соответствует ли данный образ одному из известных ранее, может формироваться как результат решения сложных логических функций большого числа дискретных переменных. Аналогично может решаться задача определения номера отказавшего элемента в контролируемой технической системе.

Для решения каждой логической функции можно составить схему из набора простейших логических элементов типа И, ИЛИ, НЕ и т. п., но если в системе число таких логических задач велико и они сравнительно сложны, то выполнение их возлагают на общее устройство обработки информации.

Прогнозирование аварийных ситуаций. Система автоматического контроля в некоторых случаях должна не только обнаруживать от-

клонения от норм в объекте, после того как они произошли, но и предсказывать заблаговременно наступление таких событий, в особенности аварийных ситуаций. Предсказание выполняется устройством обработки информации на основе накопленных в его памяти сведений о ходе технологического процесса (о состоянии объекта) в течение определенного интервала времени, непосредственно предшествующего данному моменту. В математические формулы, по которым ведется прогнозирование, входят помимо этих данных динамические характеристики объекта. Программа выполнения этой обработки, а также константы, входящие в решаемые уравнения и определяемые конкретными динамическими характеристиками данного объекта, хранятся в памяти устройства обработки.

Результаты прогнозирования помогают заблаговременно ликвидировать опасность аварии путем оперативного воздействия на объект. Задачи такого типа решают, например, распространенные в энергетике системы *противоаварийной автоматики*.

Статистическая обработка результатов измерений с целью повышения точности. Погрешность измерений представляет собой обычно случайную величину. Во многих случаях математическое ожидание (т. е. среднее значение) погрешности равно нулю. Если заранее известно, что это условие соблюдается, то можно повысить точность, измеряя n раз данную величину x и вычисляя затем среднее из результатов измерений x_1, \dots, x_n :

$$x_{\text{ср}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i.$$

При этом погрешность $x_{\text{ср}}$ остается случайной величиной, но ее дисперсия в n раз меньше дисперсии погрешности отдельных измерений x :

$$D(\Delta x_{\text{ср}}) = D(\Delta x)/n.$$

Здесь Δx — случайная погрешность отдельного измерения x ; $\Delta x_{\text{ср}}$ — случайная погрешность определения среднего значения $x_{\text{ср}}$; $D(\Delta x)$, $D(\Delta x_{\text{ср}})$ — дисперсии этих погрешностей.

Следовательно, среднеквадратическое значение погрешности, равное корню квадратному из дисперсии, уменьшается в результате описанной обработки в \sqrt{n} раз.

Если математическое ожидание погрешности $M(\Delta x) \neq 0$, но значение его известно из предыдущих статистических исследований характеристик данного измерительного прибора, то можно выполнять аналогичную обработку, вычитая предварительно из каждого результата измерений x_i значение $M(\Delta x)$:

$$x_{\text{ср}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n [x_i - M(\Delta x)].$$

Известны и другие способы статистической обработки результатов измерений с целью повышения точности.

Вычисление статистических характеристик измеряемых величин. Измеряемая величина x , как правило, тоже случайна. В ряде случаев при исследовании тех или иных объектов возникает задача определения не отдельных случайных значений x , а их статистических характеристик с целью последующего использования в расчетах, в прогнозировании и планировании. В число таких статистических характеристик входят: а) плотность распределения $f(x)$ или интегральная функция распределения $F(x)$ (эти две характеристики взаимно однозначно связаны); б) математическое ожидание (среднее значение) $M(x)$; в) дисперсия (среднее значение квадрата отклонения от математического ожидания) $D(x)$ или среднеквадратическое отклонение $\sigma(x) = \sqrt{D(x)}$. Математическое ожидание и дисперсию называют соответственно первым и вторым моментами распределения $f(x)$. Иногда бывает нужно определять и моменты более высоких порядков.

В ряде случаев несколько параметров, характеризующих состояние исследуемого объекта, имеют между собой корреляционные связи. Тогда говорят о системе случайных величин и о законах распределения таких систем. Например, для системы двух взаимно коррелированных случайных величин x, y бывает необходимо определять как порознь плотности распределения каждой из них $f(x), f(y)$, так и плотность совместного распределения $f(x, y)$ или условные плотности распределения $f(x|y), f(y|x)$. Как известно из теории случайных величин, перечисленные функции связаны соотношением

$$f(x, y) = f(x|y)f(y) = f(y|x)f(x).$$

Может потребоваться определение отдельных числовых характеристик (моментов) этих функций распределения.

Вычисление статистических характеристик выполняется устройством обработки информации по формулам математической статистики. Исходным материалом служат результаты многократных измерений значений x, y .

Вычисление статистических характеристик случайных процессов. Перечисленные выше статистические характеристики случайных измеряемых величин дают довольно полное представление о диапазоне разброса их значений, о зонах предпочтительного сосредоточения, о взаимных корреляционных связях и т. д., но никоим образом не отражают их динамические свойства, т. е. характер изменения во времени. Между тем большую часть измеряемых величин следует рассматривать в процессе их измерения во времени. Как правило, точно предсказать их изменение во времени на основе предшествующих значений нельзя, потому что это случайные функции времени. Их называют также случайными процессами. Но существует набор статистических характеристик,

отражающих в усредненном виде именно динамические свойства таких случайных процессов. Во временной области динамика случайного процесса $x(t)$ хорошо характеризуется автокорреляционной функцией. Для широко распространенного класса эргодических стационарных случайных процессов автокорреляционная функция определяется выражением

$$R_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [x(t) - M(x)][x(t + \tau) - M(x)] dt.$$

Эта функция характеризует степень корреляционной связи между ординатами процесса $x(t)$, отстоящими одна от другой на интервал τ . При этой обработке пара перемножаемых ординат, взятых в моменты t и $t + \tau$, непрерывно скользит по оси времени. Поэтому получается усредненная характеристика. По скорости изменения $R(\tau)$ можно судить о динамических свойствах процесса $x(t)$: чем $R(\tau)$ затухает медленнее, тем ниже скорость изменения x во времени, потому что быстрому изменению x через интервал τ от момента t препятствует наличие корреляционной связи между $x(t)$ и $x(t + \tau)$.

С автокорреляционной функцией однозначно связана преобразованием Фурье частотная характеристика случайного процесса $S(\omega)$, называемая спектральной плотностью:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau.$$

Она также характеризует динамические свойства случайного процесса $x(t)$, а именно показывает, как распределена по диапазону частот средняя мощность процесса. Чем медленнее затухает автокорреляционная функция, тем спектральная плотность убывает быстрее. Это означает, что медленные процессы имеют узкий частотный спектр. При быстро затухающей корреляционной функции спектр получается, наоборот, широким.

Для характеристики динамики взаимно коррелированных случайных процессов $x(t)$ и $y(t)$ используются взаимно корреляционная функция

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [x(t) - M(x)][y(t + \tau) - M(y)] dt$$

и связанная с ней преобразованием Фурье взаимная спектральная плотность $S_{xy}(\omega)$.

Если в функции ИИС входит отыскание перечисленных статистических характеристик случайных процессов, то их расчет возлагается на устройство обработки информации.

Вычисление обобщенных технико-экономических показателей производства. Это одна из функций ИИС, используемых для контроля протекания технологических процессов на различных промышленных предприятиях. К числу обобщенных технико-экономических показателей могут относиться: а) сведения об объеме выработки продукции за смену, сутки, месяц, год; б) данные о запасах сырья и топлива и об их расходовании за различные интервалы времени; в) сведения о качестве продукции, о коэффициенте полезного действия и т. п.; г) результаты сопоставления отчетных производственных показателей с плановыми; д) экономические показатели, характеризующие рентабельность производства; е) сведения о повреждениях и простоях оборудования, об их причинах; ж) данные о проведении регламентных работ по профилактическому обслуживанию оборудования. Приведенный перечень может быть продолжен.

Информацию такого вида обычно подготавливает и выдает на устройство цифровой печати общее устройство обработки.

Повышение достоверности передачи кодированных сигналов. Достоверность передачи кодированных сигналов по каналу с помехами можно повысить применением корректирующих кодов. Корректирующий код образуется путем добавления избыточных k элементов в исходный n -элементный код. Увеличение числа элементов двоичного кода до $m = n + k$ приводит к тому, что общее число возможных комбинаций возрастает от $N = 2^n$ до $M = 2^m$. При этом число реально используемых комбинаций остается равным N , но их располагают по определенному правилу среди M возможных комбинаций. Правило таково: искажение любой из N используемых кодовых комбинаций под действием помех в канале связи может привести к образованию любой из числа $K = M - N$ неиспользуемых комбинаций, но не должно приводить к образованию какой-либо из оставшихся $N - 1$ используемых комбинаций. Практически полностью исключить возможность последнего события нельзя, но можно ценой усложнения кода и увеличения числа избыточных элементов k уменьшить сколь угодно его вероятность.

Прием любой из K неиспользуемых комбинаций свидетельствует об искажении сигнала. Тогда сообщение бракуется. Во многих случаях этого достаточно. Например, при передаче дискретных ординат непрерывной функции $x(t)$ качество воспроизведения функции на приемной стороне почти не страдает, если некоторые из ординат будут забракованы. Так, при ступенчатой аппроксимации по диаграмме, изображенной на рис. 5.11, очередная горизонтальная ступень функции $x_a(t)$ будет продлена на следующий интервал T . Если бракуется в среднем одна ордината из тысячи, то среднеквадратическая погрешность аппроксимации почти не изменится от этого.

В тех системах, где потеря сообщения столь же нежелательна, как и воспроизведение ложного сообщения, при обнаружении искажения

посылают по обратному каналу связи сигнал переспроса и сообщение повторяется.

Среди корректирующих кодов существуют не только такие, которые позволяют обнаруживать ошибки, как это показано выше, но и такие, которые позволяют исправлять ошибки, т. е. восстанавливать исходную комбинацию при получении искаженной. Такие коды строятся так, что к каждой из N используемых комбинаций примыкают свои L комбинаций-спутников из числа K неиспользуемых, причем искажение любых i элементов из используемой комбинации приводит к образованию одной из L комбинаций-спутников, если $i \leq r$. Здесь r — максимальное число искаженных элементов, исправляемых данным корректирующим кодом. Комбинации-спутники должны быть свои у каждой из N используемых комбинаций — это должны быть неперекрывающиеся множества. Необходимым (но не достаточным) условием является неравенство $L \leq K/N$.

Получив искаженную комбинацию, не принадлежащую ни к одной из N используемых, приемник определяет, в какую из N групп спутников она попадает. Этим однозначно идентифицируется исходная переданная комбинация.

Коды с исправлением ошибок сложнее кодов с их обнаружением. Кроме того, надо иметь в виду, что в случае, когда число искаженных элементов превышает r , образуется комбинация, принадлежащая чужой группе спутников. Тогда декодирующее устройство в приемнике выдает ложную информацию.

Ценой еще большего усложнения получают коды, которые исправляют до r искажений и обнаруживают искажения большего числа элементов — от $r + 1$ до s . Эти коды строятся так, что при искажении от $r + 1$ до s элементов образуются комбинации, которые не входят ни в одну из групп спутников, но в то же время принадлежат к K неиспользуемым комбинациям.

Описанные принципы кодирования применяются в ИИС, содержащих каналы связи большой протяженности. Как правило, выполнение операций кодирования и декодирования возлагается в них на специализированные блоки — кодеры и декодеры.

Сжатие данных. Сигналы, с помощью которых передаются разнообразные сообщения, обладают, как правило, очень большой избыточностью в информационном смысле. Поясним это примером. Согласно теореме Котельникова функцию $x(t)$ с граничной частотой спектра $f_{гп}$ можно однозначно восстановить по значениям дискретных ординат, взятых через интервал $T = 1/2f_{гп}$.

В этих ординатах содержится полная информация о функции $x(t)$. Тем не менее, как было показано в § 5.2, трудности восстановления функции приводят к тому, что практически дискретизацию по времени ведут с интервалом в десятки раз меньшим, а каналы связи занимают избыточными сигналами, несущими чрезвычайно малое количество

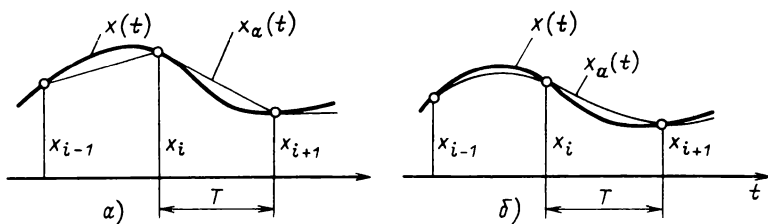


Рис. 5.24

информации. Между тем каналы связи большой протяженности весьма дороги — велика стоимость их сооружения и эксплуатации. Любое уменьшение избыточности передаваемых сигналов (сжатие данных) позволяет загрузить тот же канал сообщениями от дополнительного числа источников, что дает большой экономический эффект. Сжатие данных дает возможность разгрузить устройства хранения информации, что также весьма важно и дает существенную экономию.

Для сжатия данных требуется применять устройства обработки информации. Например, если на приемной стороне имеется устройство, способное умножить дискретные ординаты x_i на функцию вида $\sin 2\pi f_{\text{гр}}(t - iT)/2\pi f_{\text{гр}}(t - iT)$ и суммировать получаемые функции, то можно на передающей стороне выполнять дискретизацию с периодом T , соответствующим требованию теоремы Котельникова. Необходимо лишь иметь в виду, что при этом восстановление функции $x(t)$ будет происходить с большим запаздыванием во времени.

Можно получить сжатие данных с помощью более простой обработки сигналов на приемной стороне. Например, вместо ступенчатой аппроксимации функции $x(t)$ по типу диаграммы рис. 5.11 можно применить аппроксимацию прямолинейными отрезками, соединяющими вершины дискретных ординат (рис. 5.24, а). При той же допустимой погрешности можно выбрать большее значение интервала T , чем при ступенчатой аппроксимации. Если же аппроксимировать функцию отрезками парабол, соединяющими вершины дискретных ординат (рис. 5.24, б), то интервал T можно еще увеличить. Разумеется, степень сжатия данных при этом далеко не та, что при обработке по теореме Котельникова, но зато и обработка много проще и задержка по времени меньше.

Весьма эффективен метод сжатия данных с неравномерным шагом дискретизации по времени. Шаг увеличивается при медленных изменениях $x(t)$ и уменьшается при быстрых. В простейшем случае это делается так: очередная ордината x_i передается тогда, когда изменение x со времени предыдущей передачи достигает заданного значения δ (рис. 5.25), которое определяется требуемой точностью измерения.

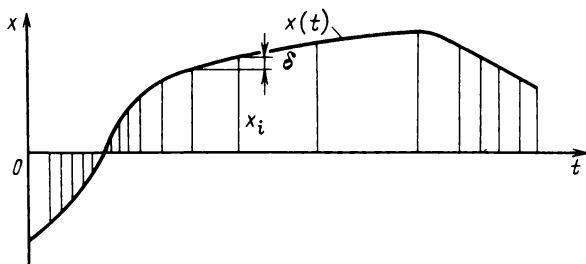


Рис. 5.25

Но больший эффект сжатия данных получается, если установить на передающей и приемной сторонах одинаковые устройства предсказания поведения функции $x(t)$. Предсказание ведется на малый интервал времени θ , и с этим же интервалом передающее устройство выполняет отбор ординат $x(t)$. Но передача их ведется существенно реже — только тогда, когда значение x в момент очередного отбора ординаты отличается от предсказанного значения больше чем на δ . Если же предсказание оказывается достаточно точным и передачи по каналу связи не происходит, то приемник воспроизводит предсказанное значение x . Основой для предсказаний (прогнозирований) служат, с одной стороны, хранящиеся в оперативной памяти сведения о поведении $x(t)$ в предшествующий отрезок времени, равный нескольким шагам θ , и с другой стороны — сведения о динамических характеристиках случайного процесса $x(t)$, например о его автокорреляционной функции, хранящиеся в постоянной памяти устройства предсказания.

Известны и другие методы сжатия данных. Среди них полезно упомянуть метод статистического кодирования, при котором используются кодовые комбинации неравной длины. Короткие комбинации приписываются значениям x_i , чаще повторяющимся при передаче, длинные — значениям, реже повторяющимся. Для этого используется код, предложенный Шенноном и Фэнно. Обязательным условием его применения является наличие сведений о законе распределения измеряемой величины.

Централизованная и децентрализованная обработка информации. В крупных ИИС с разнообразной и сложной обработкой информации применяют для этой цели центральную ЭВМ универсального типа, обладающую достаточным быстродействием и необходимым объемом оперативной и постоянной памяти. Такая централизованная структура системы обеспечивает выполнение требуемых функций. Но она имеет существенный недостаток: любой отказ ЭВМ приводит к нарушению всех функций обработки информации. Для повышения надежности системы применяют резервирование ЭВМ. Но это весьма сложно и дорого.

В последние годы развитие электроники привело к созданию больших интегральных схем (БИС). Из нескольких БИС собирается *микрпроцессор* — объединение арифметико-логического блока с блоком, хранящим микропрограммы для выполнения набора стандартных команд, и блоком микропрограммного управления.

Микропроцессор способен выполнять самые разнообразные математические вычисления и решать логические задачи. Это как бы сердцевина ЭВМ. Но для его работы необходимы дополнительные блоки: оперативной и постоянной памяти, ввода команд и входной информации, вывода результатов вычислений. Все упомянутые дополнительные блоки также существуют в виде БИС.

Объединяя микропроцессоры с набором перечисленных блоков, строят *микрокомпьютеры (микроЭВМ)*. Микропроцессоры и микрокомпьютеры уступают большим ЭВМ по быстродействию и объему памяти, по числу разрядов кодовых слов, с которыми выполняются математические и логические операции. Поэтому они обладают меньшей производительностью. По этим же причинам они, как правило, не приспособлены для использования языков высокого уровня, что создает некоторые дополнительные трудности при программировании. Но вместе с тем у микрокомпьютеров имеются существенные преимущества перед большими ЭВМ и даже перед *миникомпьютерами*. Это дешевизна, высокая надежность, малые габариты, малое потребление мощности.

Применительно к ИИС появление микропроцессоров и микрокомпьютеров привело к возможности децентрализации обработки информации с вытекающими отсюда последствиями — повышением надежности и живучести систем, увеличением разнообразия и сложности выполняемых ими функций. Микрокомпьютеры можно специализировать в ИИС по отдельным задачам или группам родственных задач. На их основе становится рациональным построение блоков, прежде выполнявшихся в виде специализированной электронной аппаратуры.

Возможно, например, такое разбиение функций по обработке информации между микрокомпьютерами: 1) линеаризация характеристик, сглаживание сигналов, масштабирование и преобразование кодов; 2) вычисление результатов косвенных и совокупных измерений, интегральных расходов, технико-экономических показателей; 3) сравнение параметров с уставками, прогнозирование аварийных ситуаций, логическая обработка информации; 4) статистическая обработка данных в статике и в динамике; 5) сжатие данных.

Для ИИС, охватывающих территориально разбросанные объекты, может оказаться выгодной децентрализация обработки информации по территориальному признаку или по сложившемуся разделению между объектами по технологическому признаку.

5.5. СПЕЦИФИЧЕСКИЕ БЛОКИ И УЗЛЫ ИИС

Нормализующие преобразователи. Назначение этих преобразователей разъяснено в § 5.4. На рис. 5.26 показаны примеры структурных схем наиболее распространенных типов нормализующих преобразователей: для термопар; для термометров сопротивления; для дифференциально-трансформаторных датчиков. Все они выдают сигнал постоянного напряжения U_{\equiv} с унифицированным диапазоном (например, от 0 до 10 В).

Схема для термопар (рис. 5.26, а) включает элемент компенсации температуры холодного спая ЭК, усилитель постоянного тока УПТ и элемент линеаризации ЭЛ. Последний может отсутствовать, если функция линеаризации выполняется общим устройством обработки информации.

Схема для термометров сопротивления (рис. 5.26, б) включает мост M , одним из плеч которого служит терморезистор R_T , и усилитель постоянного тока УПТ.

Схема для дифференциально-трансформаторных датчиков (рис. 5.26, в) содержит усилитель переменного тока U и фазочувствительный выпрямитель ФЧВ.

Нормализующие преобразователи могут быть индивидуальными и групповыми.

Входные и выходные переключатели (коммутаторы). Входной переключатель имеет индивидуальные входы $Bx1, \dots, BxN$ и общий выход $B_{\text{вых}}$ (рис. 5.27, а), выходной переключатель (рис. 5.27, б) имеет обратную структуру. Первый поочередно подает входные сигналы на общий измерительный преобразователь, и к его ключам $K1, \dots, KN$ предъявляются определенные требования метрологического характера. Второй распределяет по выходным устройствам ИИС (выходы $B_{\text{вых}}1, \dots, B_{\text{вых}}N$) результаты обработки информации. Чаще всего эти результаты выражаются в виде дискретных сигналов — логических и цифро-

вых. Тогда к ключам выходного коммутатора не предъявляются метрологические требования. В этом смысле он проще входного переключателя. Однако при выдаче цифровых сигналов в виде параллельного m -разрядного кода приходится одновременно коммутировать m цепей на входе каждого индивидуального выходного устройства. Поэтому выходные переключатели содержат обычно большее число элементов.

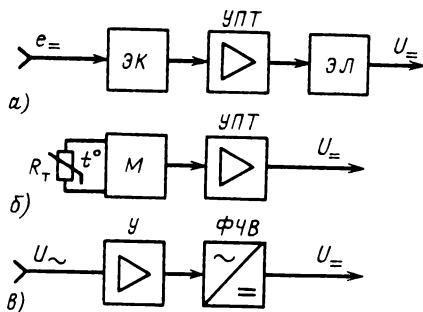


Рис. 5.26

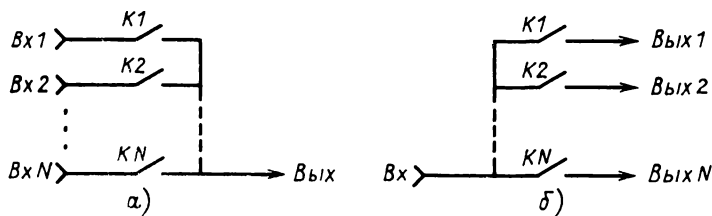


Рис. 5.27

В некоторых (довольно редких) случаях и к выходным переключателям предъявляются метрологические требования. Это бывает, когда в ИИС используются аналоговые приборы воспроизведения информации, содержащие внутри аналоговые элементы памяти.

Переключение входных и выходных цепей может вестись либо всегда в одном порядке (в режиме циклического обегания), либо в произвольном порядке (в режиме программного или адресного опроса, задаваемого блоком управления ИИС). Работа входных и выходных переключателей должна быть синхронизирована. При этом обычно требуется соблюдать определенный временной сдвиг в их работе, зависящий от времени обработки информации в общих блоках и устройствах ИИС. В системах с дальними связями (телеизмерительных) задача синхронизации усложняется, так как невыгодно занимать каналы связи сигналами управления переключателями. В таких системах устанавливают отдельные блоки управления переключателями на передающей и приемной сторонах и передают по каналу связи лишь редкие синхронизирующие сигналы для блока управления, расположенного на приемной стороне.

Ключи во входных переключателях бывают последовательные (для сигналов от источников напряжения) и параллельные (для сигналов от источников тока). Если источники могут иметь общую точку, то требуется по одному ключу для каждого. Если же объединение не допускается, то требуется по два ключа.

На рис. 5.28,а показана структура последовательного ключа при наличии общей точки между отдельными источниками сигналов U , а на рис. 5.28,б — при отсутствии ее. В обеих схемах R_n представляет общее сопротивление нагрузки. На рис. 5.29,а показана структура параллельного ключа с общей точкой между источниками токов I , а на рис. 5.29,б с отсутствием ее. Цепь источника тока обычно не допускает разрыва. Поэтому ключ должен быть перекидным и направлять ток либо в R_n , либо в шунтирующую цепь. Дополнительно может быть поставлено требование, чтобы шунтирующая цепь замыкалась до размыкания цепи тока через R_n .

Ключи бывают контактные и бесконтактные. Последние не обеспечивают полного разрыва цепи в разомкнутом состоянии и нулевого

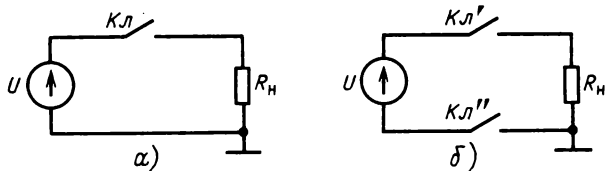


Рис. 5.28

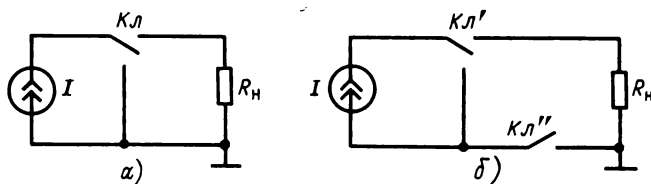


Рис. 5.29

сопротивления контакта в замкнутом состоянии. Но они должны обеспечивать заданную точность коммутации. Применительно к последовательным ключам это означает, что напряжение на нагрузке при замкнутом состоянии ключа $u_{н,з}$ и при разомкнутом состоянии $u_{н,р}$ должно отвечать условиям:

$$|u_{н,з} - u| / (u_{max} - u_{min}) \leq \delta, \quad (5.57)$$

$$|u_{н,р}| / (u_{max} - u_{min}) \leq \delta/n, \quad (5.58)$$

где u — входное напряжение; $u_{max} - u_{min}$ — диапазон значений входного напряжения; δ — допустимая приведенная погрешность коммутации; n — число ключей в одном переключателе.

Первое условие должно соблюдаться не только при самостоятельной работе одного ключа, но и при его использовании в составе переключателя. При этом отклонение $u_{н,з}$ от u создается не только неидеальностью параметров данного замкнутого ключа, но и токами утечки остальных разомкнутых ключей.

Второе условие ужесточено по сравнению с первым по той причине, что в переключателе из n ключей токи утечки, пропускаемые ими в нагрузку в разомкнутом состоянии, суммируются.

В некоторых случаях допускается коммутация напряжения с фиксированным относительным уменьшением уровня, т. е. с коэффициентом $a < 1$. Тогда точное соотношение

$$u_{н,з}^0 = au,$$

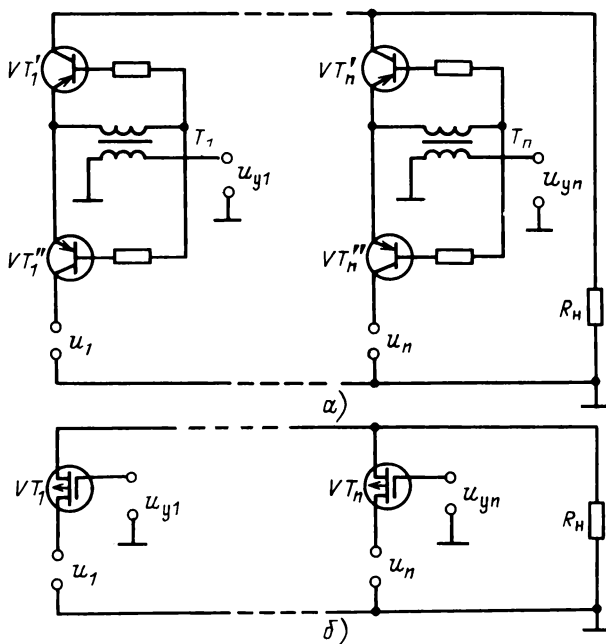


Рис. 5.30

а допустимые отклонения определяются условиями:

$$|u_{н,з} - au|/a(u_{max} - u_{min}) \leq \delta; \quad (5.59)$$

$$|u_{н,р}|/a(u_{max} - u_{min}) \leq \delta/n. \quad (5.60)$$

Для параллельных ключей должны соблюдаться условия, аналогичные (5.57) и (5.58), с заменой напряжений u токами I с теми же индексами.

Контактные переключатели строятся на реле (обычных или безъякорных) или шаговых искателях. Существуют вращающиеся переключатели специального исполнения с электромашинным приводом.

Бесконтактные переключатели строятся на полупроводниковых элементах — диодах и транзисторах. На рис. 5.30 показаны схемы двух транзисторных переключателей с ключами последовательного типа. Первый (рис. 5.30, а) выполнен на биполярных транзисторах. Каждый ключ образован парой транзисторов, например VT_1' и VT_1'' , одновременно открываемых или запираемых сигналом управления u_{y1} . Включение транзисторов таково, что их остаточные сигналы — напряжение на открытом транзисторе и ток через закрытый транзистор — направ-

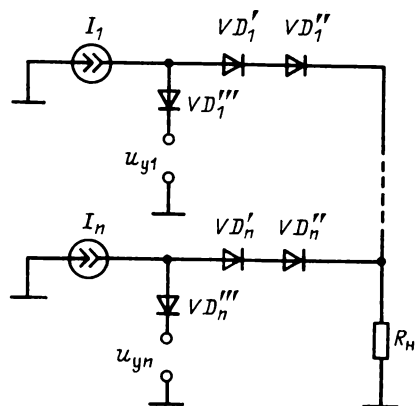


Рис. 5.31

лены встречно и таким образом частично компенсируют друг друга. Источники сигналов управления ключами в этой схеме не должны иметь общей точки с источниками входных сигналов u_1, \dots, u_n . Поэтому сигналы управления подводятся к ключам через разделительные трансформаторы T_1, \dots, T_n .

Второй переключатель (рис. 5.30, б) выполнен на полевых транзисторах. В частности, несколько таких транзисторов могут быть выполнены в виде одной интегральной схемы. Ключи на полевых транзисторах отличаются тем, что сигналы управления u_y не создают "паразитных" токов в коммутируемых цепях. Поэтому их источники могут иметь общую точку. Кроме того, ключ на полевом транзисторе практически не создает тока в нагрузке при разомкнутом состоянии, а при замкнутом состоянии он ведет себя как резистор с линейной ВАХ, что благоприятно сказывается на точности коммутации.

Построение переключателя с ключами параллельного типа облегчается тем, что коммутируемый ток не изменяется, если в цепь его последовательно включаются резистор и источник напряжения. Допускается большое падение напряжения на ключе при замкнутом состоянии. Это позволяет строить параллельные ключи на диодах. Для получения достаточно малых значений остаточного тока в коммутируемой цепи при разомкнутом состоянии ключа применяют кремниевые диоды, обладающие ничтожными значениями обратного тока. Простейшая схема переключателя с диодными ключами параллельного типа, эквивалентными контактному ключу на рис. 5.29, а, показана на рис. 5.31.

Рассмотрим работу первого ключа. Цепь через нагрузку коммутируется диодами VD'_1, VD''_1 , шунтирующая цепь — диодом VD'''_1 . Источник управляющего напряжения u_{y1} включается в шунтирующую цепь последовательно. Шунтирование имеет место при подаче нулевого зна-

чения u_{y1} . Однозначность результата коммутации обеспечивается несимметрией: один диод установлен в шунтирующей цепи и два — в основной; при этом потенциал анода VD'_1 равен падению напряжения на открытом диоде VD''_1 , а потенциал катода VD''_1 равен падению напряжения на нагрузке R_n . Наименее благоприятный случай для запираания диодов VD'_1 , VD''_1 имеет место при нулевом напряжении на нагрузке. Тогда сумма напряжений на них равна напряжению на VD''_1 , составляющему около 0,7 В. ВАХ кремниевого диода такова, что при напряжении 0,35 В в прямом направлении ток еще близок к нулю. Если приложенное к диодам VD'_1 , VD''_1 напряжение 0,7 В поделится между ними не поровну, то это обеспечит еще более уверенное запираение, так как напряжение на одном из них будет меньше 0,35 В.

Для запираания шунтирующей и открытия основной цепи подают напряжение $u_y > I_{max} R_n + 1,5$ В. При этом заведомо VD'_1 запирается, а VD'_1 , VD''_1 открываются. Падение напряжения на замкнутом ключе составляет около 1,5 В, но это не влияет на значения коммутируемого тока I_1 и выходного напряжения $I_1 R_n$.

Следует иметь в виду, что контактные ключи обеспечивают более высокую точность коммутации, чем бесконтактные, и пригодны для сигналов меньшего уровня. Однако они обладают меньшим быстродействием и менее надежны. Кроме того, они имеют большие габариты, требуют более мощных сигналов управления и менее пригодны для применения современных промышленных методов при монтаже аппаратуры.

В выходных переключателях, предназначенных для выдачи сигналов на аналоговые приборы воспроизведения, применяются такие же ключи, как во входных переключателях. Однако более типичны случаи выдачи дискретных — логических или цифровых — сигналов. Эквивалентом ключа для логического сигнала служит логический элемент И (схема совпадений) с двумя входами (рис. 5.32, а). На вход А подается коммутируемый информационный сигнал *Инф*, на вход В — сигнал управления *Упр*. Когда последний соответствует логической переменной 0, то сигнал на выходе С также соответствует логической переменной 0 независимо от значения коммутируемого сигнала. Когда же управляющий сигнал соответствует логической переменной 1, то значение сигнала на выходе повторяет значение коммутируемого сигнала: 1 или 0. Эта же схема позволяет коммутировать сигналы, получаемые модуляцией импульсов по ширине или частоте.

При коммутации цифрового сигнала, выраженного в форме параллельного N -разрядного кода, каждому индивидуальному потребителю соответствуют N элементов И (рис. 5.32, б). Их обычно не рассматривают как элементы самостоятельного узла — переключателя, а считают составной частью триггерных схем памяти, устанавливаемых на входах индивидуальных приемников цифровой информации. Тем не менее по выполняемой функции это, несомненно, выходной переключатель.

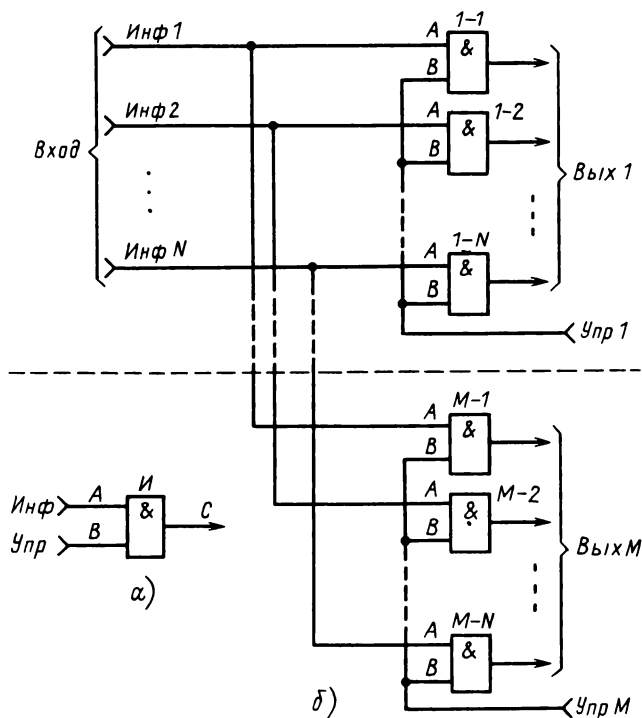


Рис. 5.32

чатель. С N входных информационных шин $Инф1$, ..., $Инф n$ сигналы коммутируются на M групп по N выходных шин, обозначенных $Вых1$..., $ВыхM$. Подключение к $Вых1$ выполняют схемы И с номерами от 1-1 до 1- N , к $ВыхM$ — схемы И с номерами от $M-1$ до $M-N$. Входы A соединены с входными информационными шинами так, что их номера соответствуют второй цифре номера схемы. Входы B в каждой группе схем И объединены, и на них подается управляющий сигнал. Логический сигнал 1 на входе $Упр$ как бы замыкает данную группу ключей. Допускается одновременная выдача одного и того же параллельного кода нескольким выходным приборам. Это делается путем одновременной подачи логического сигнала 1 на соответствующие входы $Упр$.

Управляющие сигналы называют также *адресными сигналами*, потому что они задают адрес, по которому направляется информация.

Сигналы управления входными и выходными переключателями (адресные сигналы) вырабатываются блоком управления (БУ). При простейшем режиме обегания информационных каналов — циклическом — в БУ устанавливается для этой цели специальный узел, назы-

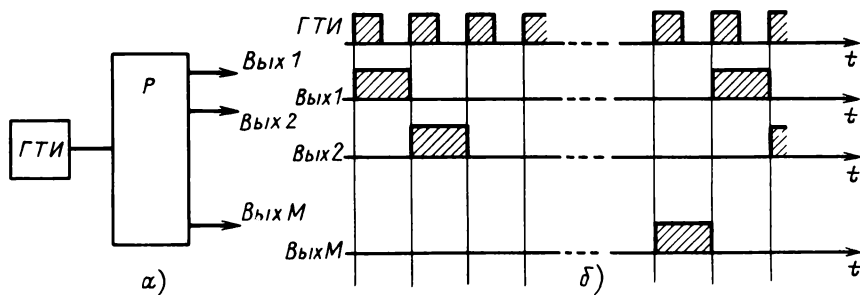


Рис. 5.33

ваемый кольцевым распределителем. Это узел (P на рис. 5.33, a), имеющий один вход и M выходов ($Вых1 \dots ВыхM$) и способный принимать импульсов $ГТИ$, при этом с каждым очередным тактом узел меняет свое состояние так, что поочередно возникает логический сигнал 1 сначала на $Вых1$, затем на $Вых2$ и так последовательно до $ВыхM$. От $ВыхM$ сигнал 1 снова переходит на $Вых1$. Таким образом, распределитель работает циклически. Это иллюстрируется временными диаграммами на рис. 5.33, b , где показаны импульсы генератора $ГТИ$, сигналы на $Вых1$, $Вых2$ и $ВыхM$.

Распределитель P может быть собран из M триггеров таким образом, что в каждом такте работы один из них находится в состоянии 1, а остальные — в состоянии 0, причем с приходом очередного импульса от генератора $ГТИ$ состояние 1 передается соседнему триггеру, а данный триггер возвращается в состояние 0.

Модуляционные преобразователи. К модуляционным преобразователям относятся измерительные преобразователи, в которых измеряемая величина модулирует какой-либо параметр несущего колебания — синусоидального или импульсного, а также обратные преобразователи (демодуляторы). В ИИС применяются различные виды таких модуляторов и демодуляторов, описанные в § 5.2, и особенно широко те из них, которые обеспечивают малые искажения информации при воздействии помех и изменениях затухания сигналов в канале связи. К ним относятся частотные и частотно-импульсные, широтно- и фазо-импульсные модуляторы. Они же нашли применение и в ИИС ближнего действия благодаря простоте преобразования частоты и временного интервала в число. Это делается с помощью схем счета импульсов.

Наряду с перечисленными видами модуляции в ИИС весьма распространена амплитудно-импульсная модуляция, несмотря на то, что для передачи по протяженным каналам связи она не используется. Главное место ее применения — это вход ИИС. Входной переключатель

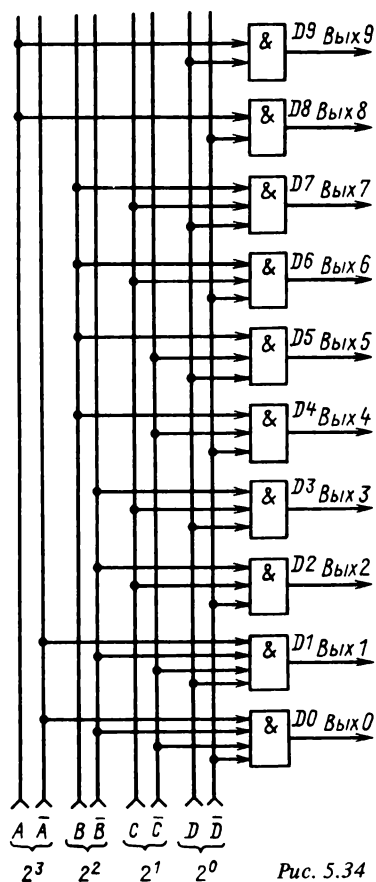


Рис. 5.34

ется числом десятичных разрядов кода. В декаду входят 10 элементов И. Два из них — $D0$ и $D1$ — имеют по четыре входа, два — $D8$ и $D9$ — по два входа, остальные — по три входа. Номер элемента И соответствует цифре десятичного числа, расшифровываемой им. Входной сигнал, соответствующий четырехразрядному двоичному коду данной десятичной цифры, подводится к восьми вертикальным шинам. Значение каждого двоичного разряда представлено двумя логическими сигналами: прямым и инверсным. Разряду с весом 2^3 соответствуют сигналы A, \bar{A} , с весом 2^2 — сигналы B, \bar{B} , с весом 2^1 — сигналы C, \bar{C} , с весом 2^0 — сигналы D, \bar{D} . Так, при кодовой комбинации 0001, выражающей число 1, логические сигналы 1 присутствуют на входах $\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}, D$, а логические сигналы 0 — на входах A, B, C, \bar{D} .

Каждый из элементов И обнаруживает совпадение сигналов 1 на определенной комбинации входов. Например, элемент 1 обнаружива-

тель, циклически обходящий источник информации, "вырезает" из их сигналов импульсы, амплитуды которых равны отдельным дискретным значениям этих сигналов. Аналоговый прибор с элементом памяти на входе, получающий периодически импульсы от общего устройства обработки информации через выходной переключатель, выполняет демодуляцию амплитудно-импульсного сигнала по принципу работы схемы рис. 5.10, в.

Преобразователи кодов. Как указывалось в § 5.4, преобразования кодов применяются в ИИС с разными целями: для перехода от одной системы счисления к другой, для защиты от помех, для изменения формы представления кода (с переходом из параллельной в последовательную и обратно). Остановимся на некоторых примерах.

На рис. 5.34 приведена функциональная схема одной декады дешифратора, преобразующего двоично-десятичный код в единично-десятичный для управления цифровым индикатором. Число таких независимых декад, устанавливаемых в одном дешифраторе, определяется

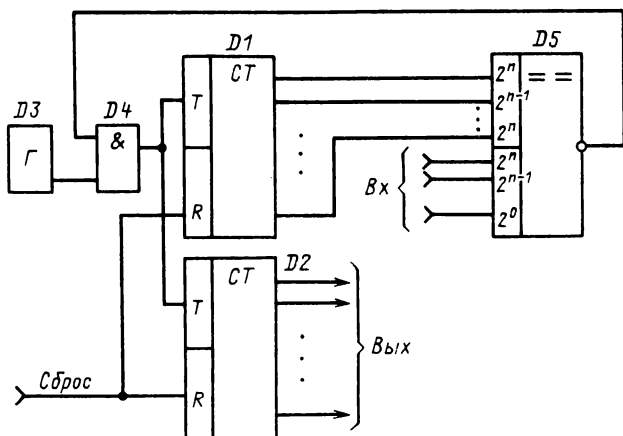


Рис. 5.35

ет совпадение сигналов на входах \bar{A} , \bar{B} , \bar{C} , D . Поэтому сигнал на $Вых1$ возникает при коде числа 1 на входе.

Если бы во входном коде использовались все возможные комбинации, то все элементы И в дешифраторе должны были бы иметь по четыре входа. Но в данном случае используются только 10 комбинаций из 16 возможных, и это дает возможность упростить дешифратор. Известно, что если старший двоичный разряд (с весом 2^3) равен 1, то на входе — либо код числа 8, либо код числа 9. А выбор между этими двумя числами определяется только значением младшего разряда (с весом 2^0). Если он равен 1, то это число 9, если 0, то это число 8. Значит, для дешифрации чисел 8 и 9 нужны схемы И на два входа.

Далее, рассматривая комбинации входного кода, можно видеть, что если хотя бы один из двух средних разрядов (с весом 2^2 и 2^1) равен 1, то старший разряд обязательно равен нулю и его не требуется принимать во внимание при дешифрации. Это позволяет использовать трехвходовые схемы И для распознавания цифр от 2 до 7.

Такая операция, как преобразование двоичного кода в двоично-десятичный, при наличии в ИИС общего устройства обработки информации возлагается обычно на него. Но в несложных ИИС для этой цели может быть применена специальная схема, показанная на рис. 5.35. Действие ее основано на использовании одновременной работы двух счетчиков импульсов — двоичного $D1$ и двоично-десятичного $D2$. Когда в $D1$ накапливается двоичное число, равное заданному на входе, работа счетчиков останавливается, а с $D2$ снимается двоично-десятичный код. Источником импульсов счета служит генератор $D3$, прохождением их на счетные входы T обоих счетчиков управляет схема совпадений $D4$ по сигналу с инверсного выхода схемы сравнения кодов $D5$. На

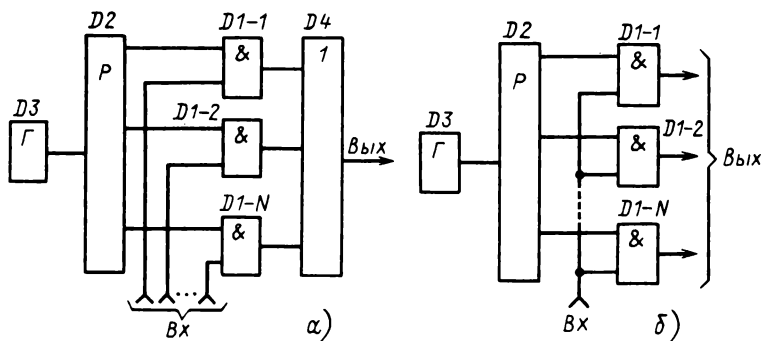


Рис. 5.36

последнюю поступают в параллельной форме два двоичных кодовых сигнала: со входа и со счетчика $D1$. Сигнал на инверсном выходе схемы $D5$ равен 1, когда сравниваемые коды не равны, и 0 — когда они равны. Следовательно, схема $D4$ пропускает импульсы, пока не достигается равенство кодов. После снятия с выхода $D2$ двоично-десятичного кода подают импульс сброса на входы R обоих счетчиков, и схема возобновляет работу.

Преобразователи параллельного кода в последовательный находят особенно широкое применение в ИИС с протяженными каналами связи. Параллельный код, поступающий по N проводам с выхода АЦП или устройства обработки информации, преобразуется для передачи по каналу в последовательный код, в котором элементы (разряды) кода передаются последовательно во времени. Один из вариантов схем такого преобразователя показан на рис. 5.36, а. Входной параллельный код разворачивается последовательно во времени с помощью распределителя импульсов $D2$ и элементов И с номерами $D1-1$, $D1-2$, ..., $D1-N$, каждая из которых пропускает элементарный сигнал, соответствующий значению своего разряда, во время поступления на ее второй вход импульса от распределителя. Работой распределителя импульсов управляет генератор $D3$. Сигналы от элементов И подводятся к общему выходу через элемент ИЛИ $D4$.

На приемной стороне выполняется обратное преобразование последовательного кода в параллельный. Обратный преобразователь (рис. 5.36, б) строится на тех же элементах, что и прямой. Входной сигнал подается одновременно на N элементов И ($D1-1$, $D1-2$, ..., $D1-N$), каждый из которых пропускает на свой выход только один его элемент по сигналу от распределителя импульсов $D2$. Последний должен работать синхронно с распределителем в прямом преобразователе. Проще всего обеспечить такую синхронность, управляя обоими распределителями от общего генератора. Так и делается в системах ближнего действия. Но в системах с дальними каналами загружать канал

вспомогательными тактовыми импульсами невыгодно. В них на приемной стороне устанавливается свой генератор $D3$, а тактовая синхронизация работы генератора выполняется специальным узлом путем выделения фронтов информационных импульсов. Кроме тактовой синхронизации генератора на приемной стороне выполняется еще и цикловая синхронизация работы распределителя. Для нее используется свой узел, который выделяет специальные синхронизирующие сигналы, содержащиеся в принимаемых кодовых сообщениях.

Узлы формирования и проверки помехозащищенных кодов. Число разновидностей таких блоков велико, так как применяются разнообразные виды корректирующих кодов. Рассмотрим простейшие примеры. Наиболее прост и притом наименее избыточен код с защитой по четности. В нем к n элементам исходного кода добавляется один элемент таким образом, чтобы сумма числа единиц в получившейся m -элементной комбинации (где $m = n + 1$) была обязательно четной. Тогда искажение любого одного элемента комбинации при передаче нарушит четность, и это будет обнаружено при проверке на приемной стороне. Будут также обнаружены искажения любого нечетного числа элементов. Но если исказятся два элемента или любое четное число их, то сумма единиц в комбинации останется четной и такое искажение не будет обнаружено. К счастью, вероятность искажения двух элементов комбинации обычно много меньше вероятности искажения одного элемента. Поэтому описанная защита существенно сокращает долю ложно воспроизводимых сообщений.

На рис. 5.37,а приведена функциональная схема узла формирования кода с защитой по четности. Входной безызбыточный код поступает в последовательной форме на счетный вход T триггера $D1$ и одновременно на выход (в канал связи) через схему ИЛИ $D3$. Выход триггера соединен с входом элемента И ($D2$), а на другой ее вход подается управляющий сигнал после прохождения n импульсов входного кода. До начала работы схемы триггер находится в состоянии 0. Во время работы состояние его меняется на противоположное (0 на 1, а 1 — на 0) при каждом поступлении сигнала 1 на счетный вход T . Значит, если в n разрядах исходного кода содержится четное число единиц, то к концу его прохождения триггер окажется в состоянии 0. В противном случае триггер примет к концу прохождения входного кода состояние 1. С подачей управляющего сигнала в момент, соответствующий началу такта с номером $m = n + 1$, элемент И выдает сигнал 1 в том случае, если сигнал на выходе триггера в этот момент равен 1. Этим число единиц в коде дополняется до четного. Сигнал от элемента И поступает на общий выход через схему или $D3$. Схема возвращается в исходное состояние импульсом сброса, поступающим на вход R триггера.

На рис. 5.37,б показана схема узла проверки кода с защитой по четности. Она построена на аналогичных элементах. В ней сигнал сни-

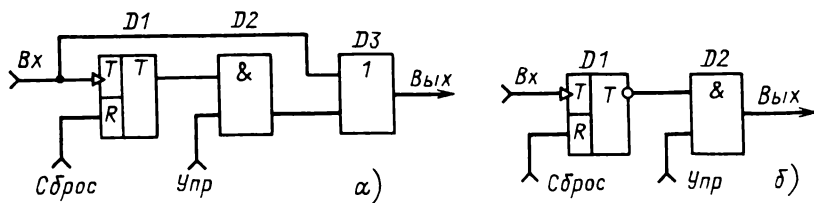


Рис. 5.37

мается с инверсного выхода триггера *D1*, так что к концу работы этот сигнал равен 1 в случае, если в *m* поданных на счетный вход импульсах содержалось четное число единиц. В этом случае подача управляющего сигнала на элемент И *D2* вызывает появление сигнала 1 на выходе, а этот сигнал разрешает выдачу принятого сообщения на воспроизведение. При нечетном числе единиц во входном коде на выходе в момент подачи управляющего сигнала получается сигнал 0, а это означает запрет воспроизведения сообщения. Импульс сброса на входе *R* триггера возвращает схему в исходное состояние.

Рассмотрим несколько более сложный код, получивший название *корреляционного* (в некоторых работах его называют также биимпульсным кодом). В нем каждый элемент исходного *n*-разрядного безызбыточного кода дополняется инверсным элементом, так что вместо элемента 1 передается пара элементов 10, а вместо 0 — пара 01. Таким образом, получается код с удвоенным числом разрядов $m = 2n$. На приемной стороне каждая пара элементов проверяется отдельно. Обнаружение хотя бы одной пары 00 или 11 вызывает запрет на воспроизведение данной кодовой комбинации. Такой код более защищен от помех, чем предыдущий. Наряду со всеми искажениями нечетного числа элементов он позволяет обнаруживать значительную часть искажений четного числа элементов. Так, из двойных искажений не обнаруживаются только те, которые возникают в паре соседних элементов, соответствующей одному элементу исходной комбинации. Тогда, например, из пары 10 образуется пара 01, но она не принадлежит к числу запрещенных, и потому такое искажение не обнаруживается.

На рис. 5.38, *а* приведена схема узла формирования корреляционного кода. На вход поступает в последовательной форме сигнал исходного безызбыточного кода с тактовой частотой, которая вдвое меньше частоты передачи по каналу связи. Иными словами, каждый элементарный сигнал (1 или 0) сохраняется на входе в течение двух тактов. Наряду с входным сигналом в схеме образуется обратный ему сигнал с помощью инвертора *D1*. Блок управления выдает импульсы *Упр1* и *Упр2*, из которых первый соответствует нечетным тактам, а второй — четным. Первый с помощью схемы И *D2* направляет на схе-

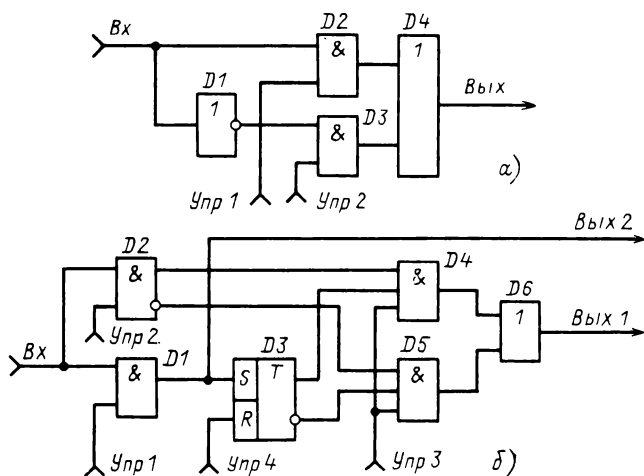


Рис. 5.38

му ИЛИ $D4$ сигнал от входа во время нечетного такта, второй с помощью схемы И $D3$ направляет туда же сигнал, инверсный входному, во время четного такта. Сигналы с выхода схемы $D4$ поступают в канал связи.

Схема узла обнаружения ошибок в корреляционном коде показана на рис. 5.38, б. Здесь входные сигналы, поступающие в нечетных тактах, пропускаются с помощью схемы И $D1$ по командам $Ynp1$ на вход установки S триггера $D3$. Триггер запоминает сигнал, принятый в нечетном такте, сохраняя его значение на время следующего такта. Сигналы, приходящие на вход во время четных тактов, выделяются элементом И $D2$ по командам $Ynp2$. Прямые сигналы с выходов элементов $D2$ и $D3$ поступают на схему И $D4$, а инверсные сигналы с выходов $D2$ и $D3$ – на схему И $D5$. Во время четного такта с некоторой задержкой по отношению к сигналу $Ynp2$ на входы элементов $D4$ и $D5$ подается сигнал $Ynp3$. При этом если на выходах элементов $D2$ и $D3$ присутствуют одновременно сигналы 1, то элемент $D4$ выдаст сигнал 1, а если пара сигналов 1 присутствует одновременно на инверсных выходах $D2$ и $D3$, то сигнал 1 выдаст схема $D5$. Первый из них означает, что в паре смежных разрядов входного кода обнаружено совпадение двух единиц, второй свидетельствует о приеме двух нулей в этой же паре. Оба сигнала поступают через элемент ИЛИ $D6$ на первый выход $B_{вых1}$, который связан со схемой запрета воспроизведения сообщений. Последняя запоминает сигнал искажения любой пары смежных элементов, а в конце приема всей комбинации дает запрет на ее воспроизведение. Восстановленная безызыбыточная комбинация (результат выделения сигналов в нечетных тактах) снимается в последо-

вательной форме со второго выхода *Вых2*. Далее она преобразуется в параллельную форму и воспроизводится в случае отсутствия запрета.

Триггер *D3* возвращается в исходное состояние сигналом *Упр4*, подаваемым на вход сброса *R* к концу четного такта.

Устройства сигнализации отклонений измеряемых величин от уставок. Функция сравнения измеряемых величин с уставками и сигнализации отклонений от уставок характерна для широко распространенной разновидности ИИС — систем централизованного контроля. В первые годы существования таких систем в них применялись аналоговые устройства сравнения и уставки задавались также в аналоговой форме. В настоящее время практически во всех системах сравнение с уставками выполняется в цифровой форме общим устройством обработки информации, которое представляет собой ЭВМ. Уставки при этом задаются в цифровой форме и хранятся в памяти машины. В сложных системах уставки могут задаваться и корректироваться автоматически по командам от управляющей вычислительной машины.

Результаты сравнения с уставками выдаются обычно на световые табло. Часто эти табло размещают в мнемосхеме контролируемого объекта, изображенной на щите диспетчера. Для привлечения внимания оператора к смене сигналов на табло каждую такую смену сопровождают общим звуковым сигналом, например в виде звонка. Кроме того, табло, на которых сменился сигнал, начинают мигать. Оператор выключает звуковой сигнал и переводит табло в режим ровного свечения нажатием специальной кнопки. Этим он как бы выдает квитанцию о приеме сообщения. Поэтому такую кнопку называют квитирующей.

На рис. 5.39 приведен пример схемы управления сигнальным табло, относящимся к одному контролируемому параметру. Состояние параметра ("в норме", "вне нормы") сигнализируется лампами *VL1* и *VL2*. Ими управляет триггер памяти *D2*, который принимает состояние 1 при сигнале "в норме" и состояние 0 при сигнале "вне нормы". Сигнал с прямого выхода триггера *D2* поступает через схему совпадения *D3* и усилитель *D5* на лампу *VL1*, а с инверсного выхода, через аналогичные элементы *D4*, *D6* — на лампу *VL2*.

Но триггер *D2* получает информацию о состоянии параметра не сразу в момент выдачи ее устройством обработки. Сигнал последнего поступает сначала от входа *Вх* на триггер *D1*, который по команде *Упр1* от блока управления, поданной на вход тактирования *T*, принимает состояние, соответствующее принятой информации. В это время триггер *D2* еще сохраняет состояние, соответствующее информации о результате предыдущего этапа контроля данного параметра. Состояния триггеров *D1* и *D2* непрерывно сравниваются схемой обнаружения несоответствия, состоящей из двух элементов И (*D7*, *D8*) и элемента ИЛИ

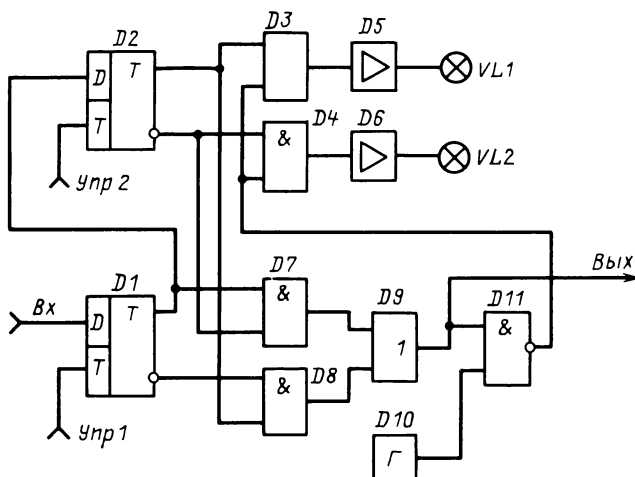


Рис. 5.39

D9. Элемент *D7* выявляет совпадение сигналов 1 на прямом выходе триггера *D1* и инверсном выходе триггера *D2*. Элемент *D8* выявляет совпадение сигналов 1 на прямом выходе *D2* и инверсном выходе *D1*. Любое из этих событий свидетельствует о несоответствии.

Сигнал от *D7* или *D8* проходит через *D9* на схему, управляющую миганием ламп. Частота миганий (порядка 0,5 Гц) задается генератором импульсов *D10* (общим для всей системы). Импульсы коммутируются схемой И *D11* по сигналу с выхода *D9*. Они подаются на схемы И *D3*, *D4* и проходят на выход той из них, которая получает по другому входу сигнал 1 от триггера *D2*. Соответствующая лампа при этом мигает. В отсутствие сигнала несоответствия от элемента *D9* схема *D11* не пропускает импульсов генератора *D10*. При этом сигнал на инверсном ее выходе равен 1. Таким образом, в отсутствие несоответствия на входы схем совпадения *D3*, *D4* поступает разрешающий сигнал 1, который не препятствует управлению лампами от триггера *D2*.

Одновременно с включением режима мигания ламп сигнал от схемы несоответствия подается на звуковой сигнализатор (по проводу, обозначенному *Вых*). Услышав звонок, оператор обращается к мнемосхеме и замечает мигающие световые табло. После этого он нажимает кнопку квитирования. Этой кнопкой подается команда *Уnp2* на тактирующий вход триггера *D2*. В результате этот триггер принимает то же состояние, что и триггер *D1*. Несоответствие состояний прекращается, звонок выключается, мигавшая лампа гаснет и загорается другая, сигнализируя новое состояние параметра.

Отклонения от уставок и возврат в норму фиксируются дополнительно устройством регистрации (с указанием номеров параметров и времени наступления событий).

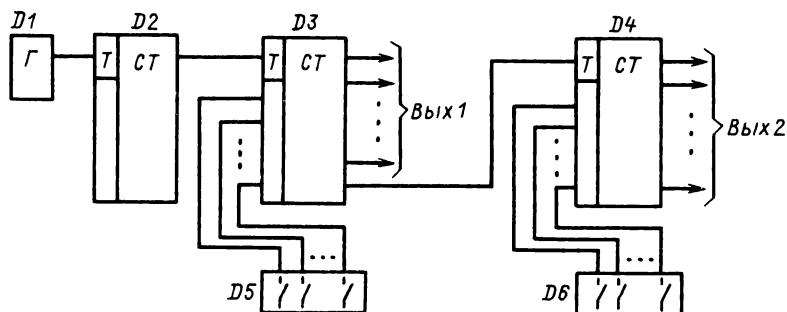


Рис. 5.40

Если в системе используется экранный пульт (дисплей), то сигнализация отклонений от уставок может выводиться на него. При этом он либо дополняет, либо вовсе исключает мнемосхему со световым табло.

Устройства буквенно-цифровой регистрации. Эти устройства предназначены в ИИС для выдачи печатных ведомостей, отражающих ход контролируемых процессов во времени (с заданной периодичностью), сведения о нарушениях нормальных режимов работы, данные статистического характера об объекте, результаты обработки информации, отчеты о хозяйственно-экономической и финансовой деятельности предприятий и т. п. При наличии ЭВМ в системе используется универсальное быстродействующее устройство широкой печати. В простых ИИС для печатания документов используют канцелярские пишущие машинки рычажно-сегментного типа с электрическим приводом, оборудуя их дополнительными узлами для автоматического управления.

Блоки кодирования времени. Эти блоки формируют кодированные сигналы, соответствующие текущему времени. Такие сигналы используются различными устройствами программного управления в тех случаях, когда выполнение определенных действий связано с текущим значением времени. Кроме того, значение времени регистрируется печатающим устройством вместе со сведениями о всяких событиях, например о выходе параметров за пределы нормы.

Блок кодирования времени (рис. 5.40) содержит: высокостабильный генератор *D1*; делитель частоты *D2*, у которого импульсы на выходе имеют период 1 мин (практически это счетчик импульсов); счетчик минут *D3*; счетчик часов *D4*. Счетчики выдают значение текущего времени в виде двоично-десятичного кода на выходах *Вых1*, *Вых2*. В устройстве управления цифровой регистрацией эти коды преобразуются в единично-десятичные с помощью дешифраторов, подобных изображенному на рис. 5.34.

Блок снабжен двумя группами ключей *D5* и *D6* для ручной корректировки состояний счетчиков минут и часов на случаи их сбоя или перерывов в работе из-за отказов в системе электропитания.

Электронные пульты (дисплеи). Это устройства отображения информации на экранах электронно-лучевых трубок (ЭЛТ), способные работать в диалоговом режиме (т. е. в режиме оперативного обмена сообщениями) с ЭВМ. На экране может отображаться как буквенно-

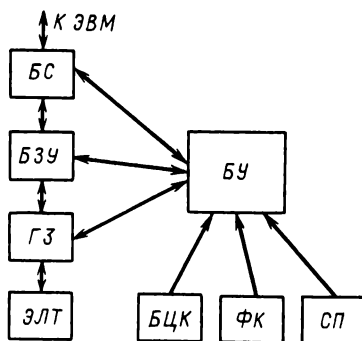


Рис. 5.41

цифровая, так и графическая информация, притом не только в черно-белом, но и в цветном варианте.

По способу формирования изображения на экране ЭЛТ устройства отображения делятся на растровые и координатные. В первых изображение формируется путем последовательного (по строкам и внутри строк) задания яркости точек телевизионного раstra. Во вторых изображение формируется из отрезков прямых (или кривых), задаваемых координатами начала и конца отрезка.

На рис. 5.41 приведена структурная схема диалогового устройства отображения буквенно-цифровой информации. Блок сопряжения *БС* связывает устройство с ЭВМ. Коды отображаемых сообщений хранятся в буферном запоминающем устройстве *БЗУ*, в котором адрес слова однозначно связан с позицией знака (буквы или цифры) на экране ЭЛТ. Код знака преобразуется генератором знаков *ГЗ* в управляющие сигналы, с помощью которых на ЭЛТ формируются требуемые изображения. Устройство снабжено средствами редактирования отображаемой информации: буквенно-цифровой клавиатурой *БЦК*, функциональной клавиатурой *ФК* и световым пером *СП*. С помощью *БЦК* вводятся стандартные знаки и символы. Функциональная клавиатура вместе со световым пером позволяет смещать или стирать элементы изображений, устанавливать режимы работы и т. д.

Световое перо приставляют к выбранной точке экрана, задавая этим координаты места редактирования информации, а функциональной клавиатурой указывают содержание вводимой корректировки изображения. Внутри светового пера содержится светочувствительный элемент, который выдает сигнал в момент, когда бегущий по экрану ЭЛТ электронный луч попадает в точку напротив пера. По времени получения сигнала от светового пера ЭВМ определяет координаты указываемой им точки экрана.

Работой всех блоков и регенерацией изображений на экране ЭЛТ с такой частотой, чтобы они воспринимались глазом как непрерыв-

ные, управляет блок управления *БУ*. В качестве *БУ* может быть применен микрокомпьютер, тогда его оперативная память заменяет буферное запоминающее устройство.

Каналы связи. Для передачи сообщений на расстояния, превышающие несколько километров, в ИИС редко выделяются самостоятельные линии связи, поскольку стоимость их сооружения высока. Каналы большой протяженности для передачи сообщений в ИИС организуются обычно на линиях связи, используемых в основном для телефонирования и телеграфирования. На одной линии создают множество каналов, разделяя их по частоте с помощью амплитудной или частотной модуляции. Кроме линий связи для организации каналов используются высоковольтные линии электропередачи. Каналы по этим линиям создаются путем наложения высокочастотных сигналов. Наконец, для организации каналов используются радиолинии направленного действия, работающие в диапазоне ультракоротких волн. Такие линии называют радиорелейными. Реже используются радиолинии ненаправленного действия. В последнее время получают распространение оптические каналы связи, отличающиеся высокой помехоустойчивостью и пропускной способностью.

На рис. 5.42, *а* приведена структурная схема передающей части каналообразующей аппаратуры, предназначенной для частотного уплотнения проводной линии связи. Аппаратура создает N узкополосных каналов в диапазоне звуковых частот. Она содержит N идентичных цепей модуляции и фильтрации, каждая из которых работает на своей несущей частоте. В первую цепь, например, входят модулятор $M1$, генератор несущей частоты $Г1$ и полосовой фильтр $ПФ1$. Последний необходим потому, что в общем случае диапазон частот модулированного сигнала может быть чрезвычайно широким. Если его не ограничить, то он перекроет области частот, отведенные для работы других каналов. Тогда после суммирования модулированных сигналов их не удастся разделить на приемной стороне. Границы частотной полосы каждого фильтра задаются так, чтобы между соседними полосами оставался защитный диапазон порядка нескольких десятков герц.

Сигналы с выходов полосовых фильтров суммируются и через групповой усилитель $ГУ$ подаются на выход, в линию связи.

Схема приемной части каналообразующей аппаратуры приведена на рис. 5.42, *б*. Входной сигнал из линии связи пропускается через групповой усилитель $ГУ$ и поступает на N идентичных цепей демодуляции. Первая цепь, например, содержит на входе полосовой фильтр $ПФ1$, выделяющий модулированный сигнал первого канала. Далее следует демодулятор $Д1$, работой которого управляет генератор несущей частоты данного канала $Г1$. Сигнал от демодулятора сглаживается фильтром нижних частот $ФНЧ1$ и через усилитель $У1$ поступает на выход данного канала, т. е. к приемнику сообщений.

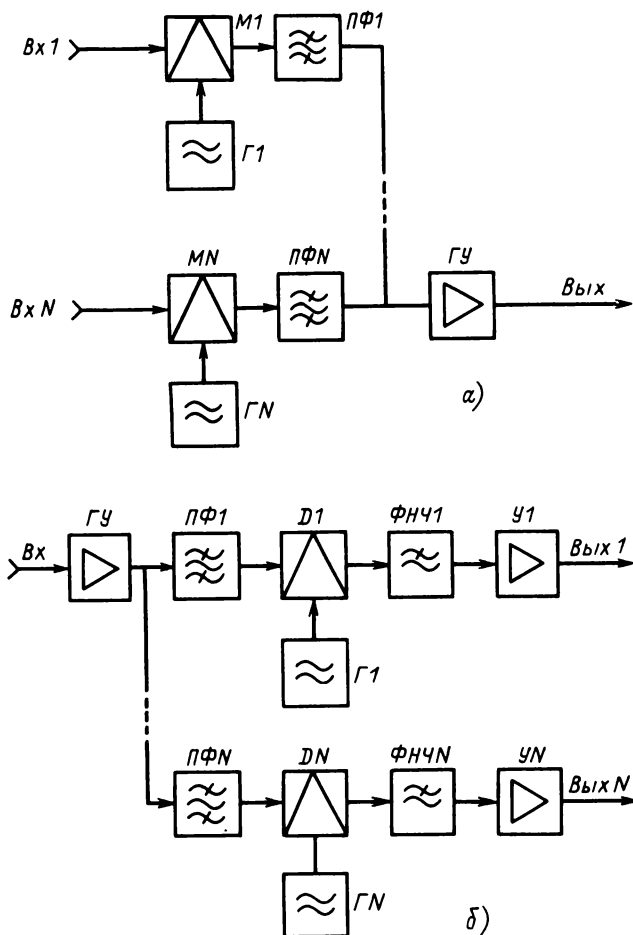


Рис. 5.42

С помощью одной цепи модуляции, показанной на рис. 5.42,а, и одной цепи демодуляции, показанной на рис. 5.42,б, организуется *симплексный* канал, т. е. канал для передачи сообщений в одном направлении. Для обеспечения двустороннего обмена сообщениями по одной линии связи необходимо организовать на каждой стороне линии идентичные цепи модуляции и демодуляции, используя для них различные несущие частоты. Сумма двух симплексных каналов, работающих во встречных направлениях на разных частотах, образует один *дуплексный* канал.

5.6. СТРУКТУРЫ ИИС

Структура ИИС в укрупненном виде обычно соответствует схеме рис. 5.43. Связанные с объектом контроля или исследования *О* блоки сбора информации *БСИ* вводят ее в устройство обработки *УО*, а результаты обработки выдаются на аналоговые приборы *АП*, цифровые приборы *ЦП* (те и другие могут быть как показывающими, так и регистрирующими), блоки сигнализации отклонений от нормальных режимов *БС*, экранные пульта индикации (дисплеи) *ЭПИ*.

Однако каждая из перечисленных крупных частей ИИС может строиться по весьма различным схемам в зависимости от выполняемых функций, характеристик контролируемых (исследуемых) параметров объекта, имеющихся датчиков, нормализующих преобразователей, коммутаторов, аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей, приборов воспроизведения и т. д., а также от возможностей устройства обработки.

На рис. 5.44 показаны три варианта структур входной части ИИС, обозначенной *БСИ* на рис. 5.43. В схеме рис. 5.44, *а* используются индивидуальные нормализующие преобразователи *НП*, каждый из которых связан со своим датчиком *Д* (индексы при обозначениях соответствуют номерам каналов). Далее следуют входной переключатель аналоговых сигналов *ВхП* и аналого-цифровой преобразователь *АЦП*, выход которого связан с устройством обработки *УО*.

В схеме рис. 5.44, *б* используются групповые нормализующие преобразователи *ГНП*. Индексы при их обозначениях соответствуют номерам групп. Индексы при обозначениях датчиков *Д* – двойные: первый означает номер группы, второй – номер канала в группе. При большом числе входных величин в ИИС применение групповых преобразователей вместо индивидуальных дает существенный экономический эффект, но и связано с некоторыми дополнительными трудностями. Входные переключатели $ВхП'_1 - ВхП'_m$ должны быть рассчитаны на коммутацию сигналов различных видов и уровней. Групповые норма-

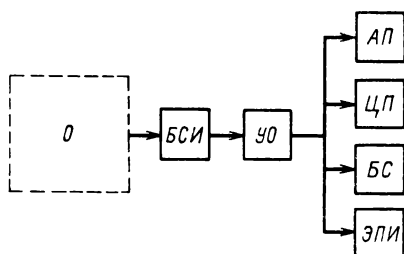


Рис. 5.43

лизующие преобразователи должны обладать достаточно малым временем T обработки одного параметра. Это время исчисляется от момента подключения переключателем *ВхП* очередного датчика ко входу *ГНП* до момента достижения установившегося значения сигнала на его выходе. Значение T задается исходя из заданного цикла опроса и числа датчиков. Очевидно, к индивидуальным нормализующим пре-

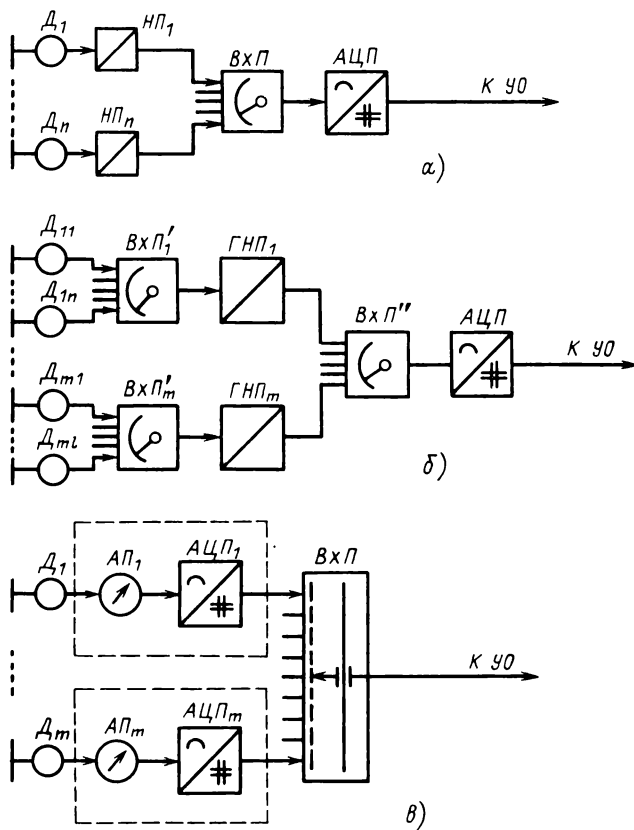


Рис. 5.44

образователям в схеме рис. 5.44,а предъявляются гораздо менее жесткие требования в отношении быстродействия: время установления выходного сигнала в них при скачкообразном изменении сигнала датчика может быть соизмеримо с длительностью цикла опроса.

За групповыми нормализующими преобразователями следует вторая ступень коммутации. Эту функцию выполняет переключатель $ВхП''$. Данный переключатель рассчитан на коммутацию таких же сигналов, как $ВхП$ в схеме рис. 5.44,а, но он имеет меньшее число каналов и меньшую частоту переключений. Последующая часть рассматриваемой схемы такая же, как у предыдущей схемы.

Аналого-цифровой преобразователь является довольно сложным и дорогим блоком. Поэтому обычно с ИИС используют один общий АЦП. Однако существуют электромеханические измерительные приборы с встроенными преобразователями углового поворота измеритель-

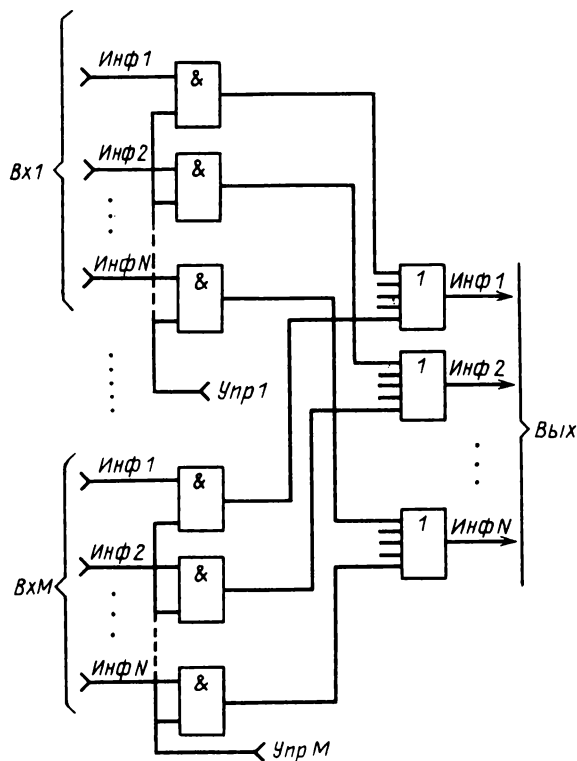


Рис. 5.45

ного механизма в цифровой код. При использовании таких приборов в ИИС структура ее соответствует схеме рис. 5.44, в. Сигнал каждого датчика D поступает на аналоговый прибор $АП$, объединенный с $АЦП$. Кодированные цифровые сигналы с их выходов подаются на устройство обработки $УО$ через входной переключатель $ВхП$, существенно отличающийся от переключателей, используемых в предыдущих схемах. $ВхП$ является переключателем цифровых сигналов с ключами в виде логических схем. Построение выходного переключателя на таких элементах показано на рис. 5.32. На рис. 5.45 приведена схема входного переключателя на идентичных логических элементах И с дополнительным использованием логических элементов ИЛИ. Одной командой $Упр$ коммутируются N элементов И, относящихся к одному цифровому сигналу в виде параллельного кода. Информационные сигналы (Инф), соответствующие одноименным разрядам кода, собираются на общий выход с помощью одного элемента ИЛИ с числом входов M , равным числу каналов.

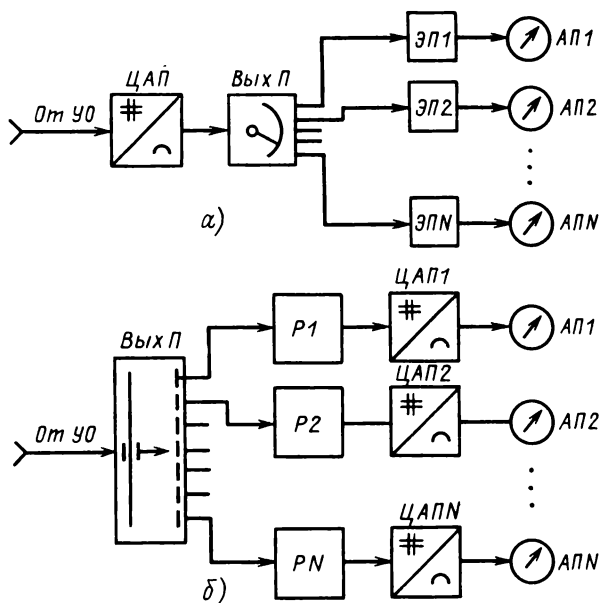


Рис. 5.46

Как показано на обобщенной структурной схеме рис. 5.43, в числе получателей информации с выхода устройства обработки (УО) находятся аналоговые приборы (АП) (показывающие и регистрирующие). УО выдает информацию в виде параллельных цифровых кодов. Для вывода в аналоговые приборы ее требуется обработать цифро-аналоговыми преобразователями (ЦАП). Наиболее экономична по числу используемых блоков схема вывода информации с групповым ЦАП, приведенная на рис. 5.46, а. В соответствии со сменой кодовых сигналов на выходе УО работает переключатель *Вых П*, распределяя аналоговые сигналы с выхода ЦАП по индивидуальным цепям. В каждую из них входят аналоговый элемент памяти (ЭП) и аналоговый прибор (АП). Элементом памяти может, например, служить конденсатор с усилителем на выходе. Выходной переключатель в данном случае не отличается принципиально от входных переключателей аналоговых сигналов.

Недостатком рассматриваемой схемы является то, что ее тем труднее осуществить, чем больше длительность цикла обегания параметров в данной ИИС. Это объясняется тем, что время хранения заряда, запасенного конденсатором памяти, невелико — порядка нескольких секунд. Его можно увеличить (в ограниченных пределах) ценой повышения входного сопротивления усилителя, связанного с конденсатором, но это сложно. Кроме того, точность воспроизведения информа-

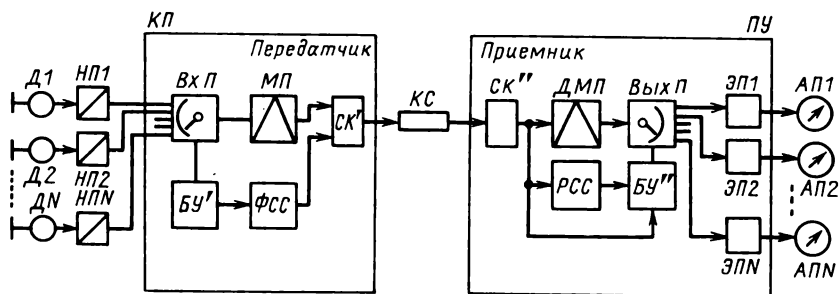


Рис. 5.47

ции с применением аналоговых элементов памяти невысока — погрешность достигает нескольких процентов.

Перечисленные недостатки рассмотренной схемы являются причиной широкого применения внешне более громоздкой схемы, приведенной на рис. 5.46, б. В ней используются цифровые элементы памяти — регистры P . Обычно это схема из N триггеров, где N — число разрядов кода. С каждым регистром связан индивидуальный цифро-аналоговый преобразователь $ЦАП$, а к нему подключен аналоговый прибор $АП$. В этой схеме переключатель $Вых П$ коммутирует параллельные цифровые сигналы. Структура его соответствует схеме рис. 5.32.

Особой спецификой обладают структуры телеизмерительных систем, отличающихся от других ИИС наличием канала связи большой протяженности. На рис. 5.47 приведена структурная схема телеизмерительной системы с передачей по каналу связи аналоговых сигналов. В телеизмерении получили применение для этой цели сигналы, образованные частотной модуляцией синусоидального колебания, а также модуляцией импульсного колебания по частоте, ширине или фазе импульсов.

Телеизмерительный передатчик, располагаемый в контролируемом пункте $КП$, обычно включает в свой состав датчики $Д$ и нормализующие преобразователи $НП$, которые комплектуются отдельно при построении системы. Передатчик содержит входной переключатель $Вх П$, модуляционный преобразователь $МП$, формирователь сигналов синхронизации $ФС$, узел сопряжения с каналом связи $СК'$ и блок управления $БУ'$. Модуляционный преобразователь обрабатывает информационные сигналы, но наряду с ними в каждом цикле обегания передают по каналу связи $КС$ сигнал от $ФС$, отличающийся по какому-либо признаку от информационных сигналов. Он обозначает границу между группами сигналов, относящихся к разным циклам обегания. Блок управления $БУ'$ координирует работу остальных перечисленных блоков передатчика.

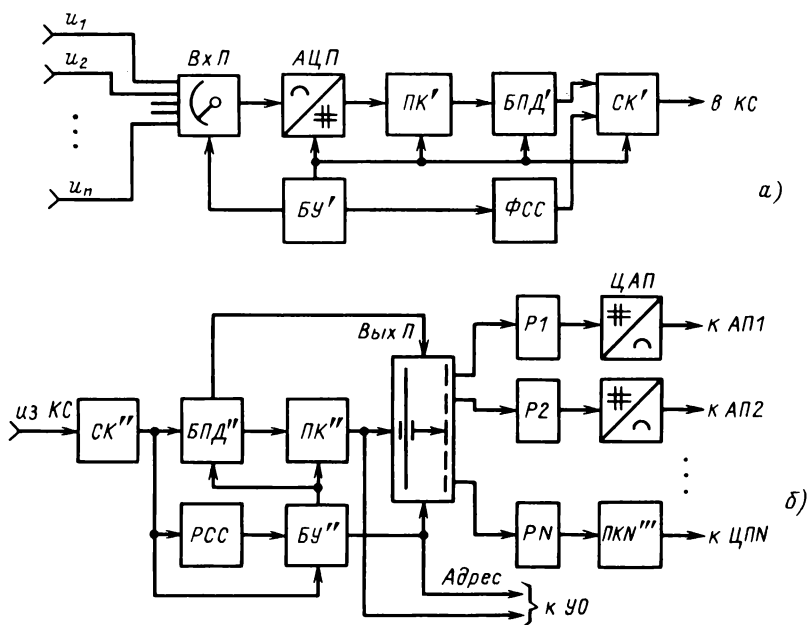


Рис. 5.48

Телеизмерительный приемник, размещаемый в пункте управления *ПУ*, обычно не включает в свой состав выходные приборы воспроизведения, которые комплектуются отдельно при построении системы. В данном случае это аналоговые приборы *АП*. Приемник содержит узел сопряжения с каналом связи *СК''*, демодуляционный преобразователь *ДМП*, различитель сигналов синхронизации *РСС*, выходной переключатель аналоговых сигналов *ВыхП*, аналоговые элементы памяти *ЭП* и блок управления *БУ''*. Последний управляет работой остальных блоков. Темп его работы задается имеющимся в нем генератором тактовых импульсов, который синхронизируется по фронтам импульсов информационных сигналов, принимаемых из *КС*. Цикловая синхронизация распределителя импульсов, входящего в состав блока управления, выполняется на основе сигналов от *РСС*.

На рис. 5.48, *а* приведена структурная схема телеизмерительного передатчика для случая, когда по каналу связи передаются цифровые сообщения в виде последовательных импульсных кодов. В отличие от передатчика, изображенного на рис. 5.47, здесь место модуляционного преобразователя занимают *АЦП* с преобразователем параллельного кода в последовательный *ПК'* и блок повышения достоверно-

сти *БПД'*, дополняющий кодовые комбинации избыточными разрядами для защиты от искажений в канале связи.

На рис. 5.48,б приведена схема телеизмерительного приемника той же системы. В ней место демодуляционного преобразователя, изображенного в схеме рис. 5.47, занимают блок повышения достоверности *БПД''* и преобразователь последовательного кода в параллельный *ПК''*. Первый проверяет, не возникло ли искажение в принятой комбинации, и выделяет из нее разряды исходного безыбыточного кода, второй представляет результат приема в параллельной форме. Далее место выходного переключателя аналоговых сигналов занимает выходной переключатель цифровых сигналов *ВыхП*. Им также управляет *БУ''*, но дополнительно к нему подводятся сигналы от *БПД''*, запрещающие выдачу информации на воспроизведение в случаях обнаружения искажений в принятых кодовых сообщениях.

Далее на схеме приемника показаны два вида выходных цепей: а) для воспроизведения на аналоговых приборах; б) для воспроизведения на цифровых приборах. В цепях обоих видов на входе установлен триггерный регистр *Р* для запоминания информации. После регистра в случае аналогового воспроизведения устанавливается цифро-аналоговый преобразователь, а в случае цифрового воспроизведения — преобразователь кода *ПК'''*. В частности, это может быть набор нескольких декадных дешифраторов, показанных на рис. 5.34 (если для передачи по каналу связи используется двоично-десятичный код). Информация с выхода *ПК'''* (в виде параллельных кодов) может вводиться в цифровое устройство обработки *УО*. При этом она сопровождается адресными кодами (т. е. кодами номеров параметров), снимаемыми с блока управления *БУ''*.

В связи с трудностями построения аналоговых элементов памяти *ЭП*, показанных на рис. 5.47, во многих телеизмерительных системах с аналоговыми сигналами в канале связи используют цифровое преобразование на приемной стороне, что позволяет применить цифровую память перед приборами воспроизведения. Кроме того, цифровое преобразование необходимо в случае ввода информации в цифровое устройство обработки (*ЭВМ*). В этом случае вместо приемника, показанного на рис. 5.47, применяют приемник, структурная схема которого весьма близка к схеме рис. 5.48,б. Имеется лишь одно отличие: место блока *БПД''* занимает *АЦП*. Следует отметить, что цифровое преобразование частоты, ширины или длительности импульсов, т. е. основного параметра входного сигнала в этом случае, выполняется проще, чем цифровое преобразование напряжения в схеме рис. 5.48,а.

5.7. ПОСТРОЕНИЕ ИИС НА БАЗЕ АГРЕГАТНЫХ КОМПЛЕКСОВ

В Советском Союзе существует Государственная система приборов и средств автоматизации (ГСП), представляющая собой набор рядов унифицированных приборов и устройств измерительной техники, автоматики, телемеханики с единой нормативной базой, включающей унификацию информационных сигналов, метрологических, надежных, энергетических и других характеристик, необходимого математического обеспечения, конструктивного выполнения. Технические средства ГСП строятся по блочно-модульному принципу с использованием современной технологии изготовления. Устройства ГСП объединяются во взаимосвязанные комплексы технических средств, у каждого из которых свое специфическое назначение и свои области применения. Комплексы имеют метрологическую, информационную, конструктивную и эксплуатационную совместимость.

Аналогичная унификация технических средств проводится в рамках Совета Экономической Взаимопомощи. Технические средства автоматики, разрабатываемые и выпускаемые в странах-членах СЭВ, входят в состав Международной универсальной системы автоматического контроля, регулирования и управления — УРС.

Все агрегатные комплексы технических средств, входящие в ГСП, разрабатываются с соблюдением ряда государственных общесоюзных стандартов, регламентирующих требования к общим техническим характеристикам (точности, быстродействию, надежности, климатическим условиям работы), нормирующих параметры входных и выходных сигналов (аналоговых — с модуляцией различных параметров и цифровых), унифицирующих элементы конструкций и т. д.

Значение нормирования параметров входных и выходных сигналов в ГСП удобно пояснить на примере. Очень широкое распространение получил унифицированный сигнал постоянного тока с диапазоном значений от 0 до 5 мА. Если в данном агрегатном комплексе технических средств принят такой сигнал, то это означает, что независимо от вида измеряемого параметра x и диапазона его значений (x_{min} , ..., x_{max}) ему соответствует на выходе нормализующего преобразователя диапазон сигналов постоянного тока от 0 до 5 мА. При этом сигнал не должен изменяться с изменением сопротивления нагрузки на выходе нормализующего преобразователя в диапазоне от 0 до 2,5 кОм.

Такой сигнал можно коммутировать сравнительно простыми бесконтактными ключами, например приведенными на рис. 5.31. Сопротивление ключа в замкнутом состоянии не влияет на точность коммутации. Установив на выходе входного переключателя ИИС резистор сопротивлением, например, 1 кОм, можно привести сигналы по всем каналам к общему диапазону от 0 до 5 В и именно на этот диапазон спроектировать АЦП.

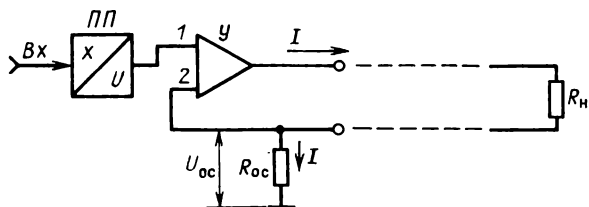


Рис. 5.49

Нормализующие преобразователи с выходным сигналом в виде унифицированного тока можно размещать довольно далеко от входного переключателя и АЦП — на расстоянии до нескольких километров. В этом случае значение сопротивления подводящих проводов не скажется на точности измерения. Лишь при больших расстояниях (свыше 10 км) начинают влиять токи утечки между проводами линии.

С введением унифицированных сигналов в практику приборостроения вошло производство датчиков с унифицированным выходным сигналом. В данном случае датчиком называют объединенные в одном блоке первичный измерительный преобразователь и нормализующий преобразователь. Пример структурной схемы датчика с токовым сигналом на выходе приведен на рис. 5.49. Измеряемая величина преобразуется первичным преобразователем ПП в пропорциональное напряжение U , которое подводится к входу 1 дифференциального усилителя $У$. Выходной ток I усилителя протекает по сопротивлению нагрузки R_n , которое может находиться на значительном удалении от датчика, и, кроме того, протекает по сопротивлению R_{oc} , создавая на нем напряжение обратной связи U_{oc} . Последнее подводится к входу 2 усилителя. Выходной ток I зависит от разности входных напряжений усилителя $\Delta U = U - U_{oc}$: Благодаря большой крутизне характеристики усилителя для получения любого значения выходного тока в рабочем диапазоне (от 0 до 5 мА) требуется весьма малое значение ΔU , не выше десятых долей процента максимального значения U . Если не требуется очень высокая точность расчета, то можно для простоты принять, что $U = U_{oc}$. Но $U = kx$, а $U_{oc} = IR_{oc}$. Поэтому $kx = IR_{oc}$ и отсюда $I = kx/R_{oc}$. Заметим, что значение R_n не вошло в расчет и, следовательно, не должно влиять на значение I . Следует иметь в виду, что этот расчет является упрощенным и приведен для пояснения того, как действует отрицательная обратная связь по выходному току преобразователя.

Тот же унифицированный сигнал удобен не только для построения входной части ИИС, но и для выдачи информации на выходные приборы. Тогда ЦАП сгроят на выходной ток с диапазоном значений от 0 до 5 мА и на такой же диапазон выбирают миллиамперметры для воспроизведения результатов измерений.

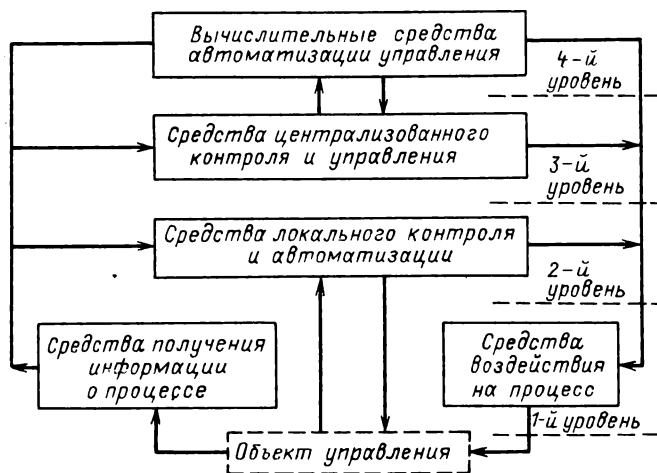


Рис. 5.50

Структура технических средств ГСП может быть представлена диаграммой для пяти групп изделий, расположенных на четырех уровнях (рис. 5.50).

На нижнем (первом) уровне находятся средства, выполняющие функции получения информации и воздействия на процесс; эти средства непосредственно взаимодействуют с объектом управления. Они обеспечивают информацией все вышеразположенные на схеме устройства и осуществляют передачу управляющих воздействий от любого из них на управляемый объект. Измерение параметров, не связанное со сложными инструментальными методиками, осуществляется с помощью датчиков, конструктивно-технические характеристики которых образуют параметрические ряды. Для проведения измерений, требующих сложных инструментальных методик, применяются устройства, входящие в агрегатные комплексы.

На втором уровне расположены средства для локального контроля и автоматизации, предназначенные для построения одноконтурных систем контроля и регулирования простых объектов или автономного контроля и регулирования отдельных параметров сложных объектов. Эти изделия, как правило, выпускаются в составе параметрических рядов и унифицированных комплексов (УК), создаваемых на основе базовой модели.

На третьем уровне находятся устройства для централизованного контроля и регулирования, которые используются в составе систем, включающих управляющие вычислительные комплексы (УВК). Технические средства этой группы предназначены для построения автоматизированных систем управления технологическими процессами на

объектах, имеющих до нескольких сотен контролируемых и регулируемых параметров. Они позволяют реализовать многосвязное и каскадное регулирование, косвенные измерения, многоступенчатые защиты и логические операции при автоматическом пуске и останове объекта, перестройку алгоритма управления во время работы, реализацию элементарных математических операций.

На верхнем (четвертом) уровне расположены вычислительные средства автоматизации управления, предназначенные для построения УВК, которые позволяют осуществлять обработку больших массивов информации (от тысяч контролируемых параметров), реализовать сложные алгоритмы управления объектом, в том числе супервизорное и непосредственное цифровое управления, решение оптимизационных, планово-экономических и учетно-статистических задач.

При конструировании устройств ГСП принят блочно-модульный принцип построения изделий, который заключается в том, что различные функционально более сложные устройства ГСП создаются из ограниченного числа более простых стандартизированных блоков и модулей.

Применение этого принципа при построении изделий ГСП делает приборы универсальными, позволяет использовать при их создании рациональный минимум конструктивных элементов (сокращается номенклатура деталей), обеспечивает взаимозаменяемость приборов в целом и отдельных их узлов. При этом также значительно упрощаются и удешевляются процессы ремонта приборов, которые в большинстве случаев сводятся к замене вышедших из строя типовых узлов и модулей.

Реализация блочно-модульного принципа позволяет создавать новые средства измерения и регулирования из уже существующего отработанного набора узлов и блоков, что дает существенный экономический эффект и ускоряет сроки разработки и внедрения новых изделий.

Номенклатура технических средств ГСП насчитывает в настоящее время свыше 2 тыс. типов изделий, 30 % которых составляют датчики различных физических величин и технологических параметров.

По мере наращивания сложности функций действующих систем управления и расширения области их применения, охватывающей новые производства, номенклатура технических средств ГСП — и в первую очередь датчиков — традиционно увеличивалась. Поэтому важнейшей целью совершенствования номенклатуры является ее рациональная минимизация. Одним из основных методов сокращения числа изделий до целесообразного минимума является разработка параметрических рядов изделий на базе системы предпочтительных чисел. Параметрический ряд — совокупность изделий одинакового функционального назначения, имеющих одни и те же основные параметры, для которых изменение значений главного параметра при переходе от пре-

дыдущего числа ряда к последующему подчиняется определенным закономерностям. Первыми параметрическими рядами в ГСП по системе предпочтительных чисел явились ряды унифицированных пневматических и электрических датчиков.

Методика построения параметрического ряда изделий ГСП включает отбор основных параметров приборов и устройств, подлежащих регламентации, выделение главного параметра из их числа и установление наиболее рационального размерного ряда приборов по главному параметру. При этом преимущественно применяются ряды, построенные на основе геометрической прогрессии, с числовыми значениями, соответствующими ГОСТ 8032-56 "Предпочтительные числа и ряды предпочтительных чисел".

В настоящее время разработаны параметрические ряды (подчиняющиеся законам геометрической или другой последовательности) преобразователей давления, расхода, уровня, температуры, электроизмерительных приборов.

Известно, что производство и эксплуатация приборов предъявляют противоречивые требования к "густоте" параметрического ряда (количеству типоразмеров в ряду). С одной стороны, увеличение типоразмеров усложняет производство приборов и повышает их стоимость, с другой стороны, уменьшение количества типоразмеров снижает точность систем контроля и автоматизации, увеличивает избыточность применяемых средств. Отсюда возникает задача оптимизации параметрических рядов изделий ГСП.

Основу построения оптимальных параметрических рядов изделий ГСП составляет анализ и учет совокупности технико-экономических данных, таких, как потребность народного хозяйства в приборах, зависимость потребности и затрат от основных параметров приборов, зависимость стоимости от серийности и другие факторы. Критерием оптимальности может быть минимум суммарных затрат на удовлетворение заданных потребностей. Этот критерий оптимальности является следствием анализа противоречия между интересами изготовителя (затраты на производство) и потребителя (затраты на эксплуатацию).

При сокращенном ряде приборов у изготовителя уменьшаются затраты на освоение, увеличивается серийность выпускаемых изделий, что обеспечивает значительную экономию материалов. При увеличении "густоты" ряда получается экономия у потребителя за счет более точного соблюдения технологического регламента производственного процесса.

Таким образом, оптимальным параметрическим рядом можно считать ряд одинаковых по функциональному назначению технических средств, упорядоченных по основным параметрам этих средств и оптимальных в смысле принятого критерия. При этом необходимо отметить, что оптимальный параметрический ряд необязательно дол-

жен быть рядом, строго подчиняющимся законам геометрической или другой последовательности. Исследования показали, что оптимальные ряды некоторых изделий значительно экономичнее рядов, построенных по системе предпочтительных чисел.

Не менее плодотворным для реализации принципа минимизации номенклатуры изделий и приборов ГСП является метод построения приборов и средств автоматизации в составе агрегатных комплексов (АК).

Изделия АК разрабатываются в виде функционально-параметрических рядов, которые охватывают требуемый диапазон измерений в различных условиях эксплуатации. Благодаря этому исключается необходимость создания других изделий данного функционального назначения, входящих в соответствующий АК.

5.8. КОМПЛЕКС КАМАК

Комплекс программно-управляемых блоков КАМАК предназначен для построения измерительных систем с цифровой обработкой информации. Он обеспечивает связь разнообразных источников и приемников с ЭВМ, которая управляет их работой и обменивается с ними информацией. Комплекс разрабатывался международным комитетом ESONE Евратома, объединяющим усилия нескольких десятков лабораторий ряда стран Европы, специализирующихся на создании приборов и систем для научных экспериментов в области ядерной энергетики.

Слово КАМАК (в английской транскрипции САМАС) первоначально было выбрано произвольно — просто потому, что оно хорошо звучит на разных языках и одинаково читается в обоих направлениях, что символизирует двухсторонний характер обмена информацией в системах. Однако впоследствии этому слову стали приписывать различные значения, из которых наиболее удачным следует признать Computer Aided Measurement and Control (измерение и управление с помощью ЭВМ).

В настоящее время комплекс КАМАК получил распространение не только в ряде западноевропейских стран, но и в Советском Союзе. Он применяется в системах научного эксперимента в ядерной физике, биологии и других науках.

Комплекс КАМАК, так же как и комплексы ГСП, основан на информационной, конструктивной и метрологической совместимости функциональных блоков. Блоки отличаются тем, что каждый из них содержит помимо функциональной части, определяющей его назначение, программно-управляемую логическую схему, которая подключается к общей многопроводной магистрали. Магистраль через блок сопряжения — контроллер связана с ЭВМ. Структура магистрали универсальна,

так что любой блок может быть установлен на любое свободное место в общем каркасе или заменен другим блоком. При этом может изменяться лишь часть программы управления.

Блоки комплекса КАМАК могут работать и в автономном режиме, т. е. без ЭВМ, но для этого устанавливается специальный генератор команд.

Основой механической конструкции в комплексе является каркас шириной 483, высотой 222 и глубиной 525 мм. В каркасе можно поместить 25 блоков (модулей) шириной 17,2 мм каждый. Допускается применение блоков двойной, тройной ширины и т. д. Блок шириной 17,2 мм обозначается 1М, двойной ширины — 2М, тройной — 3М и т. д. В каждой ячейке блочного каркаса имеется 86-контактный соединительный разъем с плоскими контактами, в который вставляется ответная часть, выполненная печатным монтажом на плате блока. Блок питания располагается в задней части каркаса.

Основными элементами блока являются печатная плата из двухстороннего фольгированного материала, лицевая панель, направляющие для установки блока в ячейку и разъем. Размеры печатной платы 200 × 306 мм, размеры лицевой панели 222 × 17,2 мм (при ширине 1М). Контакты печатной платы, предназначенные для установки в разъем (по 43 с каждой стороны), выполняются печатным монтажом и покрываются золотом для получения надежного соединения. Через эти контакты блок соединяется с проводами общей магистрали каркаса. Связи блока с источниками и получателями информации (датчиками, выходными приборами, испытательными устройствами и т. д.) выполняются через другие разъемы, которые крепятся на его лицевой панели.

Блок-контроллер имеет ширину 2М. Он занимает два крайних гнезда в правой части каркаса. Таким образом, для обычных функциональных блоков остаются 23 посадочных места.

Структура связей внутри каркаса между контроллером и 23 функциональными блоками показана на рис. 5.51. Каркас рассматривается со стороны монтажа, поэтому контроллер изображен слева, а от него начинается нумерация функциональных блоков. Связи изображены горизонтальными линиями. Стрелки указывают направления сигналов: либо от контроллера к блокам, либо от блоков к контроллеру. Помимо однопроводных линий, каждая из которых передает определенный сигнал, имеются четыре группы многопроводных связей с обозначениями А, F, W, R. Каждая такая группа предназначена для передачи кодированных сообщений в виде параллельных кодов. На рис. 5.51 каждая такая группа проводов изображена одной линией, перечеркнутой кривой чертой с цифрой, указывающей число проводов в группе.

Большая часть линий связи имеет магистральную структуру. Это значит, что каждая линия соединяет одноименные контакты всех 23 разъемов каркаса. Но есть две группы связей (с обозначениями N, L), ко-

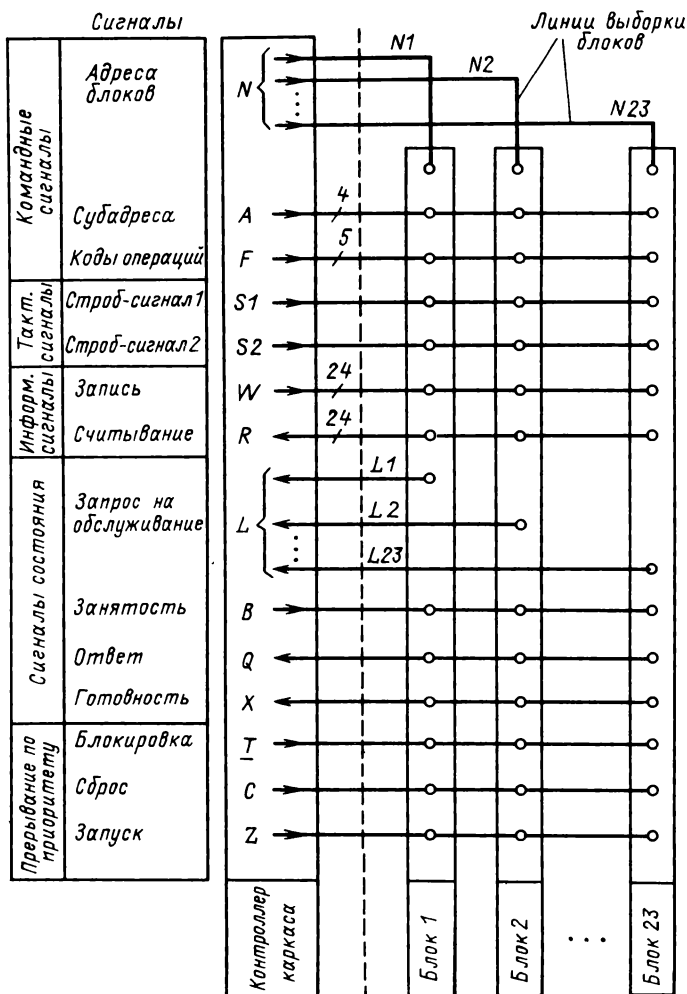


Рис. 5.51

которые не являются магистральными, а выполнены отдельным проводом для каждого блока.

На рис. 5.51 не показаны линии, связывающие источник питания каркала со всеми функциональными блоками. Для подводки питания в каждом разъеме используются 14 контактов. Один из них соединен с общей нулевой шиной. Далее подаются потенциалы: + 6 В, + 12 В, +24 В, -6 В, -12 В, -24 В. Несколько контактов оставлены в резерве для подачи других напряжений (в том числе переменных).

Различают следующие группы сигналов: командные, тактирующие, информационные, сигналы состояния, сигналы прерывания по приоритету.

В число командных сигналов входят:

23 индивидуальных адресных сигнала N , с помощью которых контроллер указывает, к каким блокам он обращается;

субадрес A в виде 4-разрядного параллельного кода, указывающего, к какому из 16 возможных элементов источников информации в блоке обращается контроллер;

5-разрядный код операции F , указывающий избранному элементу блока одну из 32 возможных функций, которую он должен выполнить.

В число информационных сигналов входят:

сигнал записи W — 24-разрядный параллельный код, поступающий от контроллера к избранным блокам;

сигнал считывания R — 24-разрядный параллельный код, поступающий от избранных блоков к контроллеру.

Тактирующие (стробирующие) сигналы $S1, S2$ определяют моменты, в которые должны восприниматься получателями сигналы, подаваемые по другим проводам (в частности, информационные сигналы W, R).

В число сигналов состояния входят:

23 индивидуальных сигнала L , по которым каждый из блоков может выдать по своей инициативе запрос на обслуживание; такая потребность может возникнуть, например, когда внезапно изменяется состояние какого-либо объекта, с которым связан данный блок;

сигнал занятости B , означающий, что во время его наличия происходит процесс выполнения команд;

сигнал ответа Q , которым блок указывает, что расшифровал команду, переданную ему контроллером;

сигнал готовности X , указывающий на то, что блок в состоянии исполнить принятую им команду.

Группа сигналов прерывания по приоритету подается на все блоки одновременно, без сигналов адресации. Сигнал блокировки I может заблокировать (запретить) работу блока или его части; сигнал сброса C устанавливает в начальное состояние некоторые части системы; сигнал запуска Z устанавливает в исходное состояние все блоки.

Если число используемых блоков в системе превышает число мест в одном каркасе, то применяется многокаркасная система. Она рассчитана на объединение до семи каркасов. В ней наряду со связями внутри каркасов имеются связи между каркасами. Группа каркасов образует ветвь. Для ее функционирования используется дополнительно отдельный блок управления ветвью. Кроме того, контроллер каждого каркаса должен обеспечивать связь магистрали каркаса с магистралью ветви и блоком управления. Поэтому в такой системе используются контроллеры другой разновидности, называемые контроллера-

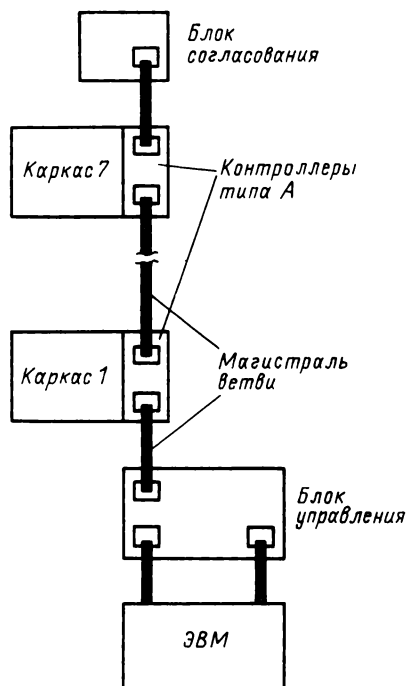


Рис. 5.52

ми типа А. Структурная схема многокаркасной системы приведена на рис. 5.52.

Магистраль ветви (ветвь) выполнена в виде кабеля, имеющего 66 скрученных пар проводов, которые начинаются в блоке управления ветвью, проходят через контроллеры и заканчиваются в блоке согласования, содержащем согласующие резисторы для обеспечения оптимальных условий распространения сигналов по линии.

Блок управления ветвью получает команды от ЭВМ и выполняет две функции: с одной стороны, он управляет ветвью, а с другой — служит для сопряжения ветви с ЭВМ.

Структура связей между каркасами по магистрали ветви показана на рис. 5.53. Здесь применена та же символика, что и на рис. 5.51. Каждая линия, изображающая многопроводную связь, также перечеркнута косой чертой с цифрой, указывающей число проводов. Обозначения всех сигналов магистрали ветви содержат впереди букву В (от английского слова Branch — ветвь). Ряд сигналов совпадает по назначению с сигналами внутрикаркасной магистрали. Их обозначения сохранены, но к ним впереди добавлена буква В. Ниже поясняется назначение каждой группы сигналов.

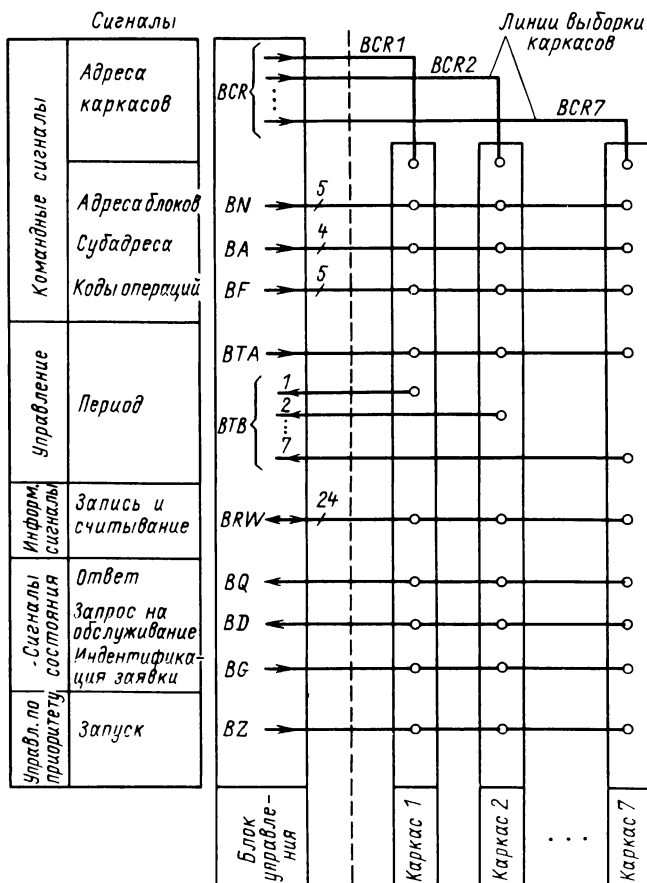


Рис. 5.53

Командные сигналы:

адреса каркасов BCR — сигналы избирания каркасов, подаваемые от блока управления на каркасы по индивидуальным проводам;

адрес блока BN — пятиразрядный параллельный код, которым блок управления указывает номер блока внутри избранного каркаса (внутри каркаса номера блоков задаются индивидуальными проводами);

субадрес BA — четырехразрядный код номера элемента внутри избранного блока (совпадает по назначению и форме с сигналом A внутри каркаса);

код операции BF — пятиразрядный код номера заданной функции (операции), совпадающий по назначению и форме с сигналом F внутри каркаса.

Сигналы управления:

ВТА — которым блок управления указывает, что на магистрали ветви выполняется команда;

ВТВ — индивидуальные сигналы, которыми контроллеры подтверждают выполнение заданной операции. На основе сигналов ВТА, ВТВ контроллеры формируют сигналы S1, S2.

Информационные сигналы записи и считывания BRW совпадают по назначению с сигналами R и W в каркасной магистрали, но в отличие от них передаются по одним и тем же проводам (с разделением во времени). Это сделано для экономии числа проводов в магистрали ветви.

Сигналы состояния:

ответ BQ — совпадает по назначению с сигналами Q и X в совокупности в каркасной магистрали;

запрос на обслуживание BD — совпадает по назначению с сигналами L в каркасной магистрали, но отличается тем, что подается по общему проводу; в связи с этим блок управления, получив такой сигнал, должен дополнительными командами выяснить, какие каркасы и какие блоки внутри этих каркасов выдали сигналы запроса на обслуживание;

идентификация заявки BG — этим сигналом блок управления реализует программу поиска источников сигнала BD, т. е. идентификации источника заявки.

Сигнал управления по приоритету (сигнал запуска) BZ совпадает по назначению с сигналом Z в каркасной магистрали.

В системе КАМАК стандартизованы не только структура связей и сигналы обмена информацией, но и логические и временные соотношения между всеми сигналами, а также их электрические параметры: полярности, уровни, нагрузочная способность.

Схемы разнообразных функциональных блоков в системе КАМАК строятся на основе интегральных микросхем. Что касается контроллеров и блоков управления ветвью, то до недавнего времени их также строили на основе микросхем. Но уже имеются примеры использования универсальных микропроцессоров и микрокомпьютеров в качестве контроллеров и блоков управления.

Ниже перечисляются наиболее широко распространенные программно-управляемые функциональные блоки системы КАМАК.

1. Блок двоичных счетчиков. В нем содержатся четыре независимых 16-разрядных счетчика с частотой счета до 25 МГц. Счетчики можно объединять при необходимости увеличения их емкости.

2. Блок набора констант. Предназначен для ручного набора данных, которые затем могут быть считаны контроллером и введены в ЭВМ. Могут быть набраны три 16-разрядных числа в двоичном или двоично-десятичном коде. При этом оператор задает числа в десятичном коде, а в блоке выполняются необходимые преобразования.

3. Аналого-цифровой преобразователь. Существует много разновидностей таких блоков, различающихся по диапазону и полярности входных напряжений, точности и быстродействию преобразования. Широко применяется преобразователь, измеряющий амплитуду коротких импульсов длительностью порядка 100 нс. Диапазон измеряемых амплитуд — от $-0,02$ до -6 В, класс точности 0,5; задержка преобразования 1 мкс. Принцип его работы основан на том, что амплитуда импульса преобразуется в пропорциональный временной интервал, который квантуется с помощью генератора импульсов частотой 70 МГц. Число импульсов генератора, уместившихся в данный временной интервал, подсчитывается двоичным счетчиком. Это и есть результат преобразования.

4. Цифро-аналоговый преобразователь. Блок преобразует параллельный двоичный код в постоянное напряжение. Используется в таких устройствах, как двухкоординатные графопостроители, устройства воспроизведения графиков на ЭЛТ, источники питания с программной регулировкой и т. д. Чаще всего применяются схемы ЦАП на основе переключаемого резисторного делителя напряжений. При этом погрешность преобразования не превышает 0,1 %, что позволяет довести число разрядов входного кода до 10.

5. Коммутатор аналоговых сигналов. В сочетании с аналого-цифровым преобразователем такой блок позволяет образовать многоканальную измерительную систему.

6. Блок интерфейса к цифровому вольтметру. Он позволяет снимать данные с выхода цифрового вольтметра и вводить их с помощью контроллера в ЭВМ.

7. Десятичный индикатор. Предназначен для визуального воспроизведения информации, выдаваемой ЭВМ, на цифровых индикаторах.

8. Преобразователь двоичного кода в двоично-десятичный. Применяется для вывода информации из ЭВМ на цифровые индикаторы, перфораторы, цифропечатающие устройства.

9. Блок интерфейса к печатающему устройству. Обеспечивает сопряжение устройства буквенно-цифровой печати с магистралью каркаса. Данные из ЭВМ для печати выводит на эту магистраль контроллер каркаса.

10. Генератор тактовых импульсов. Содержит генератор с кварцевой стабилизацией и набор делителей частоты и формирователей импульсов. Сигналы от этого блока используются в схемах контроллера и других функциональных блоков (например, аналого-цифрового преобразователя).

11. Индикатор магистрали. Содержит набор световых индикаторов, указывающих наличие логических сигналов на шинах магистрали каркаса по окончании заданной операции, чем позволяет оперативно контролировать правильность обмена сигналами.

Система КАМАК получила первоначальное применение для автоматизации эксперимента в ядерной энергетике. В больших исследовательских центрах имеется, как правило, большая центральная ЭВМ, с ней связаны несколько малых ЭВМ, которые могут одновременно участвовать в различных экспериментах. Все связи малых ЭВМ с экспериментальным оборудованием выполнены через каркасы КАМАК.

С течением времени система КАМАК распространилась и на другие сферы научных исследований: астрономических, океанографических, медицинских, биохимических и т. д. Хотя система КАМАК разрабатывалась для научных исследований, она оказалась пригодной также и для использования в управлении технологическими процессами на промышленных предприятиях, электростанциях и т. д. В настоящее время уже имеются примеры успешного применения системы КАМАК в области управления промышленностью и электроэнергетикой.

Приложение 1

**УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ НА ШКАЛАХ
ПРИБОРОВ**

Прибор магнитоэлектрический с подвижной рамкой



Логометр магнитоэлектрический



Прибор электромагнитный



Логометр электромагнитный



Прибор электродинамический



Прибор ферродинамический



Логометр ферродинамический



Прибор индукционный



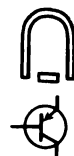
Прибор электростатический



Прибор магнитоэлектрический с выпрямителем (выпрямитель-
ный прибор)



Прибор магнитоэлектрический с электронным преобразователем в измерительной цепи (электронный прибор)



Прибор магнитоэлектрический с неизолрированным термопреобразователем (термоэлектрический прибор)



Ток постоянный



Ток переменный (однофазный)



Ток постоянный и переменный



Ток трехфазный переменный (общее обозначение)



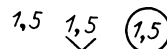
Прибор применять при вертикальном положении шкалы



Прибор применять при горизонтальном положении шкалы



Класс точности прибора, например 1,5



Напряжение испытательное, например 2 кВ



Приложение 2

СТАНДАРТЫ

П. Измерительные приборы, средства автоматизации и вычислительной техники

П0. Общие правила и нормы по приборостроительной промышленности

- 16819–71. Приборы виброизмерительные. Термины и определения.
- 17567–81. Хроматография газовая. Термины и определения. – Взамен ГОСТ 17567–72
- 18303–72. Тахометры. Термины и определения.
- 18577–80. Устройства термоэлектрические полупроводниковые. Термины и определения. – Взамен ГОСТ 18577–73
- 18955–73. Акселерометры низкочастотные линейные. Термины и определения.
- 20420–75. Тензорезисторы. Термины и определения.
- 20906–75. Средства измерений магнитных величин. Термины и определения.
- 24314–80Э. Приборы электронные измерительные. Термины и определения. Способы выражения погрешностей и общие условия испытаний.
- 24802–81. Приборы для измерения уровня жидкости сыпучих веществ. Термины и определения.
- П01. Техническая документация и общие технические требования**
- 26.001–80. Единая система стандартов приборостроения (ЕССП). Основные положения.
- 26.002–81. ЕССП. Комплексы средств измерений и автоматизации агрегатные. Общие положения, классификация и принципы построения.
- 26.003–80. ЕССП. Система интерфейса для измерительных устройств с байт-последовательным, бит-параллельным обменом информацией. Требования к совместимости.
- 26.004–85. ЕССП. Средства измерений и автоматизации системного применения. Номенклатура основных технических характеристик. – Взамен ГОСТ 22317–77, ГОСТ 24130–80, ГОСТ 25433–82, ГОСТ 25520–82.
- 26.010–80. ЕССП. Средства измерений и автоматизации. Сигналы частотные электрические непрерывные входные и выходные. – Взамен ГОСТ 14853–76.
- 26.011–80. ЕССП. Средства измерений и автоматизации. Сигналы тока и напряжения электрические непрерывные входные и выходные.
- 26.013–81. ЕССП. Средства измерений и автоматизации. Сигналы электрические с дискретным изменением параметров входные и выходные. – Взамен ГОСТ 10938–75.
- 26.014–81. ЕССП. Средства измерений и автоматизации. Сигналы электрические кодированные входные и выходные.
- 26.016–81. ЕССП. Интерфейсы. Признаки классификации и общие требования.
- 26.203–81. ЕССП. Комплексы измерительно-вычислительные. Признаки классификации. Общие требования.
- 26.207–83. ЕССП. Государственная система промышленных приборов и средств автоматизации. Основные положения.
- 12997–76Е. Государственная система промышленных приборов и средств автоматизации. Общие технические требования. Методы испытаний. – Взамен ГОСТ 12997–67.

- 12997–84. Изделия ГСП. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 12997–76, ГОСТ 17167–71, ГОСТ 17785–72, ГОСТ 17786–72.
- 13418–79Е. Средства автоматизации и устройства электрические дискретные. ГСП. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 13418–67.
- 22261–82. ЕССП. Средства измерений электрических и магнитных величин. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 22261–76.
- 22315–77. Средства агрегатные информационно-измерительных систем. Общие положения.
- 22316–77. Средства агрегатные информационно-измерительных систем. Общие требования к организации взаимодействия средств при построении систем.
- 23222–78. Средства измерений и автоматизации ГСП. Нормируемые метрологические и точностные характеристики.

П1. Приборы для измерения давления, объема, расхода, уровня, времени и механических величин

П14. Приборы для измерения давления, разрежения и уровня

- 8291–83. Манометры избыточного давления грузопоршневые. Общие технические требования. – Взамен ГОСТ 8291–69.
- 8625–77Е. Манометры избыточного давления, вакуумметры и мановакуумметры показывающие. Основные параметры и размеры. – Взамен ГОСТ 8625–69.
- 15983–81. Уровнемеры и датчики уровня промышленного применения ГСП. Общие технические требования. – Взамен ГОСТ 15983–70.
- 17294–81. Уровнемеры и датчики уровня емкостные аналоговые промышленного применения ГСП. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 17294–70.
- 18140–84. Манометры дифференциальные ГСП. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 18140–77.
- 22520–85Е. Датчики давления, разрежения и разности давления с электрическими аналоговыми выходными сигналами. ГСП. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 14763–78, ГОСТ 14795–79, ГОСТ 22520–77.
- 22725–77. Манометры сопротивления манганиновые для высоких давлений образцовые. Технические требования.
- 26969–86. Диафрагмы для измерения расхода жидкостей и газов стандартные. Технические условия. – Взамен ГОСТ 14321–73, ГОСТ 14322–77.

П15. Потокомеры и расходомеры

- 11988–81. Расходомеры и измерительные преобразователи расхода электромагнитные промышленные ГСП. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 11988–72.
- 13030–67. Расходомеры переменного перепада давления. Газометры действительного состояния ГСП. Основные параметры.
- 13045–81. Ротаметры общепромышленные. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 13045–67.
- 14012–76. Расходомеры тахометрические шариковые ГСП. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 14012–68.
- 23720–79. Трубы Вентури. Технические условия.
- 25668–83. Расходомеры. Основные параметры.

П17. Приборы для измерения скоростей, ускорений и вибраций

- 25865–83. Вибрация. Средства измерений вибрации с пьезоэлектрическими виброизмерительными преобразователями. Основные параметры и технические требования. – Взамен ГОСТ 16826–71, ГОСТ 20844–75.

П18. Приборы и машины для определения и испытания механических свойств материалов и конструкций

- 15077–78. Датчики силоизмерительные тензорезисторные ГСП. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 15077–71.
ЭД1 15077–84. Датчики силоизмерительные тензорезисторные ГСП. Общие технические условия.
21616–76. Тензорезисторы. Общие технические условия.

П19. Методы и средства испытаний

- 21615–76. Тензорезисторы. Методы определения характеристик.

П2. Приборы для измерения температуры

П23. Термометры электрического сопротивления

- 6651–84. Термопреобразователи сопротивления ГСП. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 6651–78.
12877–76. Термометры сопротивления платиновые для низких температур образцовые. Общие технические требования. – Взамен ГОСТ 12877–67 в части разд. 1, 2 и 4.

П24. Термопары

- 3044–84. Преобразователи термоэлектрические. Номинальные статические характеристики преобразования. – Взамен ГОСТ 3044–77.
6616–74. Преобразователи термоэлектрические ГСП. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 6616–61.

П3. Приборы для электрических и магнитных измерений

П30. Классификация, номенклатура и общие нормы

- 14014–82. Приборы и преобразователи измерительные напряжения, тока, сопротивления цифровые. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 14014–68.
14265–79. Приборы электроизмерительные аналоговые контактные прямого действия. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 14265–69.
22868–77. Растворы удельной электрической проводимости стандартные. Технические требования и методы испытаний.
22217–78. Приборы электроизмерительные аналоговые с непосредственным отсчетом. Наносимые условия обозначения.
24855–81. Преобразователи измерительные тока, напряжения, мощности, частоты, сопротивления аналоговые. Общие технические условия.

П31. Приборы для измерения напряжения и силы тока

- 1954–82. Меры электродвижущей силы. Элементы нормальные. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 1954–75.
7324–80. Гальванометры постоянного тока. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 7324–68.
8042–78. Преобразователи измерительные электрических величин. Шунты измерительные. Технические условия. – Взамен ГОСТ 8042–61.
8623–78. Сопротивления добавочные для электроизмерительных приборов. Технические условия. – Взамен ГОСТ 8623–69.
8711–78. Амперметры и вольтметры. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 8711–60, ГОСТ 15182–70 в части амперметров и вольтметров.
9245–79. Потенциометры постоянного тока измерительные. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 9245–68.
11282–75. Делители напряжения постоянного тока измерительные. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 11282–65.
26033–83Е. Усилители измерительные постоянного тока и напряжения постоянного тока. Общие технические условия.

П32. Приборы для измерения электрической мощности и количества электричества

- 8476–78. Ваттметры и варметры. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 8476–60, ГОСТ 15182–70 в части ваттметров и варметров.

П33. Приборы для измерения электрического сопротивления, емкости, индуктивности и взаимоиנדуктивности

- 7165–78. Мосты постоянного тока измерительные. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 7165–66.
- 10374–82. Приборы электроизмерительные комбинированные переносные. Общие технические условия. Взамен ГОСТ 10374–74.
- 19876–81. Мосты постоянного тока измерительные цифровые. Общие технические условия.
- 23706–79. Омметры. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 8038–60 в части омметров магнитоэлектрической системы.
- 23737–79. Меры электрического сопротивления. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 6864–69, ГОСТ 7003–74.
- 25242–82. Мосты автоматические уравновешенные цифровые переменного тока. Общие технические условия.

П34. Приборы для измерения частоты электрического тока и угла сдвига фаз

- 7590–78. Приборы электроизмерительные для измерения частоты аналоговые показывающие. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 7590–60 и ГОСТ 15182–70 в части приборов для измерения частоты.
- 8039–79. Фазометры. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 8039–60, ГОСТ 15182–70 в части фазометров.

П36. Приборы для измерения магнитной индукции, напряженности магнитного поля и магнитного потока

- 9486–79. Мосты переменного тока измерительные. Общие технические условия. – Взамен ГОСТ 9486–69.

П92. Приборы для измерения частоты, фазы, исследования формы сигналов. Осциллографы, измерители напряженности поля, помехи ослаблений

- 22335–77. Частотомеры электронно-счетные. Технические требования, методы испытаний.

Т8. Государственная система обеспечения единства измерений

Т80. Правила, нормы, положения в области обеспечения единства измерений (основополагающие НТД)

- 8.002–86. ГСИ. Государственный надзор и ведомственный контроль за средствами измерений. Основные положения. – Взамен ГОСТ 8.002–71 в части разд. 1, 2, 4.
- 8.009–84. ГСИ. Нормируемые метрологические характеристики средств измерений. – Взамен ГОСТ 8.009–72.
- 8.157–75. ГСИ. Шкалы температурные практические. – Взамен ГОСТ 8550–61 в части МПТШ–48, ГОСТ 12447–66.
- 8.207–76. ГСИ. Прямые измерения с многократными наблюдениями. Методы обработки результатов наблюдений. Основные положения.
- 8.383–80. ГСИ. Государственные испытания средств измерений. Основные положения. – Взамен ГОСТ 8.001–71 в части разд. 1, 2, 5.
- 8.395–80. ГСИ. Нормальные условия измерений при поверке. Общие требования.

- 8.401–80. ГСИ. Классы точности средств измерений. Общие требования. – Взамен ГОСТ 13600–68.
- 8.417–81. ГСИ. Единицы физических величин.
- 16263–70. ГСИ. Метрология. Термины и определения.
- Т85. Метрологические правила, нормы, положения и требования к информационно-измерительным системам**
- 8.437–81. ГСИ. Системы информационно-измерительные. Метрологическое обеспечение. Основные положения.
- 8.438–81. ГСИ. Системы информационно-измерительные. Поверка. Общие положения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Атомиян Э.Т. Приборы и методы измерения электрических величин. М.: Высшая школа, 1982.
2. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. М.: Наука, 1969.
3. Виктор В.А., Линкин Б.В. Измерение количества и плотности различных сред. М.: Энергия, 1973.
4. Гинзбург В.Б. Магнитоупругие датчики. М.: Энергия, 1970.
5. Государственная система промышленных приборов и средств автоматизации (каталог). ЦНИИТЭИприборостроения, 1983.
6. Деле Т.О. Магнитные домены высокой подвижности. М.: Мир, 1978.
7. Кремлевский П.П. Расходомеры и счетчики количества. М.: Машиностроение, 1975.
8. Кукуш В.Д. Электрорадиоизмерения. Л.: Энергоатомиздат, 1983.
9. Купершmidt Я.А. Точность телеизмерений. М.: Энергия, 1978.
10. Кушнин Ф.В. Электрорадиоизмерения. Л.: Энергоатомиздат, 1983.
11. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин (Измерительные преобразователи). Л.: Энергоатомиздат, 1983.
12. Лисовский В.Ф. Физика цилиндрических магнитных доменов. М.: Сов. радио, 1979.
13. Мелик-Шахназаров А.М., Маркатун М.Г., Дмитриев В.А. Измерительные приборы со встроенными микропроцессорами. М.: Энергоатомиздат, 1985.
14. Мирский Г.Я. Микропроцессоры в измерительных приборах. М.: Радио и связь, 1984.
15. Мирский Г.Я. Электронные измерения. М.: Радио и связь, 1986.
16. Найденов А.И., Новотворский В.А. Электронно-лучевые осциллографы. М.: Энергоатомиздат, 1983.
17. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы. Киев: Вища школа, 1983.
18. Основополагающие стандарты в области метрологического обеспечения. М.: Изд-во стандартов, 1981.
19. Панферов М.М., Цыбин А.А., Кузнецов Л.М. Тензорезисторные измерительные системы // Приборы и системы управления. 1985. № 9. С. 17–21.
20. Преображенский В.П. Теплотехнические измерения и приборы. М.: Энергия, 1978.
21. Приборы и средства автоматизации (каталог). ЦНИИТЭИприборостроения, 1983.
22. Электрические измерения / Под ред. А.В. Фремке и Е.М. Душина. Л.: Энергия, 1980.
23. Электрические измерения / Под ред. В.Н. Малиновского. М.: Энергоатомиздат, 1985.
24. Электрические измерения неэлектрических величин / Под ред. П.В. Новикова. Л.: Энергия, 1977.
25. Цапенко М.П. Измерительные информационные системы (Принципы построения). М.: Энергия, 1974.
26. Цапенко М.П. Измерительные информационные системы (Структуры и алгоритмы, системотехническое проектирование). М.: Энергоатомиздат, 1985.
27. Шенброт И.М., Антропов М.В., Давиденко К.Я. Распределенные АСУ технологическими процессами. М.: Энергоатомиздат, 1985.
28. Тейлор Дж. Введение в теорию ошибок. М.: Мир, 1985.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава первая. Общие сведения об электрических измерениях и электроизмерительной аппаратуре	5
1.1. Основные понятия и определения	5
1.2. Виды и методы измерений	6
1.3. Погрешности измерений	8
1.4. Причины возникновения и способы исключения систематических погрешностей	9
1.5. Оценка случайных погрешностей	11
1.6. Основные характеристики измерительных приборов и преобразователей	22
1.7. Эталоны, образцы и рабочие меры	30
Глава вторая. Электроизмерительные приборы и измерения электрических величин	32
2.1. Общие сведения об аналоговых электромеханических приборах	32
2.2. Магнитоэлектрические приборы	35
2.3. Магнитоэлектрические приборы с преобразователем переменного тока в постоянный	45
2.4. Электродинамические приборы	50
2.5. Электростатические приборы	54
2.6. Электромагнитные приборы	56
2.7. Электронные аналоговые вольтметры	60
2.8. Компенсаторы	64
2.9. Измерительные мосты	70
2.10. Цифровые измерительные приборы	74
2.11. Осциллографы	83
2.12. Измерение параметров электрических сигналов	91
2.13. Измерение параметров электрических цепей	99
Глава третья. Измерение магнитных величин	104
3.1. Измерение магнитного потока, магнитной индукции и напряженности постоянного магнитного поля	104
3.1.1. Использование измерительной катушки	104
3.1.2. Использование гальваномагнитных преобразователей	108
3.1.3. Использование преобразователей на основе ядерного магнитного резонанса	109
3.2. Характеристики магнитных материалов	110
3.2.1. Статические характеристики	110
3.2.2. Динамические характеристики	110
3.3. Определение статических характеристик магнитных материалов	111
3.4. Определение динамических характеристик магнитных материалов	114
Глава четвертая. Измерение неэлектрических величин	115
4.1. Структурные схемы приборов для измерения неэлектрических величин	115
4.1.1. Последовательное соединение преобразователей	115
4.1.2. Дифференциальные схемы соединения преобразователей	120

4.1.3.	Логометрические схемы соединения преобразователей . . .	122
4.1.4.	Компенсационные схемы включения преобразователей . . .	123
4.2.	Преобразователи неэлектрических величин	126
4.2.1.	Реостатные преобразователи	126
4.2.2.	Тензорезисторные преобразователи	131
4.2.3.	Емкостные преобразователи	137
4.2.4.	Пьезоэлектрические преобразователи	142
4.2.5.	Индуктивные преобразователи	148
4.2.6.	Трансформаторные преобразователи	155
4.2.7.	Индукционные преобразователи	161
4.2.8.	Магнитоупругие преобразователи	167
4.2.9.	Термоэлектрические преобразователи	172
4.2.10.	Терморезисторы	177
4.2.11.	Фотоэлектрические преобразователи	181
4.2.12.	Ионизационные преобразователи	187
4.2.13.	Электрохимические преобразователи	191
4.2.14.	Датчики ГСП для измерения теплоэнергетических величин	196
4.3.	Измерение неэлектрических величин	203
4.3.1.	Измерение основных механических величин	203
4.3.2.	Измерение температуры	224
4.3.3.	Измерение расхода жидкостей и газов	231
4.3.4.	Измерение концентрации	237
Глава пятая.	Измерительные информационные системы	245
5.1.	Общие сведения об измерительных информационных системах . . .	245
5.2.	Измерительная информация, методы ее преобразования и передачи	254
5.3.	Количественное определение измерительной информации	274
5.4.	Обработка информации в ИИС	284
5.5.	Специфические блоки и узлы ИИС	300
5.6.	Структуры ИИС	320
5.7.	Построение ИИС на базе агрегатных комплексов	327
5.8.	Комплекс КАМАК	332
Приложение 1		341
Приложение 2		343
Список литературы		348

Учебное пособие

Евтихийев Николай Николаевич
Купершмидт Яков Абрамович
Папуловский Владимир Федорович
Скугоров Владимир Николаевич

ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Редактор *И.М. Шенброт*
Зав. редакцией *М.П. Соколова*
Редактор издательства *Н.Б. Фомичева*
Художественный редактор *А.Т. Кирьянов*
Технический редактор *Т.Н. Тюрина*
Корректоры *Н.И. Курдюкова, Л.А. Гладкова*
ИБ № 3598

Набор выполнен в издательстве. Подписано в печать с оригинала-макета 25.04.90.
Т-08321. Формат 60 x 88 1/16. Бумага офсетная № 2. Печать офсетная.
Усл. печ. л. 21,56. Усл. кр.-отт. 21,56. Уч.-изд. л. 22,76. Тираж 28 000 экз. Заказ 6016.
Цена 1 р. 10 к.

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Отпечатано в ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени МПО "Первая Образцовая типография" Государственного комитета СССР по печати. 113054, Москва, Валуевская ул., 28.

15 106