ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Под редакцией
Е. С. Полищука

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования УССР в качестве учебника для студентов вузов электротехнических специальностей

Киев
Головное издательство
издательского объединения
«Вища школа»
1984

Scan AAW

31.221я73 + 30.10я73

УДК 621.317 (075.8)

Электрические измерения электрических и неэлектрических величин. Под ред. Е. С. Полищука. — К. : Вища шк. Головное изд-во, 1984.— 359 с.

В учебнике приведены основные сведения о методах и средствах электрических измерений электрических и неэлектрических величин. Изложены основы теории измерений, теории погрешностей и обработки результатов измерений. Освещены принципы действия и основные свойства аналоговых и цифровых средств измерений, а также вопросы их рационального использования для измерений различных физических величин.

Для студентов вузов электротехнических специальностей; может быть полезным инженерно-техническому персоналу, работающему в области измерительной техники.

Табл. 19. Ил. 190. Библиогр.: 30 назв.

Коллектив авторов: *М. А. Гаврилюк, Е. С. Полищук, С. С. Обозовский, Е. И. Шморгун, В. А. Кочан, М. М. Дорожовец, О. В. Ивахив, В. И. Зорий, А. В. Серкиз, С. Г. Сусуловский, О. И. Чайковский, Н. Г. Ковальчук, В. И. Пуцыло*

Рецензенты: профессор доктор технических наук *В. Н. Малиновский* (Московский энергетический институт), профессор доктор технических наук *П. П. Орнатский,* доцент кандидат технических наук *В. И. Скрипник* (Киевский политехнический институт)

Редакция литературы по кибернетике, электронике и энергетике
Зав. редакцией *М. С. Хойнацкий*

Э $\frac{2302010000-209}{М211(04)-84}$ 177—84

© Издательское объединение «Вища школа», 1984

ВВЕДЕНИЕ

В «Основных направлениях экономического и социального развития СССР на 1981—1985 годы и на период до 1990 года» большое внимание уделено дальнейшему повышению технического уровня приборов и средств автоматизации на основе новейших достижений микро-, оптоэлектроники и лазерной техники, расширению производства приборов и датчиков систем комплексной автоматизации сложных технологических процессов, а также приборов и измерительных устройств контроля за расходованием топливно-энергетических ресурсов, контроля за состоянием окружающей среды, организации производства измерительно-информационной техники к автоматизированным системам управления энергопотреблением.

Измерение — основной путь получения достоверной информации о свойствах объектов окружающего материального мира, т. е. о различных физических величинах — механических, тепловых, электрических, оптических и др. Отрасль техники, связанная с проектированием, изготовлением и использованием средств измерений (технических средств, с помощью которых осуществляются измерения), представляет собой измерительную технику.

Первоначально измерительная техника ограничивалась измерениями механических и других неэлектрических величин с помощью механических средств измерений. Эти средства просты, достаточно точны и надежны, но из-за значительной инерционности они непригодны для измерения быстроизменяющихся величин, а из-за сложности усиления мощности механическими методами обладают низкой чувствительностью. От таких недостатков свободны пневматические, оптические и электрические средства измерений.

Особенно важной является роль электрических измерений. Они начали развиваться сравнительно недавно, по мере развития учения об электричестве и электромагнетизме, но благодаря ряду достоинств получили столь широкое распространение, что электроизмерительная техника стала доминирующей. К основным достоинствам электрических измерений относятся:

универсальность, заключающаяся в возможности измерений не только электрических, но и неэлектрических величин после их предварительного преобразования в электрические величины;

дистанционность, которая определяется возможностью измерения параметров исследуемых объектов при практически любом расстоянии от них благодаря возможности передачи электрических сигналов по проводам или излучением электромагнитных волн;

простота автоматизации измерительных процессов, обусловленная свойством электрических цепей выполнять логические операции;

пригодность к измерению быстроизменяющихся величин благодаря наличию малоинерционных электроизмерительных средств;

возможность обеспечения высокой точности и чувствительности электрических средств измерений, обусловленная гибкостью их структур и использованием усиления электрических сигналов.

Впервые электроизмерительный прибор — прототип электрометра, предназначенный для изучения атмосферного электричества, построил в 1743 г. русский акад. Г. В. Рихман.

В первой половине XIX ст., когда уже были заложены основы электродинамики (законы Био — Савара и Фарадея, принцип Ленца), построены гальванометры и некоторые другие приборы, изобретены основные методы электрических измерений — *баллистический* (Э. Ленц, 1832 г.), *мостовой* (Кристи, 1833 г.), *компенсационный* (И. Поггендорф, 1841 г).

Электроизмерительная техника как отрасль начала формироваться во второй половине XIX ст., когда развитие телеграфии и телефонии, с одной стороны, и промышленное производство электрической энергии, с другой, обусловили промышленное производство электроизмерительных приборов. Приборы были необходимы для измерения не только электрических, но и магнитных величин, в частности для исследования ферромагнитных материалов.

А. Г. Столетов впервые применил баллистический метод для магнитных измерений и исследовал зависимость магнитной восприимчивости ферромагнетиков от напряженности магнитного поля (1871 г.), создав этим основы правильного подхода к расчету магнитных цепей. Этот метод используется в магнитных измерениях и в настоящее время.

В развитии электроизмерительной техники конца второй половины XIX и начала XX ст. значительные заслуги принадлежат М. О. Доливо-Добровольскому. Он разработал электромагнитные амперметры и вольтметры, индукционные приборы с вращающимся магнитным полем (ваттметр, фазометр) и ферродинамический ваттметр. К сожалению, его патенты использовала германская фирма AEG, так как в дореволюционной России фактически не было своей электроприборостроительной промышленности. Те предприятия, которые наряду с другими электротехническими изделиями выпускали некоторые измерительные приборы, принадлежали иностранным фирмам и использовали импортные полуфабрикаты.

После Великой Октябрьской социалистической революции электроприборостроительную промышленность в нашей стране надо было создавать заново. За годы довоенных пятилеток введен в действие ряд приборостроительных заводов, подготовлены высококвалифицированные инженерно-технические кадры. С 1927 г. начал выпускать электроизмерительные приборы новый завод «Электроприбор». В 1930 г. была организована Отдельная лаборатория измерений (ОЛИЗ), сотрудники которой, особенно Н. Н. Пономарев, внесли большой вклад в область расчета и конструирования электроизмерительных приборов. К началу войны отечественная электроприборостроительная промышленность уже выпускала средства измерений разнообразной

номенклатуры и занимала значительное место в народном хозяйстве страны.

В годы войны, невзирая на трудности, связанные с перебазированием ряда заводов в восточные районы страны, приборостроители с честью справились с ответственными задачами, связанными с нуждами фронта. В это время значительно увеличился выпуск, усовершенствовалась технология и повысилась надежность приборов.

Электроизмерительная техника особенно быстрыми темпами развивалась в послевоенные годы. Стимулом невиданных темпов ее развития была необходимость автоматизации производственных процессов. Электроизмерительные средства становятся неотъемлемой составной частью каждой автоматизированной системы управления технологическими процессами.

В связи с автоматизацией производства резко возрастает выпуск средств измерений, создаются их типы на новых принципах действия, используются новые физические эффекты, полупроводниковые элементы и др. Повышаются метрологические и эксплуатационные характеристики средств измерений — точность, чувствительность, быстродействие, помехоустойчивость, надежность.

Центром внимания становится автоматизация процессов измерения. Совершенствуются существующие аналоговые автоматические измерительные приборы, создаются их новые конструкции. В 50-х годах начинают развиваться цифровые электроизмерительные приборы, которые наиболее пригодны для автоматизации процессов измерения.

Средства измерений необходимы для одновременного сбора и обработки измерительной информации о значениях изменяющихся во времени и пространстве физических величин, характеризующих ход технологических процессов и состояние управляемых объектов. С этой целью разрабатываются информационно-измерительные системы, в состав которых наряду с автоматическими устройствами преобразования измерительной информации входят вычислительные устройства для ее обработки, создаются измерительно-вычислительные комплексы.

Ныне значение электроизмерительной техники трудно переоценить. Практически нет такой области науки и техники или отрасли народного хозяйства, которая могла бы обойтись без измерений. По мере развития науки и техники роль измерений непрестанно увеличивается.

Настоящая книга, написанная как учебник для студентов вузов электротехнических специальностей, отражает опыт преподавания курса «Электрические измерения электрических и неэлектрических величин» кафедрой информационно-измерительной техники Львовского политехнического института и является новым изданием существенно переработанного и значительно дополненного учебного пособия, изданного ранее (К.: Вища шк., Головное изд-во, 1978.— 352 с.) на украинском языке.

Отзывы и пожелания, касающиеся настоящего издания, авторы просят направлять по адресу: 252054, Киев-54, ул. Гоголевская, 7, Головное издательство издательского объединения «Вища школа».

Часть первая

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Глава 1. ФИЗИЧЕСКИЕ ВЕЛИЧИНЫ И ИЗМЕРЕНИЯ

1.1. Исходные понятия и определения

Физическая величина и виды величин. Объекты окружающего материального мира — физические тела, их системы и состояния, происходящие в них процессы — обладают разнообразными свойствами. Качественно одинаковые свойства могут различаться между собой количественным содержанием, которое в дальнейшем будем называть *размером*. Отсюда следует определение понятия физической величины.

Физическая величина (кратко, величина) — каждое определенное в качественном отношении свойство физических объектов, обладающее размером. Примеры физических величин: длина, масса, скорость, ускорение, электрическое сопротивление, напряжение, сила тока, магнитный поток.

Размер конкретной физической величины существует объективно, вне зависимости от того, что мы о нем знаем, и пребывает в причинно-следственных связях с размерами других величин в соответствии с законами физики. По связи размера физической величины с объектом различают *аддитивные* (экстенсивные) и *неаддитивные* (интенсивные) величины.

Аддитивные величины (например, масса, объем, энергия) при делении объекта на части не могут не менять своих размеров, и к ним применима операция сложения. Неаддитивные величины (например, плотность, удельное электрическое сопротивление, температура) при делении объекта на части могут сохранять свои размеры, и к ним не применима операция сложения (плотность смеси не равна сумме плотностей компонентов).

Имеются *активные* (энергетические), например электрическое напряжение, температура, и *пассивные* (сопротивление, диэлектрическая проницаемость и др.) физические величины. Размер пассивной величины обнаруживается при воздействии на объект, которому она присуща, соответствующей активной величины (сопротивление резистора можно определить по силе тока при известном приложенном напряжении).

Размер является атрибутом каждой физической величины, а различают *скалярные* и *векторные* величины. Скалярные величины подразделяются на *неполярные,* которые обладают только размером (масса, объем), и *полярные,* которые имеют еще знак (заряд, поток). Векторные физические величины, например сила, скорость, напряженность электрического поля, наряду с размером имеют направление.

Величины, возможные размеры (или размеры и направления) которых при изменении на конечных промежутках времени или пространства образуют несчетное множество (континуум), называются *континуальными* (непрерывными) величинами. Если это множество счетное, то величина *дискретная*. Однако, если изменения, обусловленные дискретностью величины, незначительны по сравнению с ее размером, то она воспринимается как континуальная (например, сила тока).

Изменяющаяся величина, выраженная в виде функции времени, называется *процессом*, а если величина векторная,— *векторным процессом*. Множество распределенных в пространстве и времени размеров скалярной или размеров и направлений векторной величины образует соответственно скалярное или векторное поле этой величины.

Измерение и измерительная информация. Согласно принятому определению *измерение* — нахождение значения физической величины экспериментально с помощью специальных технических средств.

Под значением x физической величины X подразумевается оценка ее размера в виде

$$x = N \cdot 1_X,$$

где N — отвлеченное число, называемое *числовым значением величины* при принятом размере ее единицы 1_X.

Измерительной информацией называют информацию о значениях измеряемых физических величин. При принятом размере единицы 1_X измеряемой величины X информацией о ее значении x является ее числовое значение N. Информация о размере физической величины содержится в самой величине, а задача измерения заключается в том, чтобы извлечь эту информацию из измеряемой величины. Осуществляя измерение, получают измерительную информацию в виде числового значения N, представляющего собой отношение значения x измеряемой величины к принятому размеру ее единицы 1_X.

Приведенное выше определение понятия измерения привлекательно своей лаконичностью. Поскольку оно не принадлежит к элементарным понятиям, его сущность нелегко изложить в лаконично сформулированном определении. Для выяснения его специфики обратим внимание на три признака, сочетанием которых оно отличается от других смежных понятий.

Первый признак — это познавательный характер измерения, заключающийся в том, что непосредственной целью измерения являются нахождение значения измеряемой величины, получение информации о ее значении.

Второй признак характеризует путь, которым находят значение измеряемой величины. Это — физический эксперимент (опыт), осуществляемый с помощью специальных технических средств при возможном использовании вспомогательных средств и вычислительных операций.

Третий признак характеризует основание нахождения значения измеряемой величины. Основанием служит сравнение информации о данном размере величины с информацией о размере ее единицы или о некотором ее размере. На основании сравнения с информацией о размере единицы получают числовое значение N и значение x

измеряемой величины X, а на основании сравнения с информацией о некотором другом размере величины получают относительное значение измеряемой величины (относительные измерения).

Учитывая перечисленные признаки, понятие измерения можно определить как нахождение значений физической величины экспериментально с помощью специальных технических средств на основании сравнения информации о данном размере величины с информацией о размере ее единицы или о некотором другом ее размере.

Измерительный сигнал и преобразование измерительной информации. Материальными носителями информации являются сигналы, всегда имеющие вид энергетического процесса. Измерительный сигнал — материальный носитель измерительной информации. Параметр измерительного сигнала, содержащий измерительную информацию, называется его *информативным параметром*.

Активная измеряемая величина сама является параметром энергетического процесса, который несет информацию о ее размере и, следовательно, служит измерительным сигналом, а измеряемая величина — его информативный параметр.

При измерении пассивной физической величины измерительный сигнал необходимо создать. Для этого используется некоторый энергетический переносчик (величина, процесс), один из параметров которого модулируется (изменяется) по определенному закону, называемому *кодом*, в зависимости от размера этой пассивной измеряемой величины. Модулированный параметр переносчика, восприняв измерительную информацию о ее размере, становится информативным параметром созданного измерительного сигнала.

Измерительные сигналы подвергаются дальнейшим преобразованиям, которые необходимы для извлечения измерительной информации. Все преобразования основаны на модуляции и кодировании. Модулируются определенные параметры переносчиков, а кодируется измерительная информация. Переносчиками могут служить и пассивные величины, размеры которых, как параметры переносчиков, модулируются активными величинами. Примером может служить модуляция сопротивления терморезистивного преобразователя под воздействием температуры. Модулированный пассивный переносчик становится носителем измерительной информации, но не является сигналом.

Модуляция и кодирование органически связаны между собой, раздельно не существуют и лежат в основе всех преобразований измерительных сигналов и содержащейся в них измерительной информации. Вид модуляции определяется видом переносчика, выбором модулируемого параметра и видом кодирования.

Переносчик может быть величиной (пассивной или активной) с постоянным начальным размером, гармоническим колебанием, параметрами которого являются амплитуда, частота и фаза, а также периодической последовательностью импульсов, параметры которых — амплитуда, длительность, частота следования и фаза. Соответственно различают *прямую модуляцию, модуляцию гармонических колебаний* и *импульсную модуляцию,* присваивая им названия по виду модулируемого параметра (амплитудная, частотная, амплитудно-импульсная и т. п.).

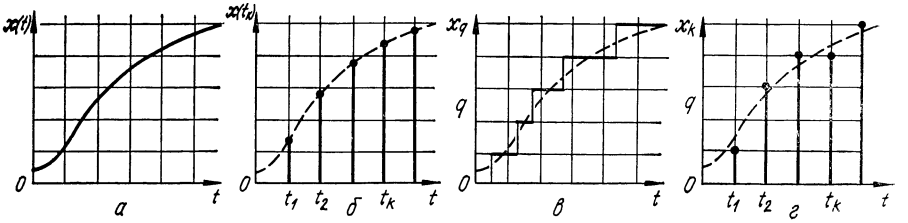


Рис. 1.1. Виды сигналов с аналоговой формой информации

Кодирование информации может быть *аналоговым* и *цифровым*. Аналоговое кодирование заключается в отображении размеров одной физической величины размерами другой физической величины. В процессе модуляции это отображение осуществляется изменениями размеров другой величины (параметра переносчика). Цифровое кодирование заключается в отображении числа шагов квантования по уровню размера физической величины комбинациями условных символов. Соответственно аналоговому и цифровому кодированию различают *аналоговую* и *цифровую формы информации,* а также *аналоговые* и *цифровые сигналы.*

Виды аналоговых сигналов — непрерывный $x(t)$, дискретизированный по времени $x(t_k)$, квантованный по уровню $x_q = [x(t) + q/2]$ с шагом квантования q (квадратными скобками обозначена целая часть числа), а также дискретизированный и квантованный $x_k = [x(t_k) + q/2]$ изображены на рис. 1.1. Следовательно, аналоговые сигналы могут быть непрерывными либо дискретными, тогда как цифровые сигналы всегда дискретны. Аналоговый сигнал становится цифровым после квантования его информативного параметра по уровню с равномерным шагом q и цифрового кодирования числа N шагов квантования.

Преобразование аналогового сигнала в другой аналоговый сигнал называют *аналоговым преобразованием,* аналогового в цифровой — *аналого-цифровым,* цифрового в цифровой — *цифровым,* а цифрового в аналоговый — *цифроаналоговым преобразованием.* В аналоговом сигнале содержится аналоговая, а в цифровом — цифровая информация. Вместе с преобразованием сигналов преобразуются измерительная информация и ее форма, соответственно аналоговая или цифровая.

Результат и погрешность измерения. Каждое измерение выполняют с определенной целью. Непосредственная цель — нахождение значения измеряемой величины. Для получения результата измерения необходимо знать, что, для чего, в каких условиях и с какой точностью надо измерить, а затем решить, чем и как измерять, чтобы полученный результат измерения отвечал требованиям использования его по назначению.

Значение физической величины, найденное путем измерения, еще не есть результат измерения, а становится им после оценки погрешности измерения. Результат измерения — найденное измерением значение физической величины с оценкой пределов, в которых с заданной вероятностью находится погрешность измерения.

Результат измерения можно получить по одному значению величины, найденному путем однократного ее измерения. Для повыше-

ния точности результата его значение определяют усреднением значений величины, найденных путем многократных ее измерений (см. п. 3.4).

По назначению результаты измерений подразделяются на *окончательные* и *промежуточные,* используемые для получения окончательных путем совместной математической обработки с другими промежуточными результатами измерений. В связи с этим ГОСТ 8.011—72 предусматривает различные формы представления результатов измерений, показатели точности измерений и способы ее выражения (см. п. 3.3).

Погрешность результата измерения кратко называется *погрешностью измерения* и определяется как отклонение результата измерения от истинного значения измеряемой величины. Под истинным значением подразумевается такое значение величины, которое выражало бы ее размер абсолютно точно, т. е. без погрешности (оно тождественно равно размеру).

Погрешность измерения, выраженная в единицах измеряемой величины, называется *абсолютной погрешностью измерения* или, кратко погрешностью измерения:

$$\Delta = x - X, \tag{1.1}$$

где x — результат измерения; X — истинное значение измеряемой величины.

Более информативной является *относительная погрешность,* которая с учетом выражения (1.1) определяется как

$$\delta = \frac{\Delta}{X} = \frac{x - X}{X}. \tag{1.2}$$

Поскольку истинное значение величины не может быть известным, его в выражениях (1.1) и (1.2) заменяют действительным значением, под которым подразумевают значение физической величины, найденное экспериментально и настолько приближающееся к истинному, что для данной цели может быть использовано вместо него.

В знаменателе выражения (1.2) вместо X можно положить x и тогда относительная погрешность

$$\delta = \frac{\Delta}{x}, \tag{1.3}$$

что удобно, так как значение x известно, а разница между (1.3) и (1.2) составляет

$$\frac{\Delta}{x} - \frac{\Delta}{X} = -\frac{\Delta}{x} \cdot \frac{\Delta}{X}, \tag{1.4}$$

следовательно, является величиной высшего порядка малости и тем меньше, чем выше точность измерения.

1.2. Единицы физических величин

Принципы построения систем единиц и виды единиц. Единица физической величины — физическая величина такого размера, которой по определению присвоено числовое значение, равное 1.

В природе физические величины связаны между собой зависимостями, которые выражают одни величины через другие. Совокупность связанных такими зависимостями величин, среди которых одни условно приняты в качестве независимых, а другие выражаются через них, называют *системой величин*. Независимые величины системы называют *основными*, а все другие — *производными величинами*.

Например, в предложенной К. Ф. Гауссом еще в 1832 г. системе LMT длина l, масса m и время t — основные величины, а площадь $S = l^2$, скорость $v = dl/dt$, ускорение $a = dv/dt$ и другие величины системы — производные.

Единица основной величины называется *основной*, а производной величины — *производной единицей*. Совокупность основных и производных единиц определенной системы величин образует *систему единиц*.

При построении системы единиц выбор основных величин и размера их единиц теоретически произволен, но он диктуется определенными требованиями практики, а именно:

а) число основных величин должно быть небольшим;

б) в качестве основных должны быть выбраны величины, единицы которых легко воспроизвести с высокой точностью;

в) размеры основных единиц должны быть такие, чтобы на практике значения всех величин выражались не слишком малыми и не слишком большими числами;

г) производные единицы должны быть когерентными, т. е. входить в уравнения между единицами системы с коэффициентом 1.

Единицы, которые не относятся ни к основным, ни к производным, называются *дополнительными* (радиан — рад; стерадиан — ср).

Единицы, которые не входят ни в одну из систем, называются *внесистемными* (литр — л; тонна — т; градус — град; вар — вар; вольт-ампер — В · А и др.).

Относительные единицы — процент %, промилле — $^0/_{00}$, миллионная доля — млн.$^{-1}$ — также внесистемные единицы.

Внесистемные единицы, которые определяются из отношения двух значений величины, называются *логарифмическими:* бел — Б; децибел — дБ; октава — окт; декада — дек; фон — фон.

В случае отношения значений тока или напряжения

$$1\ \text{дБ} = 0{,}1\ \text{Б} = 20 \lg \frac{x_2}{x_1} \quad \text{при} \quad \frac{x_2}{x_1} = 10^{1/20} = 1{,}122.$$

Если отношение значений тока или напряжения сравнительно мало, то 1 дБ $\approx$ 10 %.

В случае отношения значений мощности

$$1\ \text{дБ} = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} \quad \text{при} \quad \frac{P_2}{P_1} = 10^{1/10} = 1{,}259.$$

В случае отношения частот

$$1\ \text{окт} = \log_2 \frac{f_2}{f_1} \quad \text{при} \quad \frac{f_2}{f_1} = 2; \quad 1\ \text{дек} = \log \frac{f_2}{f_1} \quad \text{при} \quad \frac{f_2}{f_1} = 10.$$

Единица, которая в целое число раз больше системной или внесистемной, называется *кратной единицей*. Например, километр = 1000 м, мегаватт = 10^6 Вт, минута = 60 с, гектолитр = 100 л.

Единица, которая в целое число раз меньше системной или несистемной, называется *дольной*. Например, 1 мм = 10^{-3} м, 1 мкс = = 10^{-6} с, 1 мл = 10^{-3} л.

Единицы, от которых образованы кратные или дольные единицы, называются *исходными*, или *главными*.

Множители, наименования и обозначения приставок для образования десятичных кратных и дольных единиц приведены в табл. 1.1.

Виды систем единиц. Предложенная К. Гауссом система LMT была названа им *абсолютной*. Основные единицы этой системы явля-

Таблица 1.1

Множитель	Приставка	Обозначение приставки		Множитель	Приставка	Обозначение приставки	
		международное	русское			международное	русское
10^{18}	экса	E	Э	10^{-1}	деци	d	д
10^{15}	пета	P	П	10^{-2}	санти	c	с
10^{12}	тера	T	Т	10^{-3}	милли	m	м
10^{9}	гига	G	Г	10^{-6}	микро	μ	мк
10^{6}	мега	M	М	10^{-9}	нано	n	н
10^{3}	кило	k	к	10^{-12}	пико	p	п
10^{2}	гекто	h	г	10^{-15}	фемто	f	ф
10^{1}	дека	da	да	10^{-18}	атто	a	а

ются единицами величин, отражающих наиболее общие свойства материи — массу и форму существования (пространство и время).

Однако система LMT не является абсолютной в полном понимании этого слова. В конце прошлого столетия В. Томсон предложил систему, построенную на двух основных величинах. Известны системы с одной основной величиной, а также естественные системы единиц, основанные на универсальных физических константах.

Теоретически, используя понятие четырехмерного евклидова пространства, все физические явления — тепловые, электрические, оптические — можно свести к механическим и обойтись системой LMT, но это не всегда целесообразно. В связи с этим в 1901 г. итальянский электротехник и физик Дж. Джорджи предложил для соответствующих разделов физики ввести четвертую основную единицу — тепловую, электрическую или оптическую.

В зависимости от формы записи уравнений электромагнитного поля, используемых для образования производных единиц, системы единиц электрических и магнитных величин могут быть *нерационализованные* или *рационализованные*. Рационализация этих уравнений предложена в конце прошлого столетия английским физиком О. Хевисайдом и состоит в том, что множитель 4π сохраняется только в уравнениях, связанных со сферической симметрией (законы Гаусса, Кулона), а в большинстве других уравнений он отсутствует. Поэтому при одинаковых размерах основных единиц размеры отдельных производных единиц нерационализованной и рационализованной систем различны.

Например, напряженность магнитного поля в кольцевом сердечнике длиной l при протекании тока I по обмотке с числом витков w будет: в нерационализованной системе $H = 4\pi Iw/l$, а в рационализованной — $H = Iw/l$. Следовательно, единица напряженности магнитного поля в рационализованной системе в 4π раз больше, чем в нерационализованной.

Размерности. *Размерностью* (dimension) физической величины называется выражение, которое при коэффициенте пропорциональности 1 отражает ее связь с основными величинами системы. Поэтому размерностью основной величины служит ее обозначение, например L, M, T, а размерность производной величины X имеет, например, вид

$$\dim X = L^{\alpha} M^{\beta} T^{\gamma},$$

где α, β, γ — показатели размерности.

Величина, в размерности которой хотя бы один показатель размерности отличен от нуля, называется *размерной,* а величина, в размерности которой все показатели размерности равны нулю,— *безразмерной.* Очевидно, размерности физических величин и их единиц одинаковы.

Величина, безразмерная в одной системе, может быть размерной в другой. В данной системе величин размерность каждой величины является однозначной, но встречаются разные по природе величины, имеющие одинаковую размерность Поэтому различают *физическую однородность* и *размерную однородность* величин. Физически однородные величины можно сравнивать между собой и, если они экстенсивные, применять к ним операцию сложения.

Понятие размерности дает возможность контролировать правильность математических операций над величинами. На любой стадии выполнения этих операций левая и правая стороны равенства должны иметь одинаковые размерности. Путем проверки размерностей контролируют правильность математических выражений, их соответствие физическому смыслу.

Международная система единиц. В 1960 г. XI Генеральная конференция по мерам и весам (ГКМВ) приняла Международную систему единиц (система интернациональная — СИ) с основными единицами метр, килограмм, секунда, ампер, кельвин, кандела и дополнительными — радиан и стерадиан, а в 1971 г. XIV ГКМВ утвердила седьмую основную единицу СИ — моль.

Основные и дополнительные единицы СИ приведены в табл. 1.2.

Метр равен 1 650 763,73 длин волн в вакууме излучения, соответствующего переходу между уровнями $2p_{10}$ и $5d_5$ атома криптона-86, (XI ГКМВ, 1960 г.).

Килограмм равен массе международного прототипа килограмма (I ГКМВ, 1889 г.; III ГКМВ, 1901 г.).

Секунда равна 9 192 631 770 периодам излучения, соответствующего переходу между двумя сверхтонкими уровнями основного состояния атома цезия-133 (XIII ГКМВ, 1967 г.).

Ампер равен силе неизменяющегося тока, который при прохождении по двум параллельным проводам бесконечной длины и ничтожно

малой площади кругового поперечного сечения, расположенным в вакууме на расстоянии 1 м один от другого, вызвал бы на каждом участке провода длиной 1 м силу взаимодействия, равную $2 \cdot 10^{-7}$ Н (IX ГКМВ, 1948 г.).

Кельвин равен 1/273,16 части термодинамической температуры тройной точки воды (XIII ГКМВ, 1967 г.).

Моль равен количеству вещества системы, содержащей столько же структурных элементов, сколько содержится атомов в углероде-12 массой 0,012 кг. При применении моля структурные элементы

Таблица 1.2

Величины		Единица		
Наименование	Размерность	Наименование	Обозначение	
			международное	русское
Основные:				
длина	L	метр	m	м
масса	M	килограмм	kg	кг
время	T	секунда	s	с
сила электрического тока	I	ампер	A	А
термодинамическая температура	Θ	кельвин	K	К
количество вещества	N	моль	mol	моль
сила света	J	кандела	cd	кд
Дополнительные:				
плоский угол	—	радиан	rad	рад
телесный угол	—	стерадиан	sr	ср

должны быть специфицированы и могут быть атомами, молекулами, ионами, электронами и другими частицами или специфицированными группами частиц (XIV ГКМВ, 1971 г.).

Кандела равна силе света в заданном направлении источника, испускающего монохроматическое излучение частотой $540 \cdot 10^{12}$ Гц, энергетическая сила света которого в этом направлении составляет 1/683 Вт/ср (XVI ГКМВ, 1979 г.).

Радиан равен углу между двумя радиусами окружности, длина дуги между которыми равна радиусу.

Стерадиан равен телесному углу с вершиной в центре сферы, вырезающему на поверхности сферы площадь, равную площади квадрата со стороной, равной радиусу сферы.

Международная система единиц (СИ) — практическая, когерентная, рационализованная. В теоретической физике и в астрономии допускается пользование симметричной нерационализованной системой единиц СГС — сантиметр, грамм, секунда.

В СИ, в отличие от СГС, магнитная проницаемость μ свободного пространства является величиной размерной и называется *магнитной постоянной:* $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \approx 12{,}57^{-7}$ Гн/м; аналогично *электрическая*

постоянная $\varepsilon_0 = \frac{10^7}{4\pi c^2} \approx 8{,}85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м, где $c = 299792{,}5 \pm$ $\pm$ 0,4 км/с $\approx 3 \cdot 10^8$ м/с — скорость распространения света в свободном пространстве.

Следует пользоваться терминами «масса» и «плотность», а не «вес» и «удельный вес». Количество теплоты следует выражать в джоулях, а не в калориях.

Кроме температуры Кельвина (обозначение T), допускается применять также температуру Цельсия (обозначение t), которая определяется выражением

$$t = T - T_0 = T - 273{,}15$$

и выражается в градусах Цельсия, °С (обозначение международное и русское). По размеру градус Цельсия равен кельвину.

Интервал или разность температур Кельвина выражают в кельвинах, а интервал или разность температур Цельсия допускается выражать как в кельвинах, так и в градусах Цельсия.

Единицы СИ обозначаются буквами латинского и греческого (международные обозначения) или русского алфавитов, а также специальными символами (...°, ...′, ...″). На средствах измерений должны быть международные обозначения единиц.

В обозначениях единиц, наименования которых происходят от фамилий, например ампер, ватт, вебер, ом, первая буква должна быть прописной: A, А; W, Вт; Wb, Вб; Ω, Ом. Обозначения единиц проставляются только после числовых значений величин в одну строку с ними, а печатаются прямым шрифтом с пробелом после последней цифры и без переноса в следующую строку. Например, 100 kW, 100 кВт; 80 %; 20 °С, но 20° 30′.

Числовые значения величин с предельными отклонениями следует заключать в скобки, а после них с пробелом проставлять обозначение единицы: (100,0± 0,1) V, (100,0 ± 0,1) В или же проставлять обозначение единицы отдельно после числового значения величины и предельного отклонения: 50,0 m ± 0,2 m, 50,0 м ± 0,2 м.

Буквенные обозначения единиц, входящих в произведение, следует отделять точками на средней линии (знак умножения): N · m, Н · м; Ω · m, Ом · м; kg · m^2, кг · м^2; допускается точку заменять пробелом, если это не приводит к недоразумению.

В обозначениях отношений единиц знаком деления может служить только одна косая или горизонтальная черта. Обозначение с косой чертой записывают в одну строку, а знаменатель — произведение заключают в круглые скобки. Допускается отношения единиц записывать в виде произведения обозначений единиц, возведенных в степени (положительные и отрицательные), но если для одной из единиц, входящих в отношение, установлено обозначение в виде отрицательной степени, применять косую или горизонтальную черту не допускается.

1.3. Классификация измерений

Принцип, метод, алгоритм и методика измерений. Совокупность физических явлений, на которых основано измерение, называют *принципом измерений* (например, термоэлектрический эффект, используемый при измерении температуры, гальваномагнитный эффект, используемый при измерениях параметров магнитного поля, перемещений). Понятие принципа измерений не тождественно понятию принципа действия средства измерений.

Методом измерений называют способ (совокупность приемов) использования принципов и средств измерений. *Алгоритм измерений* представляет собой последовательность операций подготовки и выполнения измерений, по-другому, процедуру измерений.

Сочетание метода и алгоритма измерений составляет *методику измерений*. Методика измерений, требования к выполнению которых регламентированы соответствующим нормативно-техническим документом (НТД) в виде стандарта или аттестата, называется *методикой выполнения измерений* (МВИ).

МВИ предназначены обеспечивать официально гарантированную точность измерений и подразделяются на *типовые* и *конкретные*. Типовые МВИ служат руководящими техническими материалами (РТМ) для разработки конкретных МВИ, которые предназначены для непосредственного использования при организации и осуществлении процессов измерений на рабочих местах.

Основные классификационные признаки измерений. Рассмотрим признаки, в соответствии с которыми измерения подразделяют на *электрические* и *неэлектрические, аналоговые* и *цифровые, статические* и *динамические, однократные* и *многократные, равноточные* и *неравноточные, прямые, косвенные, совокупные* и *совместные*.

Признаком деления измерений на электрические и неэлектрические является соответственно наличие или отсутствие в измерительной цепи преобразования в электрический сигнал. В большинстве случаев неэлектрические величины измеряют электрическими методами.

Деление измерений на аналоговые и цифровые обусловлено формой измерительной информации (аналоговой и цифровой), содержащейся в выходных сигналах аналоговых и цифровых измерительных приборов, с помощью которых осуществляются измерения. Выходным сигналом аналогового прибора является перемещение указателя вдоль его шкалы, по которой экспериментатор осуществляет квантование и цифровое кодирование числового значения измеряемой величины, чтобы найти ее значение, а выходной сигнал цифрового прибора представляет собой изображение числового значения измеряемой величины цифровыми знаками.

Деление измерений на статические и динамические определяется соотношением между значениями статической и динамической составляющих погрешности измерения. Измерения считают статическими, если динамическая погрешность пренебрежимо мала по сравнению со статической, а если ее необходимо учитывать, то измерения динамические. Статическими являются измерения величин с постоянным размером, в том числе интегральных значений (действующего значения,

среднего) стационарных процессов, если время преобразования достаточное для затухания переходных процессов, возникших в измерительной цепи при включении входного сигнала, при условии, что частотные характеристики (см. п. 2.4) цепи и сигнала согласованы между собой. При измерении мгновенных значений, а также постоянных величин при времени преобразования, не достаточном для затухания переходных процессов, из-за инерционности измерительной цепи возникают динамические погрешности.

Признаком деления измерений на однократные (обыкновенные) и многократные (статистические) служит число результатов наблюдений при измерении данной величины, на основании которых получают результат измерения.

Многократные измерения величины неизменного размера называются *равноточными,* если они выполняются в одинаковых условиях, с помощью тех же средств и тем же экспериментатором; в противном случае измерения *неравноточны.*

Деление измерений на прямые, косвенные, совокупные и совместные определяется видом соотношений, на основании которых получают результаты измерений. По этому классификационному признаку различают соответствующие виды измерений.

Виды измерений. *Прямым* называют измерение, при котором значение измеряемой величины находят непосредственно из опытных данных — сравнением ее размера с размером, воспроизводимым мерой, или в виде показания измерительного прибора. Примеры: измерение длины линейкой, напряжения вольтметром, мощности ваттметром.

Косвенным называют измерение, при котором значение измеряемой величины X находят по промежуточным результатам v, y, z, ... прямых измерений величин V, Y, Z, ..., связанных с X известной зависимостью

$$X = F(V,\ Y,\ Z,\ \ldots).$$

Например, удельное электрическое сопротивление

$$\rho = \frac{\pi d^2 R}{4l}$$

материала проводника находят по результатам измерений сопротивления R, длины l и диаметра d стержня; значение мощности $P = UI$ постоянного тока или сопротивления $R = U/I$ находят по результатам прямых измерений напряжения U вольтметром и силы тока I амперметром.

Косвенные измерения используются в тех случаях, когда физическую величину невозможно или сложно измерить прямо, или же тогда, когда они обеспечивают более высокую точность, чем прямые измерения.

Совокупными называют измерения $n \geqslant 2$ одноименных величин X_1, X_2, ..., X_n, значения которых находят решением системы уравнений

$$F_i(X_1,\ X_2,\ \ldots,\ X_n;\ x_{i1},\ x_{i2},\ \ldots) = 0, \quad i = 1,\ 2,\ \ldots,\ m > n,$$

где x_{i1}, x_{i2}, ... — результаты прямых измерений различных сочетаний этих величин.

Например, для определения значений сопротивлений резисторов, соединенных треугольником, измеряют сопротивления на каждой паре вершин треугольника и получают систему уравнений

$$\left.\begin{aligned} R_{12} &= \frac{R_1(R_2+R_3)}{R_1+R_2+R_3}; \\ R_{23} &= \frac{R_2(R_1+R_3)}{R_1+R_2+R_3}; \\ R_{31} &= \frac{R_3(R_1+R_2)}{R_1+R_2+R_3}, \end{aligned}\right\}$$

решения которой:

$$R_1 = \frac{A}{2(R_{23}+R_{31}-R_{12})}; \quad R_2 = \frac{A}{2(R_{31}+R_{12}-R_{23})};$$

$$R_3 = \frac{A}{2(R_{12}+R_{23}-R_{31})},$$

где $A = 4R_{23}R_{31} - (R_{23} + R_{31} - R_{12})^2$.

Совместными называют измерения $n \geqslant 2$ неодноименных величин $X_1, X_2, \ldots, X_n$, значения которых находят решением системы уравнений

$$F_i(X_1, X_2, \ldots, X_n; x_{i1}, x_{i2}, \ldots) = 0, \quad i = 1, 2, \ldots, m > n,$$

где $x_{i1}, x_{i2}, \ldots$ — результаты прямых или косвенных измерений величин $X_{i1}, X_{i2}, \ldots$, через которые выражаются величины $X_1, X_2, \ldots, X_n$.

Например, индуктивность катушки $L = L_0(1 + \omega^2 C L_0)$, где L_0 — индуктивность при частоте $\omega = 2\pi f \to 0$; C — междувитковая емкость.

Значения L_0 и C нельзя найти прямым или косвенными измерениями. Поэтому в простейшем случае, когда $m = 2$, измеряют $L_1 = X_{11}$ при $\omega_1 = X_{12}$ и $L_2 = X_{21}$ при $\omega_2 = X_{22}$ и составляют систему уравнений

$$\left.\begin{aligned} L_1 &= L_0(1 + \omega_1^2 C L_0); \\ L_2 &= L_0(1 + \omega_2^2 C L_0), \end{aligned}\right\}$$

решая которую, находят

$$L_0 = \frac{L_1\omega_2^2 - L_2\omega_1^2}{\omega_2^2 - \omega_1^2}; \quad C = \frac{(L_2 - L_1)(\omega_2^2 - \omega_1^2)}{(L_1\omega_2^2 - L_2\omega_1^2)^2}.$$

Другим примером совместных измерений может служить определение температурных коэффициентов сопротивления по результатам прямых измерений сопротивления резистора и его температуры.

Для повышения точности совокупных и совместных измерений обеспечивают условие $m \geqslant n$ и получающуюся при этом несовместную систему уравнений решают методом наименьших квадратов.

Классификация методов измерений. Из определения понятия измерения следует, что неотъемлемым его признаком является сравнение информации о размере измеряемой величины с информацией об определенном ее размере, воспроизводимой мерой. Классифицируя методы измерений, проф. А. Д. Нестеренко подразделял их на методы

одновременного и *разновременного* сравнения. Ныне методы разновременного сравнения часто называют *методами непосредственного оценивания,* подразумевая под ними методы, основанные на использовании измерительных приборов, шкалы которых проградуированы в единицах измеряемой величины. К методам непосредственного оценивания относятся *прямые измерения,* за исключением методов, основанных на непосредственном сравнении размера измеряемой величины с размером величины, воспроизводимой мерой.

Методы, основанные на одновременном сравнении, объединены общим названием *методов сравнения.* К ним относятся: компенсационный метод, метод противопоставления, метод замещения, метод совпадений, дифференциальный метод, нулевой метод.

Компенсационный метод измерений состоит в том, что на вход сравнивающего устройства (компаратора) одновременно воздействуют полярная или векторная измеряемая величина и одноименная ей величина, размер которой воспроизводится мерой, а соотношение между их размерами определяется по выходному сигналу сравнивающего устройства. Пример: измерение напряжения постоянного тока с помощью компенсатора путем сравнения с э. д. с. нормального элемента.

Метод противопоставления — метод измерений, при котором измеряемая величина и величина, размер которой воспроизводится мерой, одновременно воздействуют на разные входы двухканального компаратора (сравнивающего устройства, прибора сравнения), по выходному сигналу которого определяется соотношение между размерами этих величин. Пример: взвешивание на равноплечих весах.

Метод замещения — метод измерений, при котором эффект воздействия измеряемой величины на прибор сравнения (компаратор, измерительный прибор) запоминается, а затем восстанавливается воздействием величины, размер которой воспроизводится мерой. Пример: измерение сопротивления низкоточной мостовой цепью с использованием замещающего магазина сопротивления.

Метод совпадения — метод измерений, при котором разница между эффектами, вызванными воздействием измеряемой величины и величины, размер которой воспроизводится мерой, определяется по совпадению отметок или периодических сигналов. Примеры: измерение длины штангенциркулем с нониусом; измерение стробоскопом частоты вращения.

Дифференциальный метод измерений заключается в том, что на измерительный прибор воздействует разница измеряемой величины и величины, размер которой воспроизводится мерой.

Нулевой метод измерений состоит в том, что результирующий эффект воздействия на компаратор (нулевой индикатор) измеряемой величины и величины, размер которой воспроизводится мерой, доводят до нуля.

Из определений дифференциального и нулевого методов следует, что они могут относиться к любому из предыдущих методов сравнения с мерой в зависимости от полноты их реализации. Нулевой метод имеет место при полной компенсации, при полном противопоставлении,

полном замещении и полном совпадении (в пределах возможностей компаратора), а дифференциальный — при неполной реализации этих методов.

Глава 2. СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ

2.1. Классификация средств измерений

Понятие и виды средств измерений. *Средствами измерений* называют технические средства, предназначенные для использования при измерениях и имеющие нормированные метрологические характеристики. *Метрологическими характеристиками средств измерений* называют те их характеристики, от которых зависит точность результатов измерений, выполняемых с помощью этих средств. Нормирование метрологических характеристик заключается в законодательном регламентировании их состава и норм значений. Различают следующие виды средств измерений: меры, измерительные преобразователи, приборы, установки и системы.

Мера — средство измерений, предназначенное для воспроизведения физической величины заданного размера. Мера, которая воспроизводит физическую величину одного размера, называется *однозначной*, а мера, предназначенная для воспроизведения физической величины ряда различных размеров,— *многозначной*. Например, гиря — однозначная мера массы; измерительный резистор — однозначная мера электрического сопротивления; линейка с делениями — многозначная мера длины; конденсатор переменной емкости с градуированной шкалой — многозначная мера электрической емкости.

Специально подобранный комплекс конструктивно обособленных мер, применяемых не только по отдельности, но и в различных сочетаниях, называется *набором мер* (например, набор измерительных резисторов, набор измерительных конденсаторов).

Набор мер, конструктивно объединенных в одно целое с устройством для включения их в различных комбинациях, называется *магазином мер* (например, магазин сопротивления, магазин индуктивности, магазин емкости).

Измерительным преобразователем называют средство измерений, предназначенное для преобразования входного измерительного сигнала в выходной сигнал, удобный для дальнейшего преобразования, передачи, обработки и (или) хранения измерительной информации, но не поддающийся непосредственному восприятию наблюдателем (например, калиброванный шунт, измерительный трансформатор, аттестованная термопара).

Измерительным прибором называют средство измерений, предназначенное для выработки сигнала в форме, доступной для непосредственного восприятия измерительной информации наблюдателем благодаря наличию отсчетного устройства (шкала с указателем, цифровое табло). Например, вольтметр, ваттметр, термометр.

Измерительные преобразователи и приборы объединяют общим названием — *измерительные устройства*.

Измерительной установкой называют совокупность функционально объединенных средств измерений (мер, измерительных преобразователей и приборов) и вспомогательных устройств (стабилизирующих, переключающих и др.), предназначенных для выработки сигнала в форме, удобной для непосредственного восприятия измерительной информации наблюдателем, и расположенных в одном месте (например, установка для испытаний ферромагнитных материалов, установка для измерений удельного сопротивления электротехнических материалов).

Измерительная система — совокупность средств измерений и вспомогательных устройств, соединенных между собой каналами связи, предназначенных для автоматического сбора измерительной информации и выработки сигналов в форме, удобной для автоматической обработки, передачи и (или) использования измерительной информации в автоматизированных системах управления.

Измерительные системы являются разновидностью *информационно-измерительных систем,* к которым относятся также системы автоматического контроля, системы технической диагностики и системы опознавания образов. Информационно-измерительные системы входят в состав автоматизированных систем управления.

Классификация измерительных приборов. Измерительные приборы разнообразны по назначению, принципу действия, метрологическим и эксплуатационным характеристикам. Поэтому классификационных признаков много, а мы учтем наиболее общие из них.

Соответственно форме измерительной информации, содержащейся в выходных сигналах измерительных приборов, их подразделяют на *аналоговые* и *цифровые. Аналоговым* называется прибор, информативный параметр выходного сигнала которого является физическим аналогом измеряемой величины (информативного параметра входного сигнала). Например, перемещение подвижной части электродинамического вольтметра — аналог действующего значения измеряемого напряжения. *Цифровым* называется прибор, у которого выходной сигнал является цифровым, т. е. содержит информацию о значении измеряемой величины, закодированную в цифровом коде.

Показания аналоговых приборов также цифровые, но их аналоговые выходные сигналы квантует и кодирует в цифровом коде сам наблюдатель в процессе считывания показаний по шкале, тогда как в цифровом приборе эти операции осуществляются автоматически.

Измерительный прибор, допускающий только считывание показаний, называется *показывающим,* а прибор, в котором предусмотрена автоматическая фиксация измерительной информации, — *регистрирующим.*

В зависимости от формы регистрации регистрирующие приборы подразделяют на *самопишущие* и *печатающие.* Самопишущий прибор (самописец) записывает измерительную информацию в аналоговой форме в виде диаграммы, а печатающий — осуществляет печатание измерительной информации в цифровой форме.

В зависимости от вида значений входного сигнала, т. е. от его информативного параметра, который является измеряемой величиной, различают *приборы мгновенных* или *интегральных* (действующее,

среднее, среднее по модулю) значений, а также *интегрирующие* и *суммирующие*.

Интегрирующий прибор интегрирует входную величину по времени или по другой независимой переменной. Например, счетчик электрической энергии интегрирует мощность во времени.

Суммирующим называется прибор, показания которого функционально связаны с суммой двух или нескольких величин, подводимых к нему по различным каналам (например, ваттметр, предназначенный для измерения суммарной мощности нескольких генераторов).

Классификационный признак, которым является измеряемая величина, отражается в наименовании измерительного прибора, например, влагомер или гигрометр, высотомер или альтиметр, частотомер, но герцметр, амперметр, вольтметр, милливольтметр, т. е. в наименовании отражена единица измеряемой величины.

Электроизмерительные приборы, позволяющие измерять две и более разных величин, называют *комбинированными* (мультиметрами), а приборы, работающие как на постоянном, так и на переменном токе,— *универсальными*.

Рабочие и образцовые средства измерений. Очевидно, результаты измерений должны выражаться в узаконенных единицах и иметь требуемую точность, которая при прочих равных условиях определяется характеристиками используемых средств измерений. Поэтому все средства измерений подлежат государственной и ведомственной поверке, которая заключается в контроле их характеристик, главным образом метрологических, на соответствие требованиям нормативно-технической документации и в определении их пригодности к применению по назначению.

Средства измерений, используемые для выполнения различных измерений, но не служащие для поверки других средств измерений, называют *рабочими средствами измерений*.

Образцовыми называются средства измерений, служащие для поверки других средств измерений и официально утвержденные в качестве образцовых (например, образцовая мера, образцовый измерительный прибор, преобразователь). К образцовым средствам измерений относятся также образцовое вещество и стандартный образец.

Образцовое вещество — образцовая мера в виде вещества с известными свойствами, воспроизводимыми при соблюдении условий приготовления, указанных в утвержденной спецификации. Например, чистая вода, чистые газы (водород, кислород), чистые металлы (цинк, серебро, золото, платина), неметаллы, соединения.

Стандартный образец — мера для воспроизведения единиц величин, характеризующих свойства или состав веществ и материалов (например, стандартный образец свойств ферромагнитных материалов, легированной стали с аттестованным содержанием химических элементов).

Образцовые средства измерений аттестуются и поверяются с помощью других, более точных образцовых средств измерений соответствующего разряда. Так осуществляется передача размеров единиц физических величин от эталона образцовым и в итоге рабочим средствам измерений.

Эталон (эталон единицы) — средство измерений (или комплекс средств измерений), обеспечивающее воспроизведение и (или) хранение единицы с целью передачи ее размера нижестоящим по поверочной схеме средствам измерений и официально утвержденное в установленном порядке в качестве эталона (например, комплекс средств измерений для воспроизведения метра через длину световой волны, утвержденный в качестве государственного эталона метра).

Рабочие средства измерений нельзя применять для поверки других средств измерений, если они даже точнее образцовых средств, так как они не утверждены официально как образцовые. С другой стороны, образцовые средства измерений не разрешается использовать в качестве рабочих средств для выполнения практических измерений.

2.2. Структура средств измерений

Принцип действия, измерительная цепь и виды схем средств измерений. Каждое средство измерений представляет собой некоторое техническое устройство определенной структуры. Степень сложности средства измерений определяется характером и количеством преобразований, необходимых для преобразования информативного параметра входного сигнала в информативный параметр выходного сигнала. Все преобразования основаны на некоторых физических эффектах, обеспечивающих своим сочетанием действие средства измерений. *Принципом действия средства измерений* называют физический принцип, положенный в основу его построения. Он часто отражается в названии средства измерений, например, электродинамический ваттметр, термоэлектрический преобразователь.

Каждое преобразование осуществляется соответствующим преобразовательным элементом, входящим в состав средства измерений. Совокупность всех надлежаще соединенных преобразовательных элементов средства измерений называют его *измерительной цепью*. Часть первого в измерительной цепи преобразовательного элемента, находящаяся под непосредственным воздействием измеряемой или преобразуемой величины, называется *чувствительным элементом*. Например, чувствительным элементом терморезистивного термометра является терморезистор.

Измерительные цепи средств измерений изображают графически их схемами — структурными, функциональными и принципиальными.

Структурной схемой измерительной цепи средства измерений называется схема, отображающая ее основные функциональные части (структурные элементы), их назначение и взаимосвязи. Степень дифференциации структурной схемы на структурные элементы, изображаемые преимущественно прямоугольниками, определяется назначением схемы.

Схема, которая наряду со структурой измерительной цепи разъясняет функционирование отдельных ее участков, определенные процессы в них, называется *функциональной*.

Схема, отображающая полный состав элементов измерительной цепи, их взаимосвязи и, как правило, дающая представление о

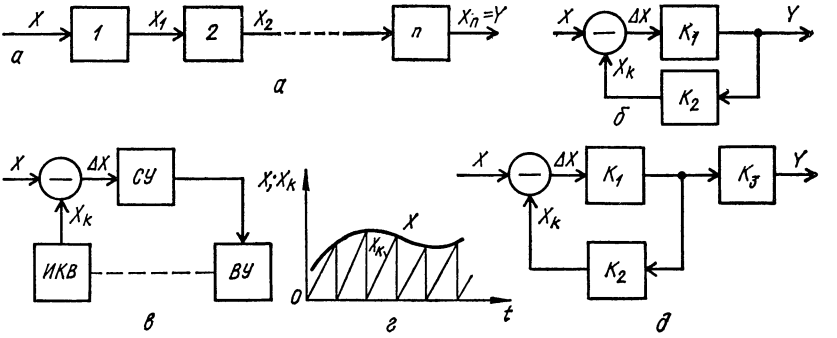


Рис. 2.1. Структурные схемы

принципе действия средства измерений, называется *принципиальной* или *полной схемой средства измерений.*

Структурные схемы средств измерений прямого, уравновешивающего и комбинированного преобразований. Структурные элементы схемы измерительной цепи могут быть соединены последовательно, параллельно, встречно-параллельно и смешанно. Способом соединения при соответствующем функциональном назначении элементов определяется метод измерительного преобразования. Различают методы прямого, уравновешивающего и комбинированного преобразований.

Прямое преобразование характерно тем, что передача измерительной информации осуществляется только в одном направлении — от входа к выходу без обратной связи между ними (рис. 2.1, *а*).

Уравновешивающее преобразование заключается в том, что входная величина уравновешивается другой одноименной величиной. Существует два вида уравновешивающего преобразования: *следящее* (отрицательная обратная связь между выходом и входом) со статической (рис. 2.1, *б*) или астатической характеристиками и *развертывающее* (автономное).

При следящем преобразовании входная величина X уравновешивается выходной величиной $X_к = K_2Y$ цепи обратного преобразования, где K_2 — коэффициент преобразования, а Y — выходная величина измерительной цепи. На вход цепи прямого преобразования поступает разность $\Delta X = X - X_к = X - K_2Y$, которая благодаря большому коэффициенту K_1 этой цепи и глубокой отрицательной обратной связи сводится к столь малому значению, что можно принять $X = X_к$ и по значению $X_к$ при известных K_2 и Y определить значение X. При статическом следящем уравновешивающем преобразовании значение ΔX в принципе отлично от нуля, тогда как при астатическом оно может быть равным нулю благодаря наличию интегрирующего элемента в цепи прямого преобразования.

При развертывающем уравновешивании (рис. 2.1, *в*) $X_к$ создается автономным источником компенсирующей величины *ИКВ* и изменяется автоматически по определенному закону до момента компенсации, когда значение $\Delta X = X - X_к$ станет столь малым, что срабатывает сравнивающее устройство *СУ*, которое выдает сигнал на выходное устройство *ВУ* о равенстве $X_к = X$, а *ИКВ* — информацию о значении $X_к$.

Комбинированное преобразование осуществляется при охвате отрицательной обратной связью части цепи прямого преобразования (рис. 2.1, *г*).

2.3. Параметры средств измерений

Номинальное, истинное и действительное значения меры. Следовало бы говорить номинальное, истинное и действительное значения величины, воспроизводимой или реализуемой с помощью меры, а не значения меры, как это общепринято краткости ради.

Номинальным значением меры называется указанное на ней или приписанное ей значение воспроизводимой ею физической величины. Истинное значение этой величины, называемой *истинным значением меры,* нельзя найти опытным путем из-за неизбежности погрешностей измерений.

Измеряя величину, воспроизводимую мерой, находят значение меры. Значение меры, найденное измерением с точностью, позволяющей использовать его вместо истинного значения, называют *действительным значением меры.*

Действительное значение меры может отличаться от номинального по двум причинам: из-за отклонения истинного значения от номинального и из-за погрешностей определения действительного значения. Теоретически абсолютная погрешность меры определяется как разность между номинальным ее значением $x_{ном}$ и истинным значением воспроизводимой ею величины:

$$\Delta = x_{ном} - X, \tag{2.1}$$

причем $x_{ном}$ может быть также показанием многозначной меры.

Практически находят действительную погрешность меры, заменяя в выражении (2.1) истинное значение X действительным значением.

Показание, отсчет, постоянная средства измерений и цена деления шкалы. Значение величины, определяемое по отсчетному устройству средства измерений и выраженное в принятых единицах этой величины, называют *показанием средства измерений.* Показание может быть выражено как

$$x = NC \quad \text{или} \quad x = N_{дел}C_{дел},$$

где N — отсчет; неименованное число, отсчитанное по отсчетному устройству средства измерений либо полученное счетом последовательных отметок или сигналов; C — постоянная средства измерений; число, именованное в единицах измеряемой величины; $N_{дел}$ — число делений, подсчитанных по отсчетному устройству; $C_{дел}$ — цена деления шкалы как разность значений величины, соответствующих двум соседним отметкам шкалы.

Шкала средства измерений как часть его отсчетного устройства представляет собой совокупность отметок и проставленных у некоторых из них чисел отсчета или других символов, соответствующих ряду последовательных значений величины, в единицах которой получают показание средства имерений. Шкала, у которой длина делений (расстояние между осями соседних отметок) и цена деления постоянны,

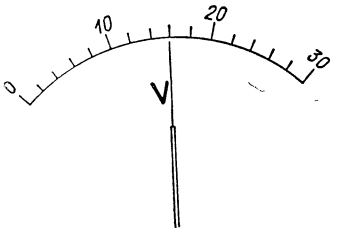


Рис. 2.2. К пояснению понятий постоянной прибора и цены деления шкалы

называется *равномерной*. Шкала с делениями непостоянной длины, а в некоторых случаях и с непостоянной ценой деления, называется *неравномерной*.

Различие понятий постоянной прибора C и цены деления $C_{дел}$ поясняет рис. 2.2, из которого видно, что максимальный отсчет $N_{max} = 30$, а положению стрелки отвечает отсчет $N = 16$. Если наибольшее показание $U_{max} = 30$ В, то постоянная вольтметра

$$C = \frac{U_{max}}{N_{max}} = \frac{30\ \text{В}}{30} = 1\ \text{В},$$

а показание, отвечающее положению стрелки,

$$U = NC = 16 \cdot 1 = 16\ \text{В}.$$

На этой шкале максимальное число делений $N_{делmax} = 15$ дел, а положению стрелки отвечает $N_{дел} = 8$ дел. Следовательно, цена деления шкалы вольтметра

$$C_{дел} = \frac{U_{max}}{N_{дел\,max}} = \frac{30\ \text{В}}{15\ \text{дел}} = 2\ \text{В/дел},$$

а показание

$$U = N_{дел}C_{дел} = 8\ \text{дел} \cdot 2\ \text{В/дел} = 16\ \text{В}.$$

Числовые значения C и $C_{дел}$ зависят от конечного значения шкалы данного диапазона измерений. Если, например, на втором диапазоне измерений $U_{max} = 60$ В, то $C = 60\ \text{В}/30 = 2\ \text{В}$ и $C_{дел} = 60\ \text{В}/15\ \text{дел} = 4$ В/дел.

Числовые значения постоянной прибора и цены деления шкалы совпадают только тогда, когда количество делений численно равно отсчету независимо от того, равномерная или неравномерная шкала, одно- или многодиапазонное средство измерений.

Диапазон показаний, пределы и диапазон измерений. Указанные на шкале наименьшее и наибольшее значения измеряемой величины называются соответственно *начальным* и *конечным* значениями шкалы. Область значений, ограниченная начальным и конечным значениями шкалы,— *диапазон показаний*.

Диапазон измерений — та часть диапазона показаний, для которой нормированы пределы допускаемых погрешностей средства измерений. Наименьшее и наибольшее значения диапазона измерений называют соответственно *нижним* и *верхним* пределами измерений.

Пределом допускаемой погрешности средства измерений называют наибольшую (без учета знака) его погрешность, при которой оно может быть признано годным и допущено к применению. Это понятие относится к основной и дополнительной погрешностям средства измерений.

2.4. Преобразовательные характеристики средств измерений

Статические характеристики преобразования. Преобразовательные характеристики средств измерений подразделяются на *статические* и *динамические*. Статические характеристики преобразования соответствуют статическому режиму применения средств измерений, при котором преобразуемая величина не зависит от времени, а длительность преобразования достаточная для затухания переходных процессов в измерительной цепи. В таком аспекте понятия статических характеристик применимы к аналоговым и цифровым средствам измерений, а также к их компонентам.

Связь между информативным параметром X входного сигнала и информативным параметром Y выходного сигнала выражается функцией преобразования [14].

$$Y = Y(X,\ Q_1,\ Q_2,\ \ldots,\ \xi_1,\ \xi_2,\ \ldots) = F(X), \tag{2.2}$$

где Q_1, Q_2, ... — параметры цепи преобразования; ξ_1, ξ_2, ... — факторы, вызывающие погрешности преобразования (факторы погрешностей).

Средству измерений присваивается номинальная функция преобразования

$$Y_{\text{ном}} = F_{\text{ном}}(X), \tag{2.3}$$

называемая также *градуировочной характеристикой* и являющаяся детерминированной функцией аргумента X, тогда как $F(X)$ в определенной степени случайна из-за случайного характера аргументов ξ в (2.2). Из-за различия между $F(X)$ и $F_{\text{ном}}(X)$ возникают погрешности преобразования.

На основании (2.2) и (2.3) определяются коэффициенты преобразования

$$K(X) = Y/X, \tag{2.4}$$

а номинальный коэффициент преобразования

$$K_{\text{ном}}(X) = Y_{\text{ном}}/X, \tag{2.5}$$

причем $K_{\text{ном}}(X) = K_{\text{ном}} = \text{const}$ только тогда, когда $F_{\text{ном}}(X)$ линейна и проходит через начало системы координат

В общем случае X и Y суть величины различной физической природы. Посредством $K_{\text{ном}}(X)$ выходная величина Y приводится ко входу и получается приведенная функция преобразования

$$x = \frac{Y}{K_{\text{ном}}(X)} = f(X), \tag{2.6}$$

на основании которой можно найти обратную приведенную функцию преобразования

$$X = \varphi(x). \tag{2.7}$$

Производная от функции преобразования

$$S(X) = dY/dX = F'(x) \tag{2.8}$$

или в конечных приращениях $S(X) = \frac{\Delta Y}{\Delta X}$ называется *чувствительностью средства измерений*. Аналогично определяется *номинальная*

чувствительность $S_{ном}(X) = \frac{dY_{ном}}{dX}$, $S_{ном}(X) = \frac{\Delta Y_{ном}}{dX}$. Пользуются также понятием *относительной чувствительности* $S_0 = S/X$.

Чувствительностью характеризуется степень реагирования средства измерений на изменение входной величины. Если функция преобразования линейна, то чувствительность постоянна, а если при этом график $F_{ном}(X)$ проходит через начало системы координат, то $S_{ном}(X) = K_{ном}(X)$. При нелинейной функции преобразования чувствительность является функцией входной величины X и связана с коэффициентом преобразования зависимостью

$$S(X) = \frac{dY}{dX} = \frac{d[K(X)X]}{dX} = K(X) + \frac{dK(X)}{dX}X, \qquad (2.9)$$

из которой следует, что зная $K(X)$ всегда можно найти $S(X)$, но не наоборот. Следовательно, коэффициент преобразования является более информативной характеристикой, чем чувствительность.

Чувствительность не следует отождествлять с *порогом чувствительности* (реагирования), под которым подразумевают наименьшее значение входной величины, вызывающее заметное изменение выходной величины. При прочих неизменных условиях с увеличением чувствительности порог чувствительности уменьшается. Порог чувствительности имеет размерность входной величины, тогда как размерность чувствительности определяется отношением размерностей выходной и входной величин.

Характеристики преобразования во временно́й области. Эти характеристики относятся к динамическим, так как они соответствуют динамическому режиму применения средств измерений, при котором преобразуемая величина зависит либо не зависит от времени, но погрешности преобразования зависят от момента времени отбора измерительной информации.

Средство измерений в динамическом режиме его применения трактуется как динамическая система, осуществляющая преобразование входного сигнала $X(t)$ в выходной сигнал $Y(t)$, записываемое символически в виде

$$Y(t) = AX(t),$$

где A — оператор динамической системы, который является обобщением понятия коэффициента преобразования и охватывает всевозможные математические и логические операции, необходимые для преобразования $X(t)$ в $Y(t)$.

Конкретный вид оператора зависит от структуры и параметров динамической системы. Если оператор удовлетворяет требованиям принципа наложения, то он линеен и динамическая система линейна, а в противном случае они нелинейны. Система, параметры которой не зависят от времени, называется *стационарной*, а если зависят, то *нестационарной*.

Теоретически все реальные динамические системы в той или иной степени нелинейны и нестационарны, а их параметры распределенные. Практически большинство из них номинально можно трактовать как линейные стационарные динамические системы со сосредоточенными

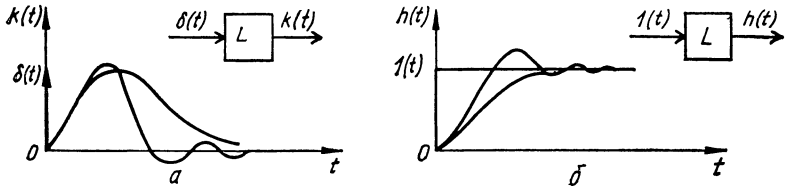


Рис. 2.3. Импульсная переходная функция (*а*) и переходная функция (*б*)

параметрами, за исключением тех, у которых нелинейность положена в основу принципа действия.

Линейная стационарная динамическая система со сосредоточенными параметрами описывается обыкновенным дифференциальным уравнением с постоянными коэффициентами

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + \cdots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b_m \frac{d^m x}{dt^m} + \cdots$$

$$\cdots + b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x, \qquad (2.10)$$

которое в операторной форме имеет вид

$$(a_n p^n + \cdots + a_1 p + a_0)\, y(t) = (b_m p^m + \cdots + b_1 p + b_0)\, x(t),$$

или сокращенно $A_n(p)\, y(t) = B_m(p)\, x(t)$, причем $m \leqslant n$, откуда

$$y(t) = \frac{B_m(p)}{A_n(p)} = Lx(t),$$

где $p = \frac{d}{dt}$ — оператор дифференцирования; L — линейный оператор динамической системы.

Дифференциальное уравнение надлежащего порядка или полученный на его основании оператор динамической системы исчерпывающе характеризуют ее поведение во временно́й области, но коэффициенты дифференциального уравнения нелегко поддаются экспериментальному определению. В связи с этим в качестве характеристик преобразования во временно́й области используются *импульсная переходная (весовая) функция* $k(t)$ и *переходная функция* $h(t)$ линейной динамической системы.

Импульсная переходная функция (рис. 2.3, *а*) представляет собой отклик (реакцию) динамической системы на входное возмущение в виде δ-функции, которая по определению обладает свойствами:

$$\delta(t) = \begin{cases} 0 & \text{при} \quad t \neq 0, \\ \infty & \text{—} \ll \text{—} \; t = 0; \end{cases} \qquad \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t)\, dt = 1.$$

Выходной сигнал такой системы при произвольном входном сигнале $x(t)$ выражается через $k(t)$ посредством интегрального оператора в виде

$$y(t) = \int_0^t k(\tau)\, x(t-\tau)\, d\tau = \int_0^t k(t-\tau)\, x(\tau)\, d\tau. \qquad (2.11)$$

Переходная функция (рис. 2.3, *б*)

$$h(t) = L1(t) = L\int_0^t \delta(\tau)\,d\tau = \int_0^t k(\tau)\,d\tau,$$

т. е. является откликом линейной динамической системы на входное воздействие в виде единичной функции $1(t)$, производная от которой $1'(t) = \delta(t)$. В связи с этим $k(t) = \frac{dh(t)}{dt}$ и аналогично (2.11) выходной сигнал

$$y(t) = \frac{d}{dt}\int_0^t x(\tau)\,h(t-\tau)\,d\tau = \frac{d}{dt}\int_0^t x(t-\tau)\,h(\tau)\,d\tau,$$

следовательно, выражается через $h(t)$.

Характеристики преобразователей в частотной области. С характеристиками преобразования во временнóй области однозначно связаны характеристики преобразования в частотной области: передаточная функция

$$K(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \int_0^\infty k(t)\,e^{-st}dt \qquad (2.12)$$

и комплексная частотная характеристика

$$K(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \int_0^\infty k(t)\,e^{-j\omega t}dt, \qquad (2.13)$$

которые, как видно из их выражений, являются соответственно преобразованием Лапласа и преобразованием Фурье импульсной переходной функции $k(t)$.

Передаточную функцию (2.12) можно получить в виде

$$K(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{B_m(s)}{A_n(s)} = \frac{b_m s^m + \cdots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \cdots + a_1 s + a_0}, \qquad (2.14)$$

применяя преобразование Лапласа непосредственно к дифференциальному уравнению (2.10) при нулевых начальных условиях, а замена в (2.14) $s = c + j\omega$ на $j\omega$ дает комплексную частотную характеристику $K(j\omega)$.

В алгебраической, тригонометрической и полярной формах комплексная частотная характеристика

$$K(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega) = K(\omega)\,[\cos\varphi(\omega) + j\sin\varphi(\omega)] = K(\omega)\,e^{j\varphi(\omega)},$$

где $P(\omega)$ и $Q(\omega)$ — соответственно действительная и мнимая частотные характеристики;

$$K(\omega) = |K(j\omega)| = \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)}$$

— амплитудная частотная характеристика (рис. 2.4, *а*);

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{Q(\omega)}{P(\omega)}$$

— фазовая частотная характеристика (рис. 2.4, *б*).

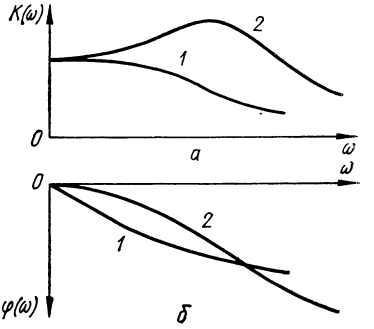


Рис. 2. 4. Примерные графики амплитудной (*а*) и фазовой (*б*) характеристик

В полярной форме ($K(j\omega) = K(\omega)\, e^{j\varphi(\omega)}$ характеристика (2.13) имеет название *амплитудно-фазовой частотной характеристики*. Системы, у которых $K(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ однозначно связаны между собой, называются *минимально-фазовыми,* поскольку из всех возможных систем с одинаковой логарифмической амплитудной характеристикой $\ln K(\omega)$ они дают наименьший сдвиг фазы при любой частоте.

Глава 3. ПОГРЕШНОСТИ

3.1. Факторы, классификация и законы распределения погрешностей

Факторы погрешностей. В общем случае компонентами измерительной цепи являются: исследуемый объект, параметры которого подлежат измерению как физические величины; средства измерений; вспомогательные технические средства (источники питания, стабилизирующие, коммутирующие и другие устройства, в том числе вычислительные); окружающая среда — воздух и объекты с протекающими в них процессами; экспериментатор, присутствие и функции которого определяются степенью автоматизации процесса измерений.

Перечисленные компоненты влияют друг на друга, в том числе на средства измерений и на процессы преобразования ими измерительной информации, а поэтому функция преобразования (2.2) может быть представлена в виде [14]

$$Y = Y(X, \vec{Q}, \vec{\xi}, t) = F(X), \tag{3.1}$$

где $\vec{Q} \equiv \vec{Q}(t)$ и $\vec{\xi} \equiv \vec{\xi}(t)$ — случайные векторы параметров Q цепи преобразования и факторов ξ элементарных погрешностей; t — координата времени.

В отличие от номинальной функции преобразования

$$Y_{\text{ном}} = Y_{\text{ном}}(X, \vec{Q}_{\text{ном}}, \vec{\xi}_{\text{ном}}, t) = F_{\text{ном}}(X), \tag{3.2}$$

которая является детерминированной функцией, функция преобразования (3.1) не вполне детерминирована, а ее аргументы $\vec{Q}$ и $\vec{\xi}$ — случайные величины и процессы, которые наряду с детерминированными

содержат индетерминированные составляющие. Из-за расхождений между Y и $Y_{ном}$ возникают погрешности преобразования измерительной информации, обусловленные факторами ξ. Параметрами Q определяется степень влияния фактора ξ на размер вызванной им погрешности. Отклонения ΔQ параметров Q от их номинальных значений $Q_{ном}$ также являются факторами погрешностей.

Элементарной погрешностью будем называть погрешность, которую при данном анализе погрешностей не требуется подвергать дальнейшему расчленению на составляющие.

По происхождению различают факторы инструментальных погрешностей, погрешностей установки, погрешностей метода и личных погрешностей.

Факторы инструментальных погрешностей являются следствием несовершенства принципа действия и конструктивно-технологического исполнения средства измерений. Они вызывают погрешности даже в наиболее благоприятных условиях применения средств измерений. Их примерами могут, например, служить: момент трения в опорах подвижной части, обусловливающий погрешность от трения; остаточная намагниченность ферромагнитного сердечника электромагнитного прибора, из-за которой возникает погрешность от гистерезиса.

Факторами погрешностей установки являются отклонения условий применения средства измерения от условий его градуирования или от оптимальных условий, на применение в которых оно рассчитано. Например, отклонение положения стрелочного прибора от предусмотренного горизонтального, вследствие чего возникает погрешность из-за неполной уравновешенности подвижной части; неполная коррекция нулевого положения стрелки (при отсутствии корректора это — фактор инструментальной погрешности); отклонения влияющих величин (температуры, электрического и магнитного полей, влажности и пр.) или неинформативных параметров входного сигнала (частоты, коэффициента формы и др.) от их нормальных или номинальных значений.

Факторы погрешностей метода являются следствием несовершенства теории метода измерений, использования приближенных формул, неполной согласованности характеристик средств измерений с характеристиками исследуемого объекта. В частности, такими факторами являются отличные от нуля сопротивления последовательных цепей и отличные от бесконечности сопротивления параллельных цепей приборов, включаемых в измерительную цепь на время измерения.

Факторами личных погрешностей являются психофизиологические особенности экспериментатора, связанные с недостаточной остротой его зрения, усталостью или болезненным состоянием, склонностью завышать или занижать отсчет, округлять его только к четным или нечетным цифрам и другие факторы, причиняющие возникновение погрешностей считывания показаний.

Классификация погрешностей. Погрешности измерений определяются, главным образом, погрешностями средств измерений, но они не тождественны им. В общем погрешности являются случайными процессами, а для фиксированных моментов времени — случайными величинами, содержащими детерминированные и индетерминированные составляющие.

Различают погрешности средств измерений в *статическом* и *динамическом* режимах их применения, а также *статические* и *динамические* составляющие погрешностей. Динамические составляющие погрешностей могут возникать не только в динамическом, но и в статическом режиме применения средств измерений (например, частотная погрешность).

В зависимости от условий применения средств измерений их погрешности подразделяются на основные и дополнительные. *Основной погрешностью* называется погрешность средств измерений в условиях, которые установлены нормативно-техническими документами как нормальные для данных средств измерений. *Дополнительными погрешностями* называют изменения погрешности средства измерений, вызванные отклонениями влияющих величин от нормальных значений или их выходом за пределы нормальных областей значений (к влияющим величинам относятся также и неинформативные параметры входных сигналов).

Детерминированные составляющие погрешностей называют *систематическими погрешностями,* а индетерминированные — *случайными.*

В общем погрешность средства измерений зависит от информативного параметра X входного сигнала и может быть выражена степенным многочленом [14]

$$\Delta(X) = \Delta_0 + \delta_s X + \varepsilon X^2 + \ldots, \tag{3.3}$$

где Δ_0 — аддитивная составляющая погрешности, не зависящая от X; $\delta_s X$ — мультипликативная составляющая, линейно зависящая от X; $\varepsilon X^2 + \ldots$ — нелинейная составляющая погрешности.

Коэффициенты Δ_0, δ_s, ε, ... являются случайными величинами или процессами и зависят от вектора $\vec{\xi}$ факторов погрешностей, но не зависят от X.

Абсолютные и относительные погрешности средств измерений определяются аналогично выражениям (1.1) и (1.2), а *приведенная погрешность* как

$$\gamma = \frac{\Delta(X)}{X_N}, \tag{3.4}$$

где X_N — нормирующее значение (см. п. 4.1).

Из (3.4) видно, что приведенная погрешность представляет собой выражение абсолютной погрешности $\Delta(X)$ средства измерений в долях нормирующего значения X_N. Следовательно, она безразмерна и выражается обычно в процентах, а ее понятие применимо только к средствам измерений.

Классификационные признаки погрешностей средств измерений применимы и для погрешностей измерений, к которым, в частности, относятся личные погрешности и погрешности метода измерений. Погрешности этих обеих групп также могут содержать систематические и случайные составляющие. Различают еще грубые погрешности и промахи.

Грубая погрешность измерения — погрешность, существенно превышающая ожидаемую. Результаты с грубыми погрешностями обнаруживают с помощью специальных статистических критериев и исключают из рассмотрения. *Промах* — следствие неисправности средства

измерений, нарушение правил его применения, ошибочного считывания показаний, их записи и т. п. Промахи обнаруживаются непосредственно в процессе выполнения измерений.

Систематической погрешностью измерения называют составляющую погрешности измерения, которая при повторении равноточных измерений величины с неизменным размером остается постоянной или закономерно изменяется. Изменяющиеся систематические погрешности в зависимости от закона их изменения подразделяются на *прогрессирующие* (возрастающие или убывающие за время измерения), *периодические* (знак и значение периодически меняются) и *изменяющиеся по сложному закону*.

Случайной (центрированной) погрешностью измерения называют составляющую погрешности измерения, которая при повторении измерений изменяется случайным образом. Эти погрешности возникают вследствие случайных изменений свойств средств измерений, условий измерений и свойств органов чувств экспериментатора, но могут иметь также характер погрешностей метода (например, центрированная составляющая погрешности квантования). Случайность погрешностей может быть двух видов. Первый вид характерен для погрешностей, причины возникновения которых вовсе неизвестны либо известны по физической природе, но не поддаются контролю, как, например, термодинамические флуктуации. Случайность второго вида имеет субъективный характер, заключающийся в том, что погрешности, которые по сути являются детерминированными, трактуются экспериментатором как индетерминированные. Например, температурная погрешность, которую относят к случайным погрешностям, если ее зависимость от температуры неизвестна либо значение температуры не контролируется.

Поскольку погрешности измерений определяются на основании погрешностей средств измерений, они также могут быть описаны многочленной моделью, но уже в функции от результата измерений x. Как и погрешности средств измерений, погрешности измерений выражают в виде абсолютных либо относительных погрешностей, в том числе в процентах, но понятие приведенной погрешности к ним неприменимо.

Законы распределения погрешностей. При вероятностно-статистическом подходе к погрешностям они трактуются как случайные величины и процессы, исчерпывающе описываемые законами распределения вероятностей их значений — функцией распределения $P(\Delta)$ либо плотностью распределения

$$p(\Delta) = \frac{dP(\Delta)}{d\Delta}, \tag{3.5}$$

причем с учетом (1.1) погрешность

$$\Delta = x - X = \bar{\Delta} + \overset{\circ}{\Delta}, \tag{3.6}$$

где

$$\bar{\Delta} = M[\Delta] = \int_{-\infty}^{\infty} \Delta p(\Delta)\, d\Delta \tag{3.7}$$

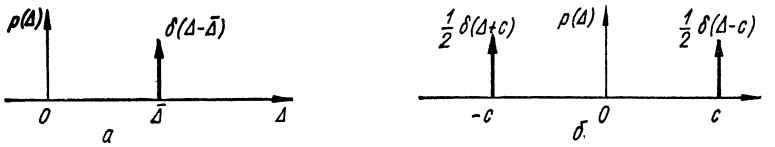


Рис. 3.1. Плотность распределения:
а — постоянной систематической погрешности; *б* — двухзначной дискретной погрешности

— математическое ожидание погрешности Δ, являющееся ее систематической составляющей; $\overset{\circ}{\Delta} = \Delta - \overline{\Delta}$ — центрированная составляющая погрешности Δ, называемая *случайной погрешностью*.

Результат измерения x, который на основании (1.1) равен сумме истинного значения X измеряемой величины и погрешности Δ, т. е. $x = X + \Delta$, при $X = \text{const}$ имеет распределение, отличающееся от распределения погрешности только математическим ожиданием.

Результирующие погрешности средства измерений и результатов измерений являются функцией элементарных погрешностей, в простейшем случае — их суммой. Поэтому результирующую погрешность, выражаемую через элементарные погрешности, следует рассматривать как систему случайных величин. Для нахождения распределения системы случайных величин необходимо знать не только безусловные, но и условные их распределения, т. е. распределения одних величин при фиксированных значениях других величин. Случайные величины, условные распределения которых равны безусловным распределениям, называются *независимыми*. В противном случае они зависимые в пределах от тесной функциональной связи до полной независимости. В этих пределах лежат все градации стохастической или вероятностной зависимости между случайными величинами или процессами, которыми являются и погрешности. Случайные величины, связанные линейной стохастической зависимостью, называются *коррелированными*.

Распределения элементарных погрешностей разнообразны. Постоянная систематическая погрешность $\overline{\Delta}$ имеет плотность распределения в виде δ-функции, т. е.

$$p(\Delta) = \delta(\Delta - \overline{\Delta}), \tag{3.8}$$

как показано на рис. 3.1, *а* через δ-функцию выражается также плотность распределения (рис. 3.1, *б*)

$$p(\Delta) = \frac{1}{2}\delta(\Delta + c) + \frac{1}{2}\delta(\Delta - c) \tag{3.9}$$

двухзначной дискретной погрешности $\Delta = \pm c$, возникающей из-за явлений гистерезисного характера (люфт в кинематической цепи, гистерезис подвижного ферромагнитного сердечника в электромагнитных приборах).

Сравнительно часто встречаются элементарные погрешности с равновероятным распределением (рис. 3.2).

Симметричное равновероятное распределение (рис. 3.2, *а*)

$$p(\Delta) = \begin{cases} \dfrac{1}{2\Delta_p} & \text{при } -\Delta_p < \Delta < \Delta_p; \\ 0 & -\ll -\Delta < -\Delta_p;\ \Delta > \Delta_p, \end{cases} \tag{3.10}$$

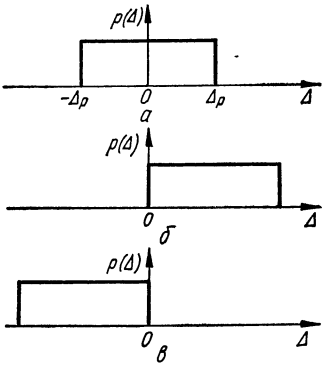
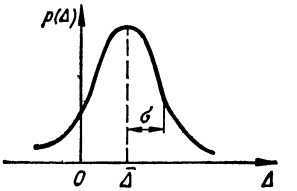


Рис. 3.2. Плотность равновероятного распределения погрешностей

Рис. 3.3. Плотность нормального распределения погрешностей



имеют погрешности, обусловленные трением в керновых опорах стрелочных приборов, погрешности округления отсчета по шкале аналогового прибора, погрешность квантования при округлении к ближайшему уровню и т. п.

Элементарная погрешность, трактуемая в соответствии с приведенным выше определением как погрешность, не подлежащая дальнейшему расчленению на составляющие, может иметь нормальное распределение (рис. 3.3), плотность которого

$$p(\Delta) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\Delta-\bar{\Delta})^2}{2\sigma^2}}, \tag{3.11}$$

где

$$\sigma = +\sqrt{M[\mathring{\Delta}^2]} = +\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} (\Delta - \bar{\Delta})^2 p(\Delta)\, d\Delta} \tag{3.12}$$

— среднее квадратическое отклонение погрешности Δ от ее математического ожидания $\bar{\Delta}$.

Согласно центральной предельной теореме нормальное распределение имеет погрешность, являющаяся суммой достаточно большого числа независимых составляющих, ни одна из которых не является доминирующей. При этом составляющие погрешности могут иметь и различные распределения.

В общем составляющие (элементарные) погрешности могут быть независимыми и зависимыми, коррелированными и некоррелированными. Если они независимы, то и некоррелированны, но не наоборот. Только при нормальном распределении некоррелированные погрешности являются независимыми.

Законы распределения погрешностей средств и результатов измерений зависят от видов законов распределения элементарных погрешностей, их количества, соотношения между их значениями и связей между ними. Определение законов распределения суммы независимых составляющих по законам распределения слагаемых называется *композицией законов распределения,* которая может быть осуществлена аналитически с помощью интеграла свертки с использованием понятия характеристической функции, а также графическим путем.

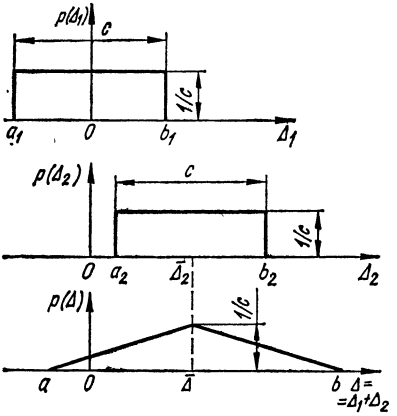


Рис. 3.4. Композиция распределения Симпсона

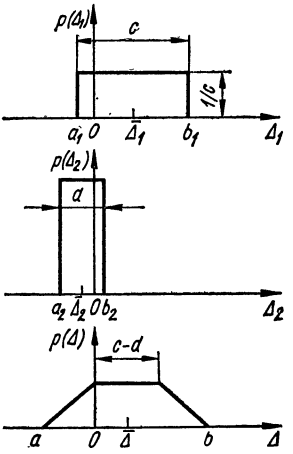


Рис. 3.5. Композиция трапецеидального распределения

Рис. 3.4. иллюстрирует композицию распределения Симпсона

$$p(\Delta) = \begin{cases} \dfrac{4(\Delta - a)}{(b-a)^2} & \text{при } 0 \leqslant \Delta \leqslant \dfrac{a+b}{2}; \\ \dfrac{4(b-\Delta)}{(b-a)^2} & \text{—«— } \dfrac{a+b}{2} \leqslant \Delta \leqslant b; \\ 0 & \text{—«— } \Delta < a; \ \Delta > b \end{cases} \tag{3.13}$$

по двум равновероятным распределениям $p(\Delta_1) = \frac{1}{c}$ и $p(\Delta_2) = \frac{1}{c}$ погрешностей Δ_1 и Δ_2. Обозначения ясны из рисунка.

Сумма двух независимых погрешностей, распределенных равномерно, но с разными плотностями, имеет трапецеидальное распределение (рис. 3.5). На рис. 3.6 показана композиция суммы двухзначной

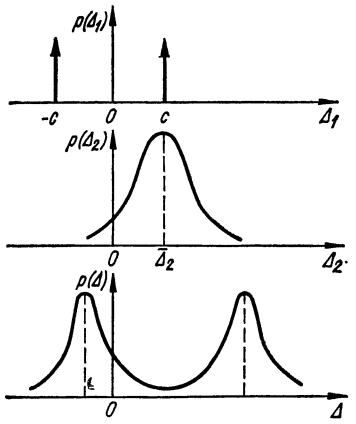


Рис. 3.6. Композиция суммы двухзначной дискретной и нормально распределенной погрешностей

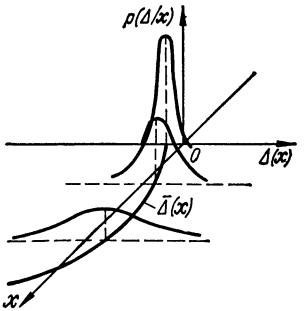


Рис. 3.7. Графическая интерпретация условной плотности распределения погрешностей

дискретной и нормально распределенной погрешностей, а на рис. 3.7 — условная плотность распределения $p\ (\Delta/x)$ многочленной погрешности $\Delta\ (x)$.

3.2. Точечные, интервальные и обобщенные характеристики погрешностей

Точность и правильность измерений. Очевидно, если погрешности меньше, то точность выше. Поэтому *точность измерений* — характеристика их качества, отображающая близость результатов измерений к истинному значению измеряемой величины. *Правильность измерений* — характеристика их качества, отображающая близость к нулю систематических погрешностей в результатах измерений.

Если систематическая погрешность известна, то погрешность результата измерения можно исправить введением поправки. *Поправка* — значение величины, прибавляемой к результату измерения с целью исключения систематической погрешности. Другими словами, поправка c равна систематической погрешности, взятой с противоположным знаком, т. е. $c = -\bar{\Delta}$.

Совокупными характеристиками точности и правильности измерений являются их воспроизводимость и сходимость. *Воспроизводимость измерений* — положительное их свойство, отражающее близость друг к другу результатов измерений, выполняемых в различных условиях (в различное время, в различных местах, разными методами, средствами и экспериментаторами). *Сходимость измерений* — воспроизводимость измерений, выполняемых в одинаковых условиях.

Исчерпывающей характеристикой для определения точности и правильности измерений является *условная плотность распределения* $p\ (\Delta(x)) = p\ (\Delta/x)$ многочленной погрешности $\Delta\ (x)$ (рис. 3.7).

Точечные и интервальные характеристики погрешностей. Отдельные вероятностные свойства погрешности $\Delta\ (x)$ описываются числовыми характеристиками ее распределения, среди которых наиболее употребительными являются *математическое ожидание* $M\ [\Delta] = \bar{\Delta}$, определяемое по (3.7), и *дисперсия* σ^2 как квадрат среднего квадратического отклонения, определяемого по (3.12). При $x = \text{const}$ дисперсия погрешности равна дисперсии результата измерения.

Из-за отсутствия полной информации о законах распределения погрешностей находят только оценки (приближенные значения) числовых характеристик, которые называют *точечными оценками,* поскольку они выражаются одним числом (точкой числовой оси). Более полными являются *интервальные оценки* погрешностей.

На основании (3.6) результат измерения

$$x = X + \Delta = X + \bar{\Delta} + \mathring{\Delta}, \tag{3.13}$$

а истинное значение величины

$$X = x - \Delta = x - \bar{\Delta} - \mathring{\Delta}, \tag{3.14}$$

причем $\mathring{\Delta}$ — случайная величина с некоторым распределением вероятностей ее значений.

Задача сводится к оценке пределов ε_1 и ε_2, в которых с заданной вероятностью P лежат значения погрешности Δ. Интервал $(\varepsilon_1, \varepsilon_2)$ называется *доверительным интервалом*, а P — *доверительной вероятностью*. Доверительный интервал — интервал $(\varepsilon_1, \varepsilon_2)$, который с доверительной вероятностью

$$P = P(x - \varepsilon_1 < X < x + \varepsilon_2) \tag{3.15}$$

накрывает истинное значение X измеряемой величины.

Если систематическая составляющая $\bar{\Delta}$ погрешности Δ известна и учтена, то при симметричном доверительном интервале $(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = \pm\varepsilon$ нормально распределенной погрешности доверительная вероятность

$$P = \int_{-\varepsilon}^{\varepsilon} p(\Delta)\, d\Delta = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\varepsilon} e^{-\frac{\mathring{\Delta}^2}{2\sigma^2}} \frac{d\Delta}{\sigma} = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{z} e^{-\frac{z^2}{2}} dz = 2\Phi(z), \tag{3.16}$$

где

$$\Phi(z) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{z} e^{-\frac{z^2}{2}} dz \tag{3.17}$$

— функция Лапласа *(интеграл вероятностей)*, значения которой табулированы; некоторые удвоенные ее значения $2\Phi(z)$ при $z = \varepsilon/\sigma$ для симметричного интервала $\pm\varepsilon$ приведены ниже.

z	0,00	0,50	0,6745	0,80	1,00	1,50	2,00	3,00	4,00
$2\Phi(z)$	0,0000	0,3830	0,5000	0,5762	0,6826	0,8664	0,9544	0,9973	0,9999

Следовательно, при нормальном распределении погрешностей и известном σ половина симметричного доверительного интервала $\varepsilon = z\sigma$, а доверительная вероятность

$$P = P(x - z\sigma < X < x + z\sigma) = 2\Phi\left(\frac{\varepsilon}{\sigma}\right). \tag{3.18}$$

При нормальном распределении, как видно из приведенных выше данных, доверительной вероятности $P = 2\Phi(z) = 0{,}5000$ соответствует симметричный доверительный интервал, половина которого $\varepsilon = z\sigma$ называется *вероятной погрешностью*

$$\rho = 0{,}6745\sigma \approx \frac{2}{3}\sigma,$$

а доверительной вероятности $P = 2\Phi(z) = 0{,}5762$ соответствует доверительный интервал, половина которого называется *средней арифметической погрешностью*

$$\vartheta = M|\mathring{\Delta}| = 0{,}7979\sigma \approx \frac{4}{5}\sigma.$$

Погрешность, равную 3σ, условно называют *предельной погрешностью*, так как она равна половине доверительного интервала, кото-

рому соответствует доверительная вероятность $P = 0{,}9973$, а вероятность большей погрешности, чем 3σ, составляет $Q = 1 - 0{,}9973 = 0{,}0027$, т. е. практически мала.

Обобщенные характеристики погрешностей. К ним отнесем *средний квадрат* и *энтропийное значение* погрешности, понятия которых связаны с понятием потерь измерительной информации при ее преобразовании в процессе измерения.

Погрешность как эргодический стационарный случайный процесс согласно (1.1) представима в виде

$$\Delta(t) = x(t) - X(t) = \bar{x}(t) + \mathring{x}(t) - \bar{X}(t) - \mathring{X}(t) =$$
$$= \bar{x}(t) - \bar{X}(t) + \mathring{x}(t) - \mathring{X}(t) = \bar{\Delta}(t) + \mathring{\Delta}(t). \qquad (3.19)$$

Средний квадрат $\overline{\Delta^2(t)}$ погрешности $\Delta(t)$ или средняя квадратическая погрешность $\varepsilon(t)$ с учетом (3.19) определяется как

$$\varepsilon(t) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{T} \Delta^2(t)\,dt = \overline{\Delta^2(t)} = \bar{\Delta}^2 + \sigma^2_{\mathring{\Delta}}, \qquad (3.20)$$

поскольку $\overline{2\bar{\Delta}(t)\,\mathring{\Delta}(t)} = 0$.

Если $X(t) = X = \text{const}$, то $\mathring{X}(t) = 0$ и тогда в (3.19) $\mathring{\Delta}(t) = \mathring{x}(t)$, а в (3.20) $\sigma^2_{\mathring{\Delta}} = \sigma^2_{\mathring{x}}$, т. е. дисперсия погрешности определяется только дисперсией результата $x(t)$. Отметим, что средний квадрат погрешности не следует смешивать с ее средним квадратическим отклонением.

Энтропийное значение погрешности определяется как [24]

$$\Delta_э = K_э \sigma, \qquad (3.21)$$

где $K_э$ — энтропийный коэффициент, значение которого однозначно определяется видом закона распределения погрешности Δ, а σ — ее среднее квадратическое отклонение.

При определении $\Delta_э$ посредством $K_э$ распределение погрешности заменяется эквивалентным равновероятным. Энтропийный коэффициент нормального распределения $K_{э\,н} = 2{,}07$. Поэтому энтропийное значение нормально распределенной погрешности равно половине доверительного интервала при доверительной вероятности $P = 2\Phi(2) = 0{,}95$, т. е. $\Delta_{э\,н} = \varepsilon$.

3.3. Общие вопросы оценивания погрешностей результатов измерений

Исключение систематических погрешностей. Любая систематическая погрешность опаснее центрированной, так как она всегда искажает результат измерения. В связи с этим важнейшей задачей измерительного эксперимента является обнаружение систематических погрешностей с целью их исключения или учета.

Универсального способа обнаружения систематических погрешностей не существует, поскольку весьма разнообразны методы, средства и условия измерений. Поэтому при подготовке измерительного эксперимента необходимо тщательно изучить систематические погрешности.

Под *исключением систематических погрешностей* подразумевают их уменьшение до уровня незначительных центрированных составляющих. Неисключенные остатки систематических погрешностей обычно трактуют как случайные погрешности. К общим способам исключения систематических погрешностей относят: *введение поправок* и *устранение источников* систематических погрешностей.

Систематическая погрешность $\bar{\Delta}$ считается исключенной [12], если

$$|\bar{\Delta}| \leqslant 0{,}05\Delta \text{ при } n = 1$$

и

$$|\bar{\Delta}| \leqslant 0{,}005\Delta \text{ при } n = 2,$$

где n — число значащих цифр, которыми выражается предел Δ допускаемой погрешности результата измерений.

К специальным способам исключения систематических погрешностей относятся: способ замещения; способ компенсации погрешности по знаку; способ противопоставления; способ симметричных наблюдений.

Способ замещения состоит в том, что сначала на вход измерительного прибора подают измеряемую величину, а затем заменяют ее величиной с таким известным значением $x_д$, при котором показание прибора остается прежним. Искомое значение измеряемой величины находят по значению $x_д$, которое воспроизводится мерой.

Способ компенсации погрешности по знаку состоит в том, что данную величину измеряют дважды, меняя условия измерений так, чтобы подлежащая исключению постоянная систематическая погрешность (с неизвестным размером, но известная по происхождению) вошла в результаты измерений с противоположными знаками. Тогда среднее арифметическое результатов свободно от этой погрешности.

Очевидно, способ компенсации погрешности по знаку применим для исключения систематических погрешностей, источники которых обладают направленным действием. Он используется, например, для исключения погрешности, обусловленной влиянием паразитных термоэ. д. с. в измерительных цепях постоянного тока. В этом случае второе измерение выполняют при противоположном направлении тока. Для исключения влияния магнитного поля Земли на показания электроизмерительного прибора последний перед вторым измерением поворачивают на 180° в горизонтальной плоскости.

Способ противопоставления состоит в том, что измеряемая величина дважды сравнивается с величиной, которая воспроизводится мерой, причем перед вторым сравнением они взаимно меняются местами в измерительной цепи. Результат измерения в виде среднего пропорционального между значениями величины, воспроизводимыми мерой при первом и втором сравнениях, вовсе не зависит от коэффициента передачи измерительной цепи. Поэтому постоянная систематическая погрешность этого коэффициента, имеющая место при однократном измерении, полностью исключается.

Способ симметричных наблюдений состоит в том, что сначала измеряют данную величину X, а затем спустя некоторый промежуток времени Δt выполняют полное или неполное замещение мерой с известным значением $x_д$ и снова через Δt повторяют измерение X. При этом

исключаются постоянная и линейно прогрессирующая систематические погрешности.

Суммирование погрешностей. Под *суммированием погрешностей* подразумевается нахождение характеристик результирующей погрешности по характеристикам ее составляющих. Суммирование погрешностей приходится осуществлять на стадии разработки и при применении средств измерений, в частности, когда средства измерений являются компонентами сложных измерительных цепей, например информационно-измерительных систем.

До недавнего времени использовались два способа суммирования погрешностей. Первый заключается в вычислении предельной погрешности

$$\Delta = \pm \sum_{i=1}^{n} |\Delta_i|, \tag{3.22}$$

а второй основан на допущении, что элементарные погрешности независимы, имеют нормальное распределение и поэтому складываются геометрически, т. е.

$$\Delta = \pm \sqrt{\sum_{i=1}^{n} \Delta_i^2}. \tag{3.23}$$

Оба способа не учитывают корреляционных связей, дают завышенные оценки результирующей погрешности и пригодны в отдельных случаях при $n \leqslant 3$. Для учета корреляционных связей между составляющими П. В. Новицкий предлагает разбить их на группы сильно коррелированных погрешностей с коэффициентами корреляции $r = \pm (0{,}7...1)$, принять $r = \pm 1$ и в пределах группы складывать их алгебраически, а для результирующих погрешностей групп принять $r = 0$ и складывать их геометрически.

С целью учета законов распределения элементарных погрешностей П. В. Новицкий предлагает суммировать их энтропийные значения. Для определения энтропийных коэффициентов построены специальные графики [24], но, к сожалению, законы распределения погрешностей известны только приближенно и поэтому суммирование погрешностей и далее остается проблемой, решение которой тесно связано с нормированием характеристик погрешностей средств измерений. Рациональным оказывается суммирование многочленных погрешностей.

При последовательном соединении звеньев измерительной цепи результирующая многочленная погрешность

$$\Delta(X) = \Delta_{01} + \frac{\Delta_{02}}{K_{1\text{ном}}} + \frac{\Delta_{02}}{K_{1\text{ном}}K_{2\text{ном}}} + \cdots + (\delta_{s1} + \delta_{s2} + \delta_{s3} + \ldots)\times$$

$$\times X + (\varepsilon_1 + \varepsilon_2 K_{1\text{ном}} + \varepsilon_3 K_{1\text{ном}} K_{2\text{ном}} + \ldots) X^2 + \cdots =$$

$$= \Delta_0 + \delta_s X + \varepsilon X^2 + \cdots = \bar{\Delta}(X) + \overset{\circ}{\Delta}(X), \tag{3.24}$$

где Δ_{0i}, δ_{si}, ε_i, ... — коэффициенты многочленной погрешности i-го звена с номинальным коэффициентом преобразования $K_{i\text{ном}}$.

При параллельном соединении n звеньев результирующая многочленная погрешность

$$\Delta(X) = \frac{X}{K_{\text{ном}}} \sum_{i=1}^{n} \Delta K_i = \frac{1}{K_{\text{ном}}} \sum_{i=1}^{n} K_{i\text{ном}} \Delta_i(X) = \Delta_0 + \delta_s X + \varepsilon X^2 + \ldots, \tag{3.25}$$

где $K_{\text{ном}} = \sum_{i=1}^{n} K_{i\text{ном}}$ — суммарный номинальный коэффициент преобразования; ΔK_i — погрешность коэффициента преобразования i-го звена; $\Delta_i(X) = \Delta_{0i} + \delta_{si} X + \cdots$ — многочленная погрешность i-го звена.

При встречно-параллельном соединении после пренебрежения членами второго и высших порядков малости

$$\Delta(X) = \Delta_{01} \mp \Delta_{02} K_{2\text{ном}} + \left(\frac{\delta_{s1}}{K_{1\text{ном}}} \mp \delta_{s2} K_{2\text{ном}}\right) K_{\text{ном}} X +$$

$$+ \left(\frac{\varepsilon_1}{K_{1\text{ном}}^2} \mp \varepsilon_2 K_{2\text{ном}}\right) K_{\text{ном}}^2 X^2 + \cdots = \Delta_0 + \delta_s X + \varepsilon X^2 + \ldots, \tag{3.26}$$

где $K_{1\text{ном}}$ и $K_{2\text{ном}}$ — номинальные коэффициенты преобразования прямой и обратной цепей соответственно; $K_{\text{ном}} = \frac{K_{1\text{ном}}}{1 \pm K_{1\text{ном}} K_{2\text{ном}}}$ — номинальный коэффициент преобразования встречно-параллельного соединения, а значение погрешностей цепей преобразования приведены к их входам.

На основании выражений (3.24), (3.25) и (3.26) можно найти оценку суммарной погрешности

$$\tilde{\Delta}(X) = \tilde{\bar{\Delta}}(X) \pm k(P)\,\tilde{\sigma}(X), \tag{3.27}$$

где $\tilde{\bar{\Delta}}(X)$ и $\tilde{\sigma}(X)$ — соответственно оценка систематической составляющей и среднего квадратического отклонения центрированной составляющей результирующей многочленной погрешности; $k(P)$ — коэффициент, зависящий от доверительной вероятности и закона распределения погрешности.

Если систематические составляющие элементарных погрешностей известны, то оценку $\tilde{\bar{\Delta}}(X)$ легко найти. Затруднения возникают при определении $k(P)$ и $\tilde{\sigma}(X)$, так как в большинстве случаев не хватает информации о законах распределения погрешностей и о коэффициентах корреляции. В связи с этим при суммировании погрешностей приходится принимать, что элементарные погрешности независимы и распределены нормально (за исключением тех, законы распределения которых известны).

Показатели точности и формы представления результатов измерений. ГОСТ 8.011—72 устанавливает формы представления результатов измерений соответственно регламентированным тем же стандартом способам выражения точности измерений.

Если точность измерения определяется интервалом с нижней $\Delta_{\text{н}}$ и верхней $\Delta_{\text{в}}$ границами, в котором с заданной вероятностью P находится суммарная погрешность измерения Δ, то результат измерения x

Таблица 3.1

Распределение			a/σ
Наименование	Обозначение	График	
Нормальное усеченное	норм.		3,0
Треугольное Симпсона	Δ		2,4
Трапецеидальное	трап.		2,3
Равномерное	равн.		1,7
Антимодальное I	ам I		1,4
То же, II	ам II		1,2
Релея усеченное	Рел.		3,3

представляется в виде:

$$x;\ \Delta \text{ от } \Delta_н \text{ до } \Delta_в;\ P. \tag{3.28}$$

Пример: 120 В; Δ от —1 до 1 В; $P = 0{,}99$.

Если точность измерения определяется интервалом с нижней $\overline{\Delta}_н$ и верхней $\overline{\Delta}_в$ границами, в котором с заданной вероятностью P находится систематическая составляющая $\overline{\Delta}$ суммарной погрешности измерения, оценкой $\tilde{\sigma}\,[\mathring{\Delta}]$ среднего квадратического отклонения $\sigma\,[\mathring{\Delta}]$ случайной (центрированной) составляющей $\mathring{\Delta}$ и стандартной аппроксимацией

$p^{ст}(\mathring{\Delta})$ ее плотности распределения, то результат измерения x представляется в виде

$$x;\ \bar{\Delta} \text{ от } \bar{\Delta}_н \text{ до } \bar{\Delta}_в;\ P;\ \tilde{\sigma}[\mathring{\Delta}];\ p^{ст}(\mathring{\Delta}), \tag{3.29}$$

причем $p^{ст}(\mathring{\Delta})$ выбирается из табл. 3.1.

Пример: 10,75 м³/с; $\bar{\Delta}$ от 0,15 до 0,23 м³/с; $P = 0{,}95$; $\tilde{\sigma}[\mathring{\Delta}] = 0{,}20$ м³/с; равн.

Если точность измерения выражается стандартными аппроксимациями $p^{ст}(\bar{\Delta})$ и $p^{ст}(\mathring{\Delta})$ плотностей распределения систематической и центрированной составляющих погрешностей измерения и оценками $\tilde{\sigma}[\bar{\Delta}]$ и $\tilde{\sigma}[\mathring{\Delta}]$ их средних квадратических отклонений, то результат измерения x представляется в виде

$$x;\ \tilde{\sigma}[\bar{\Delta}];\ p^{ст}(\bar{\Delta});\ \tilde{\sigma}[\bar{\Delta}_0];\ p^{ст}(\mathring{\Delta}). \tag{3.30}$$

Пример: 15,07 В; $\tilde{\sigma}[\bar{\Delta}] = 0{,}01$ В; равн.; $\tilde{\sigma}[\mathring{\Delta}] = 0{,}02$ В; норм.

Если точность измерения выражается плотностями распределения $p(\bar{\Delta})$ и $p(\mathring{\Delta})$ соответственно систематической $\bar{\Delta}$ и центрированной $\mathring{\Delta}$ составляющих погрешности измерения, то результат измерения x можно представить в виде:

$$x;\ p(\tilde{\Delta});\ p(\mathring{\Delta}). \tag{3.31}$$

Пример:

$$218 \text{ В};\ p(\bar{\Delta}) = \begin{cases} 0{,}25 \text{ 1/В при } -2 \text{ В} \leqslant \bar{\Delta} \leqslant 2 \text{ В}; \\ 0 - \ll - - 2 \text{ В} > \bar{\Delta} \geqslant 2 \text{ В}; \end{cases}$$

$$p(\mathring{\Delta}) = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\mathring{\Delta}^2}{8}\right) \text{ 1/В}.$$

Выбор надлежащей формы представления результатов измерений определяется характером их непосредственного использования по назначению (промежуточные или окончательные) и видом дальнейшей обработки. При этом погрешность выражается не более чем двумя значащими цифрами, а младший разряд числового значения результата измерения должен быть тот же, что и младший разряд числового значения погрешности.

3.4. Оценивание погрешностей результатов прямых измерений

Равноточные измерения. Погрешности результатов однократных измерений оценивают по указанным в технической документации характеристикам средств измерений с учетом условий их применения в данном измерительном эксперименте, а результаты измерений представляют по одной из рассмотренных выше форм.

Результаты наблюдений $x_1, x_2, \ldots, x_n$ при прямых равноточных измерениях равновероятны, т. е. их вероятности

$$p_1 = p_2 = \cdots = p_i = \cdots = p_n = p = \frac{1}{n},$$

и поэтому их среднее значение

$$\bar{x}_n = \sum_{i=1}^{n} x_i p_i = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} x_i = \frac{1}{n} \sum (X + \bar{\Delta} + \mathring{\Delta}_i) =$$

$$= X + \bar{\Delta} + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} \mathring{\Delta}_i, \tag{3.32}$$

где X — истинное значение измеряемой величины; $\bar{\Delta}$ — постоянная систематическая погрешность; $\Delta_i = x_i - \bar{x}$ — случайное отклонение i-го результата наблюдения x_i от математического ожидания $\bar{x} = \bar{x}_{n \to \infty}$.

При ограниченном n значение $\bar{x}_n$ еще является случайной величиной, дисперсия которой

$$\sigma^2_{\bar{x}_n} = \frac{1}{n^2} \sum_{i=1}^{n} \sigma^2 = \frac{\sigma^2}{n},$$

поскольку X и $\bar{\Delta}$ неслучайны, а Δ_i — независимые случайные величины с одинаковыми дисперсиями σ^2.

Следовательно, если $\bar{x}_n$ служит результатом измерения, то его среднее квадратическое отклонение

$$\sigma_{\bar{x}_n} = \frac{\sigma}{\sqrt{n}}, \tag{3.33}$$

т. е. в $\sqrt{n}$ раз меньше среднего квадратического отклонения результата однократного наблюдения.

Если σ неизвестно, то необходимо найти его оценку

$$s_n = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^{n} (x_i - \bar{x}_n)^2}, \tag{3.34}$$

а тогда

$$s_{\bar{x}_n} = \frac{s_n}{\sqrt{n}} = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{i=1}^{n} (x_i - \bar{x}_n)^2}. \tag{3.35}$$

Значения s_n и $s_{\bar{x}_n}$ с достаточным приближением можно определить по формулам

$$s_n \approx \frac{x_{(n)} - x_{(1)}}{\sqrt{n}} \quad \text{и} \quad s_{\bar{x}_n} \approx \frac{x_{(n)} - x_{(1)}}{n},$$

где $x_{(1)} = x_{\min}$ и $x_{(n)} = x_{\max}$ — минимальное и максимальное значения результатов наблюдений, упорядоченных по возрастающим значениям в вариационный ряд $x_{(1)}, x_{(2)}, \ldots, x_{(n)}$.

Если значение $x_{(1)}$ или $x_{(n)}$ резко отличается от других членов вариационного ряда (промах, грубая погрешность), то его отбрасывают и в обработке результатов наблюдений не учитывают. Для проверки вида погрешности (грубая или значительная случайная) используется *статистический критерий обнаружения грубых погрешностей* по ГОСТ 11.002—73. Если условия критерия выполняются, то подо-

зреваемый результат наблюдения $x_{(1)}$ или $x_{(n)}$ отбрасывают как анормальный.

При известном σ критерием анормальности служит соотношение между

$$t_n = \frac{\bar{x}_n - x_{(1)}}{\sigma} \quad \text{или} \quad t_n = \frac{x_{(n)} - \bar{x}_n}{\sigma}$$

и значением β, которое для данного n и принятой вероятности (уровня значимости) $\alpha = P\ (t_n \geqslant \beta)$ берут из табл. 3.2. Если $t_n \geqslant \beta$, то результат $x_{(1)}$ или $x_{(n)}$ анормальный.

Таблица 3.2

n	α				n	α			
	0,100	0,050	0,010	0,005		0,100	0,050	0,010	0,005
3	1,497	1,738	2,215	2,396	14	2,352	2,589	3,072	3,261
4	1,696	1,941	2,431	2,618	15	2,382	2,617	3,099	3,287
5	1,835	2,080	2,574	2,764	16	2,409	2,644	3,124	3,312
6	1,939	2,184	2,679	2,870	17	2,434	2,668	3,147	3,334
7	2,022	2,267	2,761	2,952	18	2,458	2,691	3,168	3,355
8	2,091	2,334	2,828	3,019	19	2,480	2,712	3,188	3,375
9	2,150	2,392	2,884	3,074	20	2,500	2,732	3,207	3,393
10	2,200	2,441	2,931	3,122	22	2,538	2,768	3,240	3,425
11	2,245	2,484	2,973	3,163	23	2,555	2,784	3,255	3,439
12	2,284	2,523	3,010	3,199	24	2,571	2,800	3,269	3,453
13	2,320	2,557	3,043	3,232					

При неизвестном σ критерием анормальности служит соотношение между

$$u_n = \frac{\bar{x}_n - x_{(1)}}{s_n} \quad \text{или} \quad u_n = \frac{x_{(n)} - \bar{x}_n}{s_n}$$

Таблица 3.3

n	α				n	α			
	0,100	0,075	0,050	0,025		0,100	0,075	0,050	0,025
3	1,15	1,15	1,15	1,15	12	2,13	2,20	2,29	2,41
4	1,42	1,44	1,46	1,48	13	2,17	2,24	2,33	2,47
5	1,60	1,64	1,67	1,72	14	2,21	2,28	2,37	2,50
7	1,83	1,88	1,94	2,02	15	2,25	2,32	2,41	2,55
8	1,91	1,96	2,03	2,13	16	2,28	2,35	2,44	2,58
9	1,98	2,04	2,11	2,21	17	2,31	2,38	2,48	2,62
10	2,03	2,10	2,18	2,29	18	2,34	2,41	2,50	2,66
11	2,09	2,14	2,23	2,36	19	2,36	2,46	2,56	2,71

и значением β, которое для данного n и принятой вероятности $\alpha = P\ (u_n > \beta)$ берут из табл. 3.3. Если $u_n \geqslant \beta$, то результат $x_{(1)}$ или $x_{(n)}$ отбрасывается как анормальный.

Результат измерения

$$x = \bar{x}_n \pm \varepsilon,$$

где ε — доверительная граница погрешности при заданной доверительной вероятности P. При нормальном распределении погрешности, известном σ и $\bar{\Delta} = 0$ доверительный симметричный интервал

$$\bar{x}_n - z\frac{\sigma}{\sqrt{n}} \leqslant X \leqslant \bar{x}_n + z\frac{\sigma}{\sqrt{n}}. \qquad (3.36)$$

Таблица 3.4

$n-1$	$P=0{,}95$	$P=0{,}99$	$n-1$	$P=0{,}95$	$P=0{,}99$
3	3,182	5,841	16	2,120	2,921
4	2,776	4,604	18	2,101	2,878
5	2,571	4,032	20	2,086	2,845
6	2,447	3,707	22	2,074	2,819
7	2,365	3,499	24	2,064	2,997
8	2,306	3.355	26	2,056	2,779
9	2,262	3,250	28	2,048	2,763

При неизвестном σ, когда оценка $s_{\bar{x}_n}$ найдена, при $n < 30$ вместо z следует положить коэффициент Стьюдента t из табл. 3.4, и тогда симметричный доверительный интервал

$$\bar{x}_n - t\frac{s_n}{\sqrt{n}} \leqslant X \leqslant \bar{x}_n + t\frac{s_n}{\sqrt{n}}. \qquad (3.37)$$

Пример. Вариационный ряд результатов наблюдений при измерении сопротивления

$$R_{(i)} = 9{,}992;\ 9{,}995;\ 9{,}997;\ 9{,}999;\ 10{,}000;\ 10{,}001;\ 10{,}003;$$
$$10{,}005;\ 10{,}007;\ 10{,}121 \text{ Ом}.$$

Подозрительным является $R_{10} = 10{,}121$ Ом.

Оценка среднего значения

$$\bar{r}_{10} = \frac{1}{10}\sum_{i=1}^{10} R_i = 10{,}000 + \frac{1}{10}\sum_{i=1}^{10}(R_i - 10{,}000) = 10{,}012 \text{ Ом}.$$

Оценка среднего квадратического отклонения

$$s_{10} = \sqrt{\frac{1}{10-1}\sum_{i=1}^{10}(R_i - 10{,}012)^2} = 0{,}04 \text{ Ом}.$$

Следовательно,

$$u_n = \frac{R_{(10)} - \bar{r}_{10}}{s_{10}} = \frac{10{,}121 - 10{,}012}{0{,}04} = 2{,}72 > \beta$$

при $n = 10$ и всех значениях α (табл. 3.3), а поэтому $R_{(10)}$ отбрасываем и находим

$$\bar{r}_9 = \frac{1}{9}\sum_{i=1}^{9} R_i = 10{,}000 \text{ Ом}$$

и

$$s_9 = \sqrt{\frac{1}{9-1}\sum_{i=1}^{9}(R_i - 10{,}000)^2} \approx 4{,}78 \cdot 10^{-3}.$$

По табл. 3.4 для $n - 1 = 8$ и $P = 0{,}95$ имеем $t = 2{,}306$; следовательно, доверительный интервал

$$10{,}000 - 2{,}306\,\frac{0{,}00478}{\sqrt{9}} \leqslant R \leqslant 10{,}000 + 2{,}306\,\frac{0{,}00478}{\sqrt{9}},$$

т. е. $R = 10{,}000 \pm 0{,}004$ Ом.

3.5. Погрешности косвенных измерений

В случае косвенных измерений, когда величина X, значение x которой находят по результатам $x_1, x_2, \ldots, x_m$ прямых измерений величин $X_1, X_2, \ldots, X_m$ связана с ними зависимостью

$$X = F(X_1, X_2, \ldots, X_m), \tag{3.38}$$

результат измерения

$$x = F(x_1, x_2, \ldots, x_m) = F(X_1 + \Delta_1, X_2 + \Delta_2, \ldots, X_m + \Delta_m), \tag{3.39}$$

где $\Delta_1, \Delta_2, \ldots, \Delta_m$ — погрешности измерения величин $X_1, X_2, \ldots, X_m$.

На основании этих выражений погрешность результата косвенных измерений при сохранении линейных членов в разложении по формуле Тейлора принимает вид

$$\Delta = x - X = \sum_{i=1}^{m} \frac{\partial F}{\partial X_i}\,\Delta_i, \tag{3.40}$$

где $\frac{\partial F}{\partial X_i}\,\Delta_i$ — частные погрешности результата косвенных измерений; $\frac{\partial F}{\partial X_i}$ — коэффициенты влияния погрешностей Δ_i на погрешность результата косвенных измерений.

Поскольку истинные значения $X_1, X_2, \ldots, X_m$ неизвестны, значения dF/dX_i вычисляют приближенно как dF/dx_i при обыкновенных и $dF/d\bar{x}_i$ при статистических измерениях.

Если погрешности Δ_i коррелированы, то дисперсия погрешности результата косвенных измерений

$$\sigma^2 = \sum_{i=1}^{m} \left(\frac{\partial F}{\partial X_i}\,\sigma_i\right)^2 + 2\sum_{i<j} \frac{\partial F}{\partial X_i}\,\frac{\partial F}{\partial X_j}\,r_{ij}\sigma_i\sigma_j, \tag{3.41}$$

где σ_i, σ_j — средние квадратические отклонения погрешностей Δ_i, Δ_j; r_{ij} — коэффициенты корреляции между этими погрешностями.

В последнем выражении можно пренебречь членами $\frac{\partial F}{\partial X_i}\,\sigma_i < \frac{\sigma}{3}$, когда σ выражается одной значащей цифрой, и членами $\frac{\partial F}{\partial X_i}\,\sigma_i < \frac{\sigma}{10}$, когда σ выражается двумя значащими цифрами.

Если X выражается многочленом первой степени

$$X = \sum_{i=1}^{m} a_i X_i, \tag{3.42}$$

го

$$\Delta = \sum_{i=1}^{m} a_i \Delta_i, \tag{3.43}$$

и при отсутствии корреляции

$$\sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^{m} (a_i \sigma_i)^2}. \tag{3.44}$$

Если X выражается степенной функцией

$$X = a_0 X_1^{a_1} X_2^{a_1} \ldots X_m^{a_m}, \tag{3.45}$$

то

$$\Delta = x \sum_{i=1}^{m} a_i \delta_i, \tag{3.46}$$

а при отсутствии корреляции

$$\sigma = x \sqrt{\sum_{i=1}^{m} (a_i v_i)^2}, \tag{3.47}$$

где $v_i = \sigma_i / x_i$ — относительное среднее квадратическое отклонение погрешности Δ_i.

Пример. Найти выражение относительной погрешности измерения эквивалентного сопротивления R цепи по результатам измерения активной мощности P и силы тока I.

Поскольку сопротивление $R = \frac{P}{I^2}$, на основании (3.40) абсолютная погрешность его измерения

$$\Delta_R = \frac{\partial R}{\partial P} \Delta_P + \frac{\partial R}{\partial I} \Delta_I = \frac{1}{I^2} \Delta_P - \frac{2P}{I^3} \Delta_I,$$

а относительная погрешность

$$\delta_R = \frac{\Delta_R}{R} = \frac{\Delta_P}{P} - 2\frac{\Delta_I}{I} = \delta_P - 2\delta_I.$$

Предел допускаемой относительной погрешности измерения эквивалентного сопротивления

$$\delta_{R\text{доп}} = \delta_{P\text{доп}} + 2\delta_{I\text{доп}},$$

где $\delta_{P\text{доп}}$, $\delta_{I\text{доп}}$ — соответственно пределы допускаемых относительных погрешностей измерения мощности и силы тока.

Глава 4. СОПРЯЖЕНИЕ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

4.1. Общие сведения

Большое разнообразие измеряемых величин и параметров технологических процессов, с одной стороны, и стремление к универсальности средств измерений, с другой, обусловили перспективность построения комплексных средств измерений по *принципу агрегатирования*. Составными элементами комплексных средств измерений и автоматизации являются отдельные меры и измерительные преобразователи, запоминающие устройства и устройства сравнения, устройства сопряжения (масштабные, линеаризирующие и унифицирующие преобразовате-

ли, коммутаторы, линии связи), а также вспомогательные узлы и блоки (источники питания, блоки управления, средства регистрации и т. п.).

Как измерительные преобразователи, так и устройства сопряжения, входящие в состав сложного средства измерения, имеют свои метрологические, конструктивные, эксплуатационные и другие характеристики. Задача сопряжения этих элементов заключается в выработке единых требований к сопрягаемым элементам, при выполнении которых обеспечивается их совместимость. В первую очередь должна обеспечиваться так называемая *информационная совместимость*, под которой понимают свойство сопрягаемых средств, обеспечивающее согласованность их входных и выходных сигналов, в частности их рабочих диапазонов. Это достигается унификацией сигналов либо применением стандартных вспомогательных согласующих устройств, включаемых между согласуемыми средствами измерения.

Необходимым условием обеспечения метрологической совместимости является *методологическая совместимость* анализа, нормирования, синтеза, идентификации и прогнозирования погрешностей сопрягаемых средств измерений, что достигается использованием единой математической модели погрешностей отдельных средств измерений, единого способа нормирования и представления одноименных характеристик, а также единых критериев согласования метрологических характеристик.

Сопрягаемые средства измерений должны также удовлетворять требованиям *энергетической совместимости* (согласованность требований к параметрам источников, а также трассам энергопитания), *конструктивной совместимости* (согласованность конструктивных параметров и механическая сопрягаемость), *эксплуатационной* (согласованность эксплуатационных характеристик в части устойчивости к воздействию внешних факторов) и *надежностной* (согласованность характеристик надежности) совместимостей.

4.2. Линеаризация функции преобразования

Первичные измерительные преобразователи, в частности преобразователи неэлектрических величин в электрические выходные сигналы, имеют, как правило, нелинейную функцию преобразования. Поэтому при их сопряжении с электрическими измерительными приборами возникает необходимость *линеаризации функции преобразования первичного преобразователя*, т. е. получения линейной зависимости выходного сигнала от входной измеряемой величины. В отдельных случаях достичь линейности функции преобразования можно конструкторско-технологическими приемами, в частности использованием специальных материалов, применением соответствующей технологии изготовления или соответствующего конструктивного выполнения элементов преобразователя. Следует отметить, что эти способы далеко не всегда позволяют получить с достаточной степенью точности линейную функцию преобразования. Поэтому во многих случаях приходится прибегать к другим способам линеаризации, например путем построения неравномерных шкал в аналоговых приборах либо использованием алгоритмических, а также структурных методов.

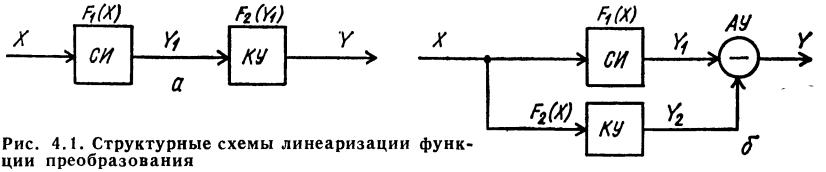


Рис. 4.1. Структурные схемы линеаризации функции преобразования

Совокупность конструкторско-технологических, математических, структурных и других приемов, направленных на обеспечение с заданной точностью линейной функции преобразования, называют *линеаризацией функции преобразования*.

Структурные методы линеаризации, сущность которых заключается в применении корректирующих устройств, соответствующим образом включенных в измерительную цепь, наиболее универсальны и относительно просты в реализации при одновременном обеспечении высокой степени приближения скорректированной функции преобразования к требуемой.

Поскольку линеаризация функции преобразования связана, как правило, с формированием в корректирующем устройстве сигналов, функционально связанных с измеряемой величиной, простейшая структурная схема линеаризации может быть представлена в виде последовательного или параллельного соединения первичного преобразователя или другого средства измерения *СИ*, функцию преобразования которого необходимо линеаризировать, и корректирующего устройства *КУ*. При их последовательном соединении (рис. 4.1, *а*) общая функция преобразования

$$Y = F_2(Y_1) = F_2[F_1(X)].$$

Так как функция преобразования скорректированного средства измерения должна быть линейной, т. е.

$$Y = kX,$$

то, учитывая, что

$$F_2(Y_1) = F_2[F_1(X)] = kX,$$

функция преобразования корректирующего устройства будет иметь вид

$$F_2(Y_1) = kF_1^{-1}(Y_1),$$

т. е. обратна функции преобразования корректируемого средства измерения.

Если, например,

$$Y_1 = a_1X + a_2X^2,$$

то, так как обратная функция $X = f(Y_1)$ имеет вид

$$X = \frac{-a_1 + \sqrt{a_1^2 + 4a_2Y_1}}{2a_2},$$

функция преобразования корректирующего устройства

$$F_2(Y_1) = \frac{k}{2a_2}\left(\sqrt{a_1^2 + 4a_2Y_1} - a_1\right) = k_1\left(\sqrt{b^2 - Y_1} - b\right),$$

где $k_1 = k/\sqrt{a_2}$ и $b = a_1/(2\sqrt{a_2})$ — постоянные коэффициенты.

Результирующая погрешность δ скорректированного средства измерения в первом приближении может быть оценена суммой относительных погрешностей корректируемого средства и корректирующего устройства:

$$\delta \approx \delta_{СИ} + \delta_{КП},$$

где $\delta_{СИ}$ и $\delta_{КП}$ — погрешности корректируемого и корректирующего преобразователей.

Следовательно, при линеаризации по последовательной схеме к корректирующему устройству предъявляются высокие требования к точности. Выполнение этих требований зачастую связано с большими трудностями, тем более, что необходимо при этом обеспечить соответствующий вид функции преобразования корректирующего устройства.

Несмотря на упомянутые трудности последовательная схема линеаризации получила широкое распространение особенно для линеаризации функции преобразования преобразователей неэлектрических величин в электрические выходные сигналы. В этом случае линеаризация может быть осуществлена с помощью электрического корректирующего устройства без применения, как правило, сложного в конструктивном отношении корректирующего преобразователя с неэлектрической входной величиной, как это необходимо в схемах линеаризации с параллельным включением корректирующего преобразователя.

При параллельном соединении корректирующего устройства по схеме рис. 4.1, *б* выходной сигнал скорректированного средства измерения

$$Y = kX = Y_1 + Y_2 = F_1(X) + F_2(X),$$

а функция преобразования корректирующего устройства

$$F_2(X) = kX - F_1(X) = -[F_1(X) - kX] = -\Delta_н(X),$$

где $\Delta_н(X) = F_1(X) - kX$ — погрешность нелинейности функции $F_1(X)$.

Так как полный дифференциал

$$dY = dY_1 + dY_2,$$

то относительное изменение dY/Y может быть записано в виде

$$\frac{dY}{Y} = \frac{dY_1}{Y} \cdot \frac{Y - Y_2}{Y} + \frac{dY_2}{Y} \cdot \frac{Y_2}{Y} =$$

$$= \frac{dY_1}{Y_1} \cdot \frac{Y + \Delta_н(X)}{Y} + \frac{dY_2}{Y_2} \cdot \frac{Y_2}{Y},$$

а суммарная относительная погрешность скорректированного средства измерения

$$\delta = \delta_{Y_1}(1 + \xi_{Y_1}) + \xi_{Y_2}\delta_{Y_2},$$

где δ_{Y_1} и δ_{Y_2} — погрешности корректируемого и корректирующего устройств; $\xi_{Y_1} = \frac{\Delta_н(X)}{kX}$ — относительная погрешность нелинейности функции $F_1(X)$; $\xi_{Y_2} = \frac{Y_2}{Y}$ — коэффициент влияния корректирующего устройства, также равный $-\frac{\Delta_н}{kX}$.

Из последнего выражения следует, что при коррекции погрешности от нелинейности по схеме рис. 4.1, *б* корректирующее устройство может быть достаточно низкой точности. Действительно, составляющая результирующей погрешности, обусловленная наличием корректирующего устройства, умножается на коэффициент ξ_{Y_2}, значение которого значительно меньше единицы и тем меньше, чем меньше степень нелинейности линеаризирующего средства измерения.

4.3. Коррекция динамических характеристик

Как измерительные приборы, особенно приборы электромеханической группы, так и первичные измерительные преобразователи (датчики) обладают определенной инерционностью. Поэтому при их работе в динамическом режиме, т. е. в режиме измерения мгновенных значений быстро меняющихся величин, или же измерений постоянных величин при очень коротком времени измерения, недостаточном для завершения переходного процесса в измерительной цепи, возникают так называемые *динамические погрешности*. Значение этих погрешностей определяются динамическими свойствами средств измерений и частотными характеристиками исследуемого процесса.

Обычно при проектировании средств измерений, предназначенных для работы в динамическом режиме, стремятся обеспечить их наилучшие динамические свойства, например сделать их безынерционными. Однако это связано с большими трудностями и имеет определенный предел. Поэтому применяют другие способы улучшения динамических характеристик средств измерений, в частности схемные способы их коррекции.

Коррекция динамических характеристик средства измерения сводится к коррекции его передаточной функции $K(s)$ с помощью дополнительного корректирующего устройства, передаточная функция $K_к(s)$ которого определяется из реальной $K(s)$ и требуемой (номинальной) $K_{ном}(s)$ функций преобразования скорректированного средства измерения.

В измерительных устройствах с разомкнутой структурой применяют *последовательную* (рис. 4.2) или *параллельную* (рис. 4.3), а иногда и *комбинированную* схемы коррекции. При последовательной коррекции номинальная передаточная функция

$$K_{ном}(s) = K(s)\,K_к(s),$$

откуда

$$K_к(s) = \frac{K_{ном}(s)}{K(s)}.$$

Если скорректированное средство измерения должно иметь во всем частотном диапазоне $K_{ном}(s) = k$, то передаточная функция корректирующего устройства будет иметь вид

$$K_к(s) = \frac{k}{K(s)}.$$

Последнее выражение представляет собой условие идеальной коррекции. Если перейти от передаточных функций к комплексным

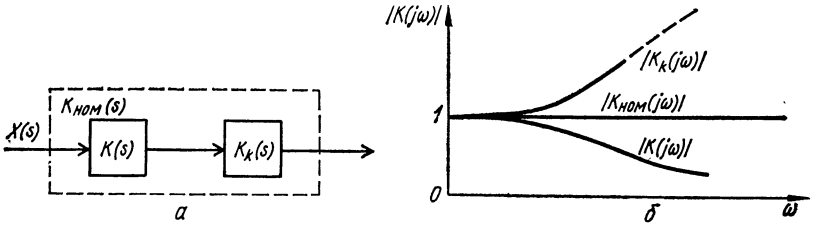


Рис. 4.2. К последовательной коррекции динамических характеристик

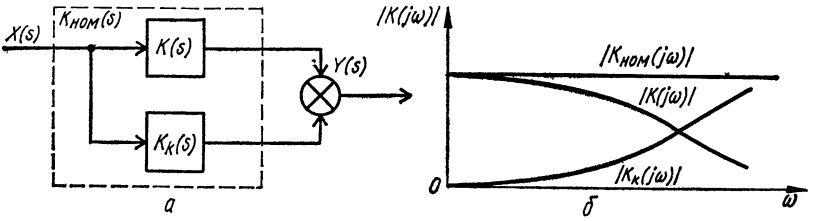


Рис. 4.3. К параллельной коррекции динамических характеристик

коэффициентам преобразования, то условие идеальной коррекции запишется в виде

$$K_{\text{к}}(j\omega) = |K_{\text{к}}(j\omega)|\, e^{j\varphi_{\text{к}}(\omega)} = \frac{k}{|K(j\omega)|} e^{-\varphi(\omega)}.$$

В тех случаях, когда фазовыми смещениями выходного сигнала не интересуются, идеальная коррекция может быть обеспечена при условии, что произведение амплитудно-частотных характеристик корректируемого средства и корректирующего устройства будет равно постоянной величине k. Как видно из графиков амплитудно-частотных характеристик, приведенных на рис. 4.2, *б*, корректирующее устройство должно ослаблять как раз те спектральные составляющие исследуемого сигнала, которые усиливает корректируемое средство измерения, и наоборот.

Что же касается физической реализуемости корректирующего преобразователя, то решение этого вопроса всегда связано с определенными трудностями. Дело в том, что реальное средство измерения в силу присущей ему инерционности не в состоянии преобразовать сигналы очень высоких частот, т. е. для него справедливо условие

$$\lim_{\omega \to \infty} |K(j\omega)| \to 0.$$

Это условие выполняется, если для дробно-рационального выражения комплексного коэффициента преобразования

$$K(j\omega) = \frac{b_0 + b_1 j\omega + \cdots + b_m (j\omega)^m}{a_0 + a_1 j\omega + \cdots + a_n (j\omega)^n}$$

имеет место неравенство $m < n$. В этом случае для коррекции динамических характеристик необходимо корректирующее устройство, для

которого

$$\lim_{\omega\to\infty} | K_{\text{к}} (j\omega) | = \frac{k}{| K (j\omega) |} \to \infty,$$

что физически неосуществимо.

Следует отметить, что на практике условие идеальной коррекции и не ставится. В большинстве случаев требуется расширить частотный диапазон средства измерения. В таких случаях в качестве реального КУ применяют устройство, комплексный коэффициент преобразования которого имеет вид

$$K_{\text{к р}} (j\omega) = \frac{k}{K (j\omega)} \frac{1}{(1 + T_{\text{р}} j\omega)^{n-m+1}},$$

где $T_{\text{р}}$ — постоянная времени скорректированного средства измерения.

Для заданного частотного диапазона изменения входного сигнала всегда можно ограничиться таким предельным значением постоянной времени скорректированного устройства $T_{\text{р}} \ll T$ (здесь T — постоянная времени корректируемого устройства), при котором можно считать, что комплексный коэффициент преобразования $K_{\text{к р}} (j\omega)$ сколь угодно точно совпадает с $K_{\text{к}} (j\omega)$.

При параллельной коррекции передаточная функция корректирующего преобразователя может быть определена из условия

$$K_{\text{ном}} (s) = K (s) + K_{\text{к}} (s),$$

откуда

$$K_{\text{к}} (s) = K_{\text{ном}} (s) - K (s).$$

Если для скорректированного средства измерения должно обеспечиваться $K_{\text{ном}} (s) = k$, то

$$K_{\text{к}} (s) = k - K (s).$$

Как видно из графиков амплитудно-частотных характеристик (рис. 4.3, *б*), корректирующее устройство усиливает те спектральные составляющие исследуемого сигнала, которые ослабляются корректируемым измерительным устройством, причем это усиление таково, что суммарный сигнал корректируемого и корректирующего устройств в определенном частотном диапазоне практически частотонезависим.

4.4. Согласование входных и выходных сопротивлений

Каждое сложное средство измерения состоит из отдельных соединенных друг с другом преобразователей. При этом каждый последующий преобразователь будет служить нагрузкой для предыдущего и потреблять от него определенную мощность. Обеспечение наиболее эффективной передачи мощности от предыдущего преобразователя к последующему является одним из основных условий обеспечения максимальной чувствительности средства измерения в целом, обеспечения максимального отношения полезного сигнала к шуму, т. е. максимальной помехоустойчивости, а следовательно, минимальных погрешностей

от влияющих факторов. Согласование соединяемых последовательно преобразователей с целью передачи оптимальной мощности заключается в согласовании входных и выходных сопротивлений (в общем случае полных сопротивлений) сопрягаемых преобразователей.

Рассмотрим, в первую очередь, принцип согласования сопротивлений при сопряжении генераторных преобразователей. На схеме (рис. 4.4) предыдущий преобразователь *ПП* с выходной э. д. с. E, являющейся функцией входной измеряемой величины, представлен внутренним сопротивлением $\dot{Z}_i = Z_i e^{j\varphi_i} = R_i + jX_i$, а последующий преобразователь *ПН* — входным сопротивлением $Z_{вх} = \dot{Z}_н = Z_н e^{j\varphi_н} = R_н + jX_н$, являющимся нагрузкой предыдущего преобразователя.

Активная мощность, передаваемая от предыдущего преобразователя к последующему,

$$P_н = \frac{E^2 R_н}{(R_i + R_н)^2 + (X_i + X_н)^2}.$$

Взяв частную производную

$$\frac{\partial P_н}{\partial R_н} = \frac{E^2 [(R_i + R_н)^2 + (X_i + X_н)^2 - 2(R_i + R_н) R_н]}{[(R_i + R_н)^2 + (X_i + X_н)^2]^2} =$$

$$= \frac{E^2 [(R_i^2 - R_н^2) + (X_i + X_н)^2]}{[(R_i + R_н)^2 + (X_i + X_н)^2]^2}$$

и приравняв ее к нулю, определим, что при заданных значениях параметров E и Z_i условие максимальной передачи мощности от предыдущего к последующему преобразователю выполняется, если $R_н = R_i$ и $X_н = -X_i$, т. е. когда комплексное сопротивление последующего преобразователя является сопряженным комплексному сопротивлению предыдущего преобразователя.

Оценивать эффективность передачи информации при сопряжении генераторных преобразователей принято с помощью коэффициента ξ, равного отношению мощности $P_н$ к мощности короткого замыкания предыдущего преобразователя:

$$P_к = \frac{E^2 R_i}{R_i^2 + X_i^2}.$$

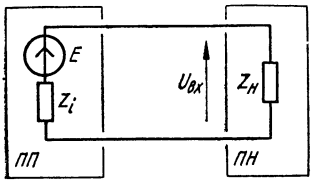


Рис. 4.4. К сопряжению генераторных преобразователей

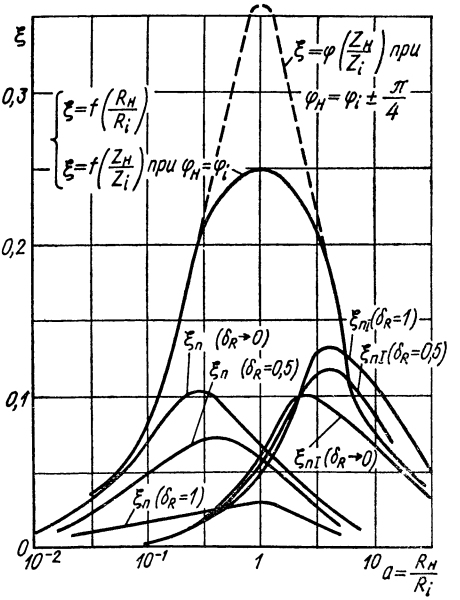


Рис. 4.5. Графики зависимости эффективности преобразования от степени согласованности сопротивлений

Этот коэффициент называют *эффективностью преобразования*:

$$\xi = \frac{P_н}{P_к} = \frac{R_н (R_i^2 + X_i^2)}{[(R_i + R_н)^2 + (X_i + X_н)^2] R_i}.$$

При сопряжении преобразователей с активными соответственно выходным и входным сопротивлениями

$$\xi = \frac{R_н R_i}{(R_i + R_н)^2} = \frac{a}{(1 + a)^2},$$

где $a = R_н/R_i$ — *коэффициент согласования сопротивлений*.

На практике наиболее часто встречаются случаи, когда сопротивления сопрягаемых преобразователей близки к активным. Кривая максимума эффективности преобразования в том случае, как видно из графика рис. 4.5, имеет довольно пологий характер и условия согласования можно считать удовлетворительными при довольно значительных различиях этих сопротивлений вплоть до $R_н = 0{,}25...4R_i$. Такой же характер зависимости эффективности преобразования будет при сопряжении преобразователей, комплексные значения которых имеют одинаковый характер при $\varphi_н \approx \varphi_i$. Случаи чисто индуктивного выходного сопротивления ПП ($\varphi_i \approx +\pi/2$), чисто емкостного входного сопротивления ПС ($\varphi_н \approx -\pi/2$), и наоборот, практически не встречаются. Кроме того, таких случаев следует избегать, так как вблизи резонанса наблюдается резкая зависимость чувствительности от колебания частоты.

Следует, однако, отметить, что выполнение условий максимума чувствительности по мощности определяется выполнением не одного лишь условия максимальной передачи мощности. В зависимости от конкретных условий для достижения поставленной цели необходимо учитывать некоторые дополнительные условия. Например, достижение максимума чувствительности мостовой цепи по мощности (см. п. 14.4) путем выбора сопротивления гальванометра, равным сопротивлению моста относительно зажимов гальванометра, сопряжено с выполнением дополнительного условия, что все подбираемые гальванометры имеют одинаковую площадь поперечного сечения обмотки [29]. Совершенно иного решения требует задача обеспечения максимума чувствительности мостовой цепи по напряжению или по току [13].

Заметим, что выполнение условия согласования сопротивлений, при котором обеспечиваются наивысшая чувствительность и помехозащищенность, далеко не всегда может быть осуществлено. Дело в том, что при сопряжении измерительных устройств должны выполняться еще и другие условия, зачастую противоречащие условию согласования сопротивлений. Например, при измерении э. д. с. генераторного преобразователя с помощью вольтметра должно выполняться условие $R_V = R_н \gg R_i$ как условие получения минимальной методической погрешности измерения, значение которой

$$\delta_V = \frac{U_{вх} - E}{E} = -\frac{R_i}{R_i + R_н}.$$

Следовательно, в этом случае сопротивление вольтметра должно

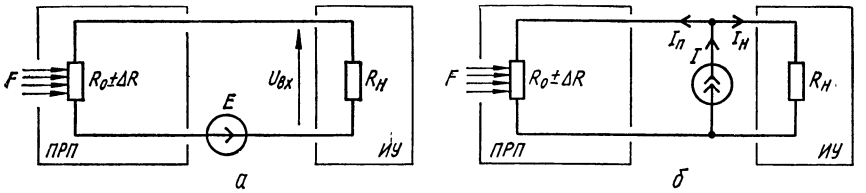


Рис. 4.6. К сопряжению параметрического преобразователя с электрическим измерительным устройством

быть равным или бо́льшим $R_i \dfrac{1+\delta_V}{\delta_V}$ и при сопряжении приходится теперь находить оптимальное решение с учетом обоих условий.

Рассмотрим основные принципы согласования сопротивлений параметрических преобразователей с электрическими измерительными устройствами. На рис. 4.6, *а* представлена схема подключения параметрического резистивного преобразователя *ПРП* ко входу измерительного устройства *ИУ* при питании схемы от вспомогательного источника э. д. с. *E*. Информативным параметром *ПРП* является отклонение ΔR его выходного сопротивления от номинального значения R_0 под действием измеряемой величины *F*. При этом измерительное устройство воспринимает эту информацию по изменению тока ΔI, начальное значение которого при $F = 0$

$$I_0 = \frac{E}{R_0 + R_н},$$

а конечное при $F = F_к$ (здесь $F_к$ — конечное значение измеряемой величины)

$$I_1 = \frac{E}{R_0 + \Delta R + R_н},$$

откуда

$$\Delta I = I_1 - I_0 = \frac{E\Delta R}{(R_0 + R_н)(R_0 + \Delta R + R_н)} = -\frac{I_0 \Delta R}{R_0 + \Delta R + R_н}.$$

Если принять, что $\Delta R \ll R_0 + R_н$, то последнее выражение примет вид

$$\Delta I = -\frac{I_0 \Delta R}{R_0 + R_н}.$$

Следует, однако, отметить, что изменение сопротивления ПРП может достигать 100. ... 200 % R_0 [16]. Поэтому в общем случае пренебречь величиной ΔR по сравнению с R_0 нельзя, и изменение мощности, отдаваемой измерительному устройству, вызванное изменением измеряемой величины, следует записать как

$$\Delta P_н = (\Delta I)^2 R_н = \frac{E^2 \Delta R^2 R_н}{[(R_0 + R_н)(R_0 + \Delta R + R_н)]^2}.$$

Эффективность преобразования информации от ПРП к измерительному устройству принято определять отношением мощности $\Delta P_н$ к изменению мощности короткого замыкания ПРП.

Так как изменение тока короткого замыкания ПРП

$$\Delta I_к = \frac{E}{R_0} - \frac{E}{R_0 + \Delta R} = \frac{E\Delta R}{R_0 + \Delta R},$$

а изменение его мощности короткого замыкания

$$\Delta P_к = (\Delta I_к)^2 (R_0 + \Delta R) = \frac{E^2 \Delta R^2}{R_0 + \Delta R},$$

то, обозначив $\Delta R/R_0 = \delta_R$ и $R_н/R_0 = a$, получим

$$\xi_п = \frac{\Delta P_н}{\Delta P_к} = \frac{a(1 + \delta_R)}{[(1 + a)(1 + a + \delta_R)]^2}.$$

Если $\delta_R \ll 1$, то последняя формула превращается в известное выражение

$$\xi_п = \frac{a}{(1 + a)^4}.$$

Графики зависимости $\xi_п = f(a)$ для различных значений δ_R приведены на рис. 4.5. При $\delta_R \approx 0$ максимальное значение эффективности преобразования, равное примерно 0,1, имеет место при $a = {}^1/_3$, а при $\delta_R > 1$ эффективность преобразования достигает максимума при $a \approx \approx 1$, но ее абсолютное значение сильно падает.

Эффективность преобразования при питании ПРП от источника тока (рис. 4.6, *б*) определяется как отношение изменения мощности на сопротивлении $R_н$ к изменению мощности холостого хода ПРП, а коэффициент преобразования

$$\xi_{пI} = \frac{\Delta P_н}{\Delta P_х} = \frac{a^3 (1 + \delta_R)}{(1 + a)^2 (1 + a + \delta_R)^2}.$$

Если $\delta_R \approx 0$, то

$$\xi_{пI} = \frac{a^3}{(1 + a)^4}.$$

Из приведенных на рис. 4.5 графиков зависимости $\xi_{пI} = f(a)$ следует, что максимум коэффициента преобразования для схемы рис. 4.6, *б* имеет место при $R_н > R_i$, причем с увеличением δ_R максимальное значение $\xi_{пI}$ увеличивается и смещается в сторону увеличения отношения $R_н/R_i$.

Как и при сопряжении генераторных преобразователей, условие согласования сопротивлений параметрического преобразователя и электрического измерительного устройства должно учитываться в совокупности с другими условиями, например необходимостью обеспечения незначительного влияния сопротивления линии, минимальной методической погрешности и т. п.

4.5. Помехи в измерительных цепях и помехозащита средств измерений

При работе средств измерений на их измерительные цепи оказывают неизбежное влияние различные влияющие факторы, что приводит в конечном счете к снижению точности результата измерения.

Эти факторы рассматриваются как *источники помех*. При электрических измерениях основными являются помехи электромагнитной природы. В зависимости от места расположения источника помех различают *внешние* и *внутренние* помехи.

Основными источниками внешних помех являются электрические силовые сети, включающие в себя питающие линии, электрические машины, силовые трансформаторы, генераторы, электротранспорт, атмосферные разряды и т. п. Указанные источники создают электрические и магнитные поля, которые вследствие наличия индуктивных, емкостных и резистивных паразитных связей между источником помехи и измерительной цепью обусловливают возникновение в последней наводок и протекание электрических токов через элементы цепи.

Индуктивная паразитная связь между источником помехи (например, цепью силового питания) и измерительной цепью проявляется вследствие взаимоиндукции между этими цепями и зависит от геометрических, электрических и магнитных параметров линии связи и может составлять единицы и даже десятки микрогенри.

Емкостная связь возникает чаще всего между измерительной цепью и силовыми проводами, первичной и вторичной обмотками трансформаторов питания, а также между элементами измерительной цепи и корпусом средства измерения. Значения паразитных емкостей зависят также от геометрических размеров и взаимного расположения элементов цепей и конструкций и могут составлять десятки и даже сотни пикофарад.

Резистивная связь возникает вследствие несовершенства изоляции, а также при наличии общего элемента сопротивления измерительной и силовой цепей (например, при использовании одного общего провода в качестве «нулевого» провода или общей системы заземления). Общим элементом сопротивления может выступать и сопротивление земли. Работа силовых цепей, имеющих заземление, рельсового электротранспорта сопровождается протеканием в земле очень больших токов. В частности, при работе электросварочного оборудования эти токи достигают 1000 А, а электрифицированный рельсовый транспорт создает токи растекания даже 1,5...3 кА. Токи растекания являются причиной возникновения неэквипотенциальности различных точек заземления измерительной цепи, например источника сигнала и средства измерения, которая может достигать при расстояниях в 100...500 м несколько вольт при внутреннем сопротивлении земли, равном 1...2 Ом.

Внутренние помехи обусловлены шумами элементов измерительной цепи, а также наличием термоэлектрических и контактных э. д. с. в местах соединения проводов.

Термоэлектрические э. д. с. возникают при соединении разнородных проводников, концы которых находятся при разных температурах, а контактные э. д. с.— при соединении однородных проводников, место соединения которых загрязнено, в результате чего в месте соединения происходят различные электрохимические процессы. Термо- и контактные э. д. с. могут достигать десятков микровольт.

В зависимости от способа воздействия на измерительную цепь различают *помехи нормального вида* и *помехи общего вида*. Помехи нормаль-

ного вида действуют в измерительной цепи как источники, включенные последовательно с исследуемым объектом (источником измеряемого сигнала). Они обусловлены главным образом электромагнитными наводками, наличием паразитных емкостных, индуктивных и резистивных связей измерительной цепи с цепью питания или другими измерительными цепями, шумами измерительных элементов, термоэлектрическими и контактными э. д. с., а также протеканием через один из проводов линии связи тока питания.

Помехами общего вида называют помехи, возникающие между некоторыми точками измерительной цепи, главным образом между точками заземлений источника измерительного сигнала и средства измерения или между определенной точкой измерительной цепи и некоторой точкой внешней цепи. Помехи общего вида опасны, поскольку они превращаются в помехи нормального вида, искажающие непосредственно входной сигнал. Степень такого превращения определяется соотношением между сопротивлениями линий связи, изоляции, источника сигнала и средства измерений.

Наличие указанных выше источников помех требует принятия определенных мер защиты измерительных цепей от их влияния. Совокупность конструктивных и схемотехнических приемов, направленных на предотвращение проникновения внешних помех в измерительную цепь, обеспечивает ее *помехозащищенность*.

Наиболее эффективным средством защиты измерительной цепи от влияния внешних и внутренних полей является экранирование. При этом различают *магнитное*, *электростатическое* и *электромагнитное* экранирование. При магнитном экранировании силовые линии магнитного поля замыкаются в основном через стенки ферромагнитного экрана, обладающего незначительным магнитным сопротивлением. Эффективность магнитного экранирования зависит от материала и вида экрана. Так, стальная оплетка диаметром 20 мм уменьшает наводки примерно в 20 раз, а цилиндрический экран того же диаметра, выполненный из листовой стали,— примерно в 100 раз. Применяемые для защиты от воздействия электростатических полей так называемые *электростатические экраны* изготовляют преимущественно из тонкой медной или алюминиевой фольги. Медный экран обеспечивает ослабление электростатического поля примерно в 100 раз. Принцип действия электростатических экранов заключается в том, что под действием внешнего электростатического поля на внешней поверхности экрана наводятся электрические заряды, поле которых компенсирует внешнее электростатическое поле, защищая от его действия измерительную цепь внутри экрана.

Магнитные и электростатические экраны эффективны для защиты от воздействия не только статических полей, но и медленно изменяющихся (с частотой десятки и сотни герц) полей. На высоких частотах (десятки килогерц и более) применяются *электромагнитные экраны*. Их экранирующий эффект обусловлен явлениями частичного отражения электромагнитных волн от поверхности экрана и поглощением энергии в теле экрана. Экранирующие свойства электромагнитных экранов зависят от удельной электрической проводимости и магнитной проницаемости материала экрана и тем сильнее, чем больше значения этих

параметров, и увеличиваются с увеличением частоты влияющего поля. Так, при толщине 0,1 мм на частоте 20 кГц медный экран ослабляет электромагнитное поле примерно в 8 раз, алюминиевый — в 5 раз, стальной — в 2 раза, на частоте 100 кГц медный, алюминиевый и стальной экраны ослабляют поле соответственно в 40, 23 и 8 раз.

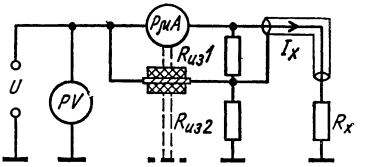


Рис. 4.7. К эквипотенциальной защите

Особенно тщательно следует выполнять экранирование измерительных цепей, содержащих емкостные, пьезоэлектрические, индуктивные, взаимоиндуктивные датчики, а также датчики, использующие электронные, ядерные и другие резонансные явления и работающие на высокой частоте.

Одним из эффективных способов борьбы с электромагнитными наводками является *скручивание проводов линии*. При этом на различных участках скрутки наводятся э. д. с. противоположных знаков, что обусловливает их взаимную компенсацию. При шаге скрутки, равном 100 мм, влияние помехи ослабевает примерно в 15 раз, а при шаге 25 мм — в 150 раз.

Элементы и участки измерительных цепей могут находиться под различными потенциалами. Это обусловлено как рабочими напряжениями измерительной цепи, так и неэквипотенциальностью точек заземления отдельных участков цепи, электростатическими наводками и т. п. Борьба с возможными в этом случае паразитными токами осуществляется с помощью *эквипотенциальной защиты*. Сущность эквипотенциальной защиты можно объяснить на примере измерения больших сопротивлений с помощью вольтметра и гальванометра (рис. 4.7). При отсутствии эквипотенциальной защиты через гальванометр (микроамперметр) будет протекать не только измерительный ток I_x, но и токи утечек через сопротивление изоляции. Защита осуществляется с помощью экрана, разделяющего сопротивление изоляции между гальванометром и землей на две части и подключенного к общей точке гальванометра и источника напряжения U. Ток утечки, протекающий через сопротивление $R_{из}2$, минует гальванометр, а ток утечки через сопротивление $R_{из}1$ пренебрежимо мал, так как падение напряжения на этом сопротивлении, равное падению напряжения на гальванометре, незначительно.

В уравновешенных мостовых и компенсационных цепях такая защита обеспечивает практически полное устранение влияния утечек, так как при условии равновесия ток через гальванометр не протекает, а следовательно, падение напряжения на нем равно нулю.

Упрощенная схема защиты измерительной цепи от влияния помех приведена на рис. 4.8. Здесь буквами *В*, *Н* и *Э* обозначены высоко- и низкопотенциальные входы измерительного прибора *ИП* и выводы экрана *ЭИ* измерительной схемы; *ЗИ*, *ЗК*, *ИЗ* — общие точки источника сигнала *ИС*, корпуса *К* прибора и его измерительной схемы; $Z_{эк}$, $Z_{ик}$, $Z_{иэ}$ — паразитные сопротивления связей между экраном и корпусом, измерительной схемой и корпусом, измерительной схемой и экраном; $Z_{вх}1$, $Z_{вх}2$ — входные сопротивления *ИП* (часто один из

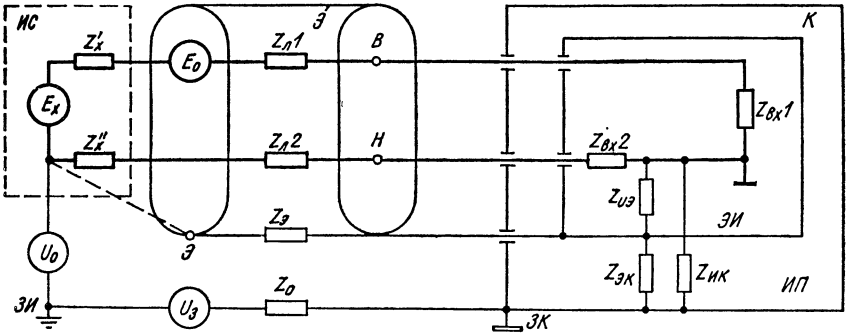


Рис. 4.8. Защита от помех экранированием

входов связан с общей точкой *ИЗ*; тогда, например, $Z_{вх}2 = 0$); Z'_x, Z''_x — части входного сопротивления *ИС*, соотношение между которыми может быть самым различным в зависимости от точки приложения эквивалентной помехи общего вида; *Э* — экран линии; $Z_э$ — сопротивление экрана линии; E_x — измеряемое напряжение.

Уменьшение влияния помехи E_0 нормального вида из-за наводок осуществляется здесь экранированием измерительной цепи. Устранение помехи U_0 общего вида, возникающей между измерительной цепью и землей, и помехи $U_з$, вызванной неэквипотенциальностью точек заземления, осуществляется путем присоединения (если это возможно) экрана линии к общей точке измерительного сигнала и источника помехи (штриховая линия, идущая к точке *Э*). В этом случае токи, вызываемые напряжениями U_0 и $U_з$, протекают в основном через экран, минуя измерительную цепь. Если же общая точка недоступна, то экран линии следует подключить к нижнему выводу источника сигнала.

С точки зрения борьбы с влиянием помех общего вида особенно эффективной является гальваническая развязка элементов измерительных цепей, при осуществлении которой можно обеспечить большое сопротивление цепи воздействия помехи. Наиболее просто гальваническое разделение выполняется на переменном токе. Для этого между цепью, содержащей помеху, и последующей частью измерительной цепи, например между входной и выходной цепями измерительного прибора, включается разделительный трансформатор.

Реализация гальванического разделения на постоянном токе более сложна. В этом случае прибегают к преобразованию постоянных сигналов в переменные, гальваническому разделению на переменном токе и последующему обратному преобразованию переменных сигналов в постоянные.

Очень часто измерительная цепь состоит из нескольких средств измерений, для обеспечения нормальной работы которых необходимо правильно осуществить их совместное заземление. Различают *систему заземления источников питания* (силовых цепей) и *систему заземления измерительных цепей*. Неправильное заземление может привести к возникновению помех как общего, так и нормального вида. Для избежания этого следует предусмотреть две разделительные шины заземления — *измерительную* и *силовую*, которые могут электрически соединяться

только в одной точке. Кроме того, все измерительные заземления отдельных средств измерений следует выполнять проводами, идущими к одной общей точке (как правило, с минимальным потенциалом), т. е. в виде звезды, что уменьшает уровень взаимных помех из-за протекания токов в отдельных измерительных цепях.

Кроме помех, обусловленных наличием источников электрических и магнитных полей, могут иметь место помехи, вызванные отклонением параметров тепловых, световых и других полей, в которых расположены средства измерений, от их номинальных значений. В частности, существенное влияние не метрологические характеристики измерительных устройств может оказывать изменение температуры внешней среды или температуры внутри устройства вследствие нагрева его элементов. Методы борьбы с такими помехами могут подразделяться на *технологические, конструктивные* и *структурные*. В первом случае для создания элементов измерительной цепи применяют материалы, характеристики которых обладают незначительными зависимостями от температуры, например малыми температурными коэффициентами сопротивления или емкости соответственно резисторов и конденсаторов. Для уменьшения влияния изменения температуры часто используют *пассивные* или *активные* термостаты.

Кроме указанных, применяют также структурные методы уменьшения температурных погрешностей. В этом случае используют многоканальность воздействия температуры на измерительную цепь, содержащую кроме рабочего измерительного элемента, поддающегося воздействию температуры, компенсирующий температурно-чувствительный элемент. Например, для обеспечения неизменности сопротивления измерительной цепи, содержащей температурно-зависимый рабочий резистивный элемент, включают последовательно с ним компенсирующий резистор, температурный коэффициент которого противоположен по знаку температурному коэффициенту рабочего резистивного элемента, или прибегают к параллельной либо комбинированной схемам температурной компенсации [3].

Глава 5. ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЕДИНСТВА И ТРЕБУЕМОЙ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ

5.1. Единство измерений и метрологическое обеспечение

Метрология, ее разделы и функции. *Метрология* — наука об измерениях, методах и средствах обеспечения их единства и способах достижения требуемой точности измерений. *Единство измерений* — такое их состояние, при котором результаты измерений выражены в узаконенных единицах, а их погрешности известны с заданной вероятностью.

Метрология, являясь научной основой обеспечения единства и требуемой точности измерений, подразделяется на *теоретическую, прикладную* и *законодательную*.

Теоретическая метрология решает общие научные проблемы измерений. Предметом прикладной метрологии является практическое

применение положений теоретической метрологии. Законодательная метрология регламентирует и контролирует со стороны государства правила, требования и нормы, направленные на обеспечение единства и требуемой точности измерений.

Функции всех трех разделов метрологии взаимосвязаны и направлены на решение ряда всегда актуальных проблем, среди которых наиболее важными являются:

разработка теории физических величин, их единиц и систем;

экспериментальное воспроизведение единиц с помощью их эталонов и передача размеров единиц всем другим средствам измерений;

определение физических констант и стандартных справочных данных о свойствах веществ и материалов, а также разработка стандартных образцов;

нормирование метрологических характеристик средств измерений;

нормирование точностных характеристик стандартных измерительных процессов и методик выполнения измерений;

метрологический надзор за средствами измерений.

Таким образом, метрология является научной основой обеспечения единства и требуемой точности измерений, причем функции прикладной и законодательной метрологии подчинены закономерностям, установленным теоретической метрологией. В свою очередь, положения теоретической метрологии находят свою практическую проверку и апробацию при реализации функций прикладной и законодательной метрологии.

Метрологическое обеспечение. Под *метрологическим обеспечением* подразумевают установление и применение научных и организационных основ, технических средств, правил и норм, необходимых для достижения требуемой точности измерений (ГОСТ 1.25—76 «ГСС. Метрологическое обеспечение. Основные положения»).

Единство измерений достигается единообразием средств и методик выполнения измерений. Единообразие средств измерений состоит в том, что они проградуированы в узаконенных единицах, а их метрологические характеристики соответствуют установленным нормам. Единообразие методик выполнения измерений заключается в том, что они обеспечивают официально гарантированную точность результатов измерений.

Обеспечение единства измерений может быть достигнуто при любой их точности. Задача метрологического обеспечения — достижение требуемой, т. е. общественно необходимой, точности измерений. Решение этой задачи преследует цель повышения качества продукции, эффективности производства, научных исследований, использования материальных ценностей и энергетических ресурсов, мероприятий по профилактике, диагностике и лечению болезней, нормированию и контролю условий труда и быта людей, охране окружающей среды, оценке и рациональному использованию природных ресурсов и т. п.

Научной основой метрологического обеспечения является метрология, а техническую его основу составляют: система государственных эталонов; система передачи размеров единиц физических величин от эталонов всем другим средствам измерений; совокупность всех средств измерений и средств их создания, ремонта и технического об-

служивания; совокупность стандартных образцов состава и свойств веществ и материалов, а также средств их создания.

Правовую основу метрологического обеспечения составляет Государственная система единства измерений (ГСИ), представляющая собой комплекс нормативно-технических документов, устанавливающих единую номенклатуру стандартных взаимоувязанных правил и положений, требований и норм, относящихся к организации и методике оценивания и обеспечения точности измерений.

Организационной основой метрологического обеспечения является Метрологическая служба СССР, состоящая из Государственной метрологической службы и ведомственных метрологических служб. Под *метрологической службой* подразумевается сеть учреждений и организаций, деятельность которых направлена на метрологическое обеспечение.

Нормирование метрологических характеристик. Для средств измерений данного типа нормируют их метрологические характеристики, т. е. характеристики, от которых зависит точность измерений, выбирая их комплексы из стандартной номенклатуры, в состав которой входят (ГОСТ 8.009—72 «ГСИ. Нормируемые метрологические характеристики средств измерений»):

1) номинальная статическая характеристика преобразования измерительного устройства (преобразователя, прибора);

2) номинальное значение однозначной меры;

3) цена деления равномерной шкалы, минимальная цена деления неравномерной шкалы и пределы шкалы измерительного прибора или многозначной меры;

4) характеристики выходного кода (количество разрядов, номинальная цена единицы наименьшего разряда) цифровых средств измерений;

5) характеристики суммарной или систематической и случайной (центрированной) составляющих погрешности средства измерений;

6) вариация выходного сигнала измерительного преобразователя и показаний измерительного прибора;

7) входное сопротивление измерительного устройства;

8) выходное сопротивление измерительного преобразователя и меры;

9) динамические характеристики средств измерений;

10) неинформативные параметры выходного сигнала измерительного преобразователя и меры;

11) функции влияния как зависимость изменений метрологических характеристик средств измерений от изменений влияющих величин или неинформативных параметров входного сигнала;

12) наибольшие допускаемые изменения метрологических характеристик, вызванные изменениями внешних влияющих величин и неинформативных параметров входного сигнала;

13) характеристики погрешности средства измерений в интервале изменений влияющей величины или неинформативного параметра входного сигнала.

Первые четыре характеристики нормируются независимо от условий применения средства измерений, а три последние — для рабочих условий. Прочие характеристики нормируются либо для нормальных усло-

вий, если их изменения в рабочих условиях соизмеримы с их нормированными значениями, либо для рабочих условий применения, если в их пределах изменения характеристик незначительны (в этом случае три последние характеристики не нормируются).

Нормируемые динамические характеристики средств измерений (ГОСТ 8.256—77 «ГСИ. Нормирование и определение динамических характеристик аналоговых средств измерений. Основные положения») разделяются на *полные* и *частные*. К первым относятся дифференциальное уравнение, импульсная, переходная и передаточная функции, а также совокупность амплитудно-фазочастотной характеристик, ко вторым — отдельные параметры полных характеристик и характеристики, не отражающие полностью динамические свойства средств измерений, например время установления показаний измерительного прибора.

Нормирование прочих метрологических характеристик средств измерений подчинено нормированию характеристик их погрешностей, которое осуществляется с подразделением погрешности Δ средства измерений на *систематическую* $\bar{\Delta}$ и *случайную* $\mathring{\Delta}$ составляющие либо без подразделения.

Для совокупности средств измерений данного типа $\bar{\Delta}$ трактуется как случайная составляющая, для которой нормируют: предел $\bar{\Delta}_{доп}$ ее допускаемого значения либо предел $\bar{\Delta}_{доп}$, математическое ожидание $M[\bar{\Delta}]$ и среднее квадратическое отклонение $\sigma_{\bar{\Delta}}$.

Нормируемыми характеристиками случайной составляющей $\mathring{\Delta}$ служат: предел $\sigma_{доп\mathring{\Delta}}$ допускаемого значения ее среднего квадратического отклонения; ее нормализованная автоковариационная функция или спектральная плотность мощности.

Для погрешности Δ (без подразделения на $\bar{\Delta}$ и $\mathring{\Delta}$) средства измерений, как и для $\bar{\Delta}$, нормируют: предел $\Delta_{доп}$ допускаемого ее значения либо предел $\Delta_{доп}$, математическое ожидание $M[\Delta]$ и среднее квадратическое отклонение σ_{Δ}.

В специально обоснованных случаях указывают распределение вероятностей значений составляющих $\bar{\Delta}$ и $\mathring{\Delta}$.

Действующими стандартами динамические погрешности средств измерений не нормируются, так как легче нормировать перечисленные выше другие динамические характеристики, позволяющие оценивать погрешности в динамическом режиме работы средства измерения для конкретных условий его применения.

Классы точности средств измерений (ГОСТ 8.401—80 «ГСИ. Классы точности средств измерений. Общие требования»). *Класс точности средства измерений* — обобщенная его характеристика, определяемая пределами основной и дополнительных погрешностей, а также другими свойствами средства измерений, влияющими на его точность. Класс точности средства измерений, хотя и характеризует его свойства в отношении точности, но не является непосредственным показателем точности измерений, выполненных с его помощью.

Не всем средствам измерений присваиваются классы точности. Средствам измерений с двумя и бóльшим числом диапазонов измерений

данной физической величины допускается присваивать два и больше классов точности. Средствам измерений, предназначенным для измерения двух и более физических величин, допускается присваивать разные классы точности для каждой измеряемой величины.

Пределы допускаемых основной и дополнительных погрешностей средств измерений определенного класса точности выражают в форме *абсолютных, приведенных* или *относительных* погрешностей в зависимости от характера их связи с информативным параметром входного или выходного сигналов.

Пределы допускаемой абсолютной основной погрешности устанавливают по формуле

$$\Delta = \pm a \tag{5.1}$$

или

$$\Delta = \pm (a + bx), \tag{5.2}$$

где Δ — пределы допускаемой абсолютной основной погрешности, выраженной в единицах входной или выходной величины либо условно в делениях шкалы; x — значение входной или выходной величины средства измерений либо число делений, отсчитанных по шкале; a, b — положительные числа, не зависящие от x.

Пределы допускаемой приведенной основной погрешности устанавливают по формуле

$$\gamma = \frac{\Delta}{X_N} = \pm p, \tag{5.3}$$

где γ — пределы допускаемой приведенной основной погрешности; Δ — пределы допускаемой абсолютной основной погрешности, устанавливаемые по формуле (5.1); X_N — нормирующее значение, выраженное в тех же единицах, что и Δ; p — отвлеченное положительное число, выбираемое из ряда

$$\begin{gathered} 1 \cdot 10^n;\ 1{,}5 \cdot 10^n;\ (1{,}6 \cdot 10^n);\ 2 \cdot 10^n;\ 2{,}5 \cdot 10^n;\ (3 \cdot 10^n); \\ 4 \cdot 10^n,\ 5 \cdot 10^n,\ 6 \cdot 10^n;\quad (n = 1,\ 0,\ -1,\ -2,\ \ldots). \end{gathered} \tag{5.4}$$

Значения, указанные в скобках, не устанавливают для вновь разрабатываемых средств измерений.

Нормирующее значение X_N для средств измерений с равномерной, практически равномерной или степенной шкалой и для измерительных преобразователей устанавливают:

а) равным большему из пределов измерений, если нулевое значение x находится на краю или вне диапазона измерений;

б) равным большему из модулей пределов измерений, если нулевое значение находится внутри диапазона измерений (для электроизмерительных приборов допускается устанавливать X_N равным сумме модулей пределов измерений).

Для средств измерений физической величины, для которых принята шкала с условным нулем (температура в °С), X_N устанавливают равным модулю разности пределов измерений.

Для средств измерений с номинальным значением измеряемой величины (частотомер с $f_{ном}$ = 50 Гц и диапазоном измерений 45...55 Гц) X_N устанавливают равным номинальному значению.

Для измерительных приборов с существенно неравномерной шкалой X_N устанавливают равным всей длине шкалы или ее части, соответствующей диапазону измерений, при этом пределы абсолютной погрешности выражают, как и длину шкалы, в единицах длины.

Пределы допускаемой относительной основной погрешности устанавливают по формуле

$$\delta = \frac{\Delta}{x} = \pm q, \tag{5.5}$$

Таблица 5.1

Формула для определения пределов допускаемых погрешностей	Примеры пределов допускаемой основной погрешности	Обозначение класса точности		Примечание
		в документации	на средствах измерений	
$\Delta = \pm a$	—	Класс точности М	М	—
$\Delta = \pm (a + bx)$	—	Класс точности С	С	—
$\gamma = \frac{\Delta}{X_N} = \pm p$	$\gamma = \pm 1{,}5$	Класс точности 1,5	1,5	Если X_N выражено в единицах величины
	$\gamma = \pm 0{,}5$	Класс точности 0,5	0,5	Если X_N определяется длиной шкалы (ее части)
$\delta = \frac{\Delta}{x} = \pm q$	$\delta = \pm 0{,}5$	Класс точности 0,5	0,5	—
$\delta = \pm \left[c + d \times \times \left(\left\lvert \frac{X_k}{x} \right\rvert - 1\right)\right]$	$\delta = \pm \left[0{,}02 + + 0{,}01 \left(\left\lvert \frac{X_k}{x} \right\rvert - 1\right)\right]$	Класс точности 0,02/0,01	0,02/0,01	—

если Δ установлено по формуле (5.1), или же по формуле

$$\delta = \frac{\Delta}{x} = \pm \left[c + d\left(\left| \frac{X_к}{x} \right| - 1\right]\right., \tag{5.6}$$

если Δ установлено по формуле (5.2), причем δ — пределы допускаемой относительной основной погрешности; q — отвлеченное положительное число, выбираемое из ряда (5.4); $X_к$ — больший (по модулю) из пределов измерений; c, d — положительные числа, выбираемые из ряда (5.4), причем

$$c = b + d; \quad d = \frac{a}{|X_к|}. \tag{5.7}$$

Пределы допускаемой дополнительной погрешности средства измерений можно выражать в форме, отличной от формы выражения пределов допускаемой основной погрешности. Их можно устанавливать в виде:

постоянного значения для всей области значений влияющей величины или постоянных значений для интервалов области;

отношения предела допускаемой дополнительной погрешности, соответствующего регламентированному интервалу значений влияющей величины, к ширине этого интервала;

предельной функции влияния как зависимости предела допускаемой дополнительной погрешности от влияющих величин;

функциональной зависимости пределов допускаемых отклонений от номинальной функции влияния.

Обычно пределы допускаемой дополнительной погрешности устанавливают в виде дольного или кратного значения предела допускаемой основной погрешности.

Пределы допускаемой вариации выходного сигнала устанавливают в виде дольного или краткого значения предела допускаемой основной погрешности.

Пределы допускаемой нестабильности, как правило, устанавливают в виде доли предела допускаемой основной погрешности.

Пределы допускаемых погрешностей должны быть выражены не более чем двумя значащими цифрами, причем погрешность округления при вычислении пределов должна быть не более 5 %.

Обозначение классов точности в технической документации и на средствах измерений несколько различно. Примеры обозначения классов точности средств измерений по ГОСТ 8.401—80 приведены в табл. 5.1.

5.2. Эталоны единиц физических величин

Классификация эталонов. Все средства измерений в соответствии с их метрологическими функциями подразделяются на *рабочие* и *образцовые средства измерений* и на *эталоны.* Место эталонов среди средств измерений видно из схемы передачи размеров единиц физических величин, показанной на рис. 5.1.

Эталоны единиц физических величин классифицируют по ряду признаков. Соответственно делению физических величин данной системы различают *эталоны основных* и *производных единиц*, а по точности воспроизведения единиц и подчиненности — *первичные* (исходные) и *вторичные* (подчиненные).

Первичные эталоны воспроизводят и (или) хранят единицы и передают их размеры с наивысшей точностью, достижимой в данной области измерений. Разновидностью первичных эталонов являются *специальные эталоны,* предназначенные для воспроизведения единиц в условиях, в которых прямая передача размера от первичного эталона с требуемой точностью технически неосуществима (высокие и сверхвысокие частоты; малые и большие энергии, давления или температуры, особые состояния веществ и т. п.). Первичные и специальные эталоны явля-

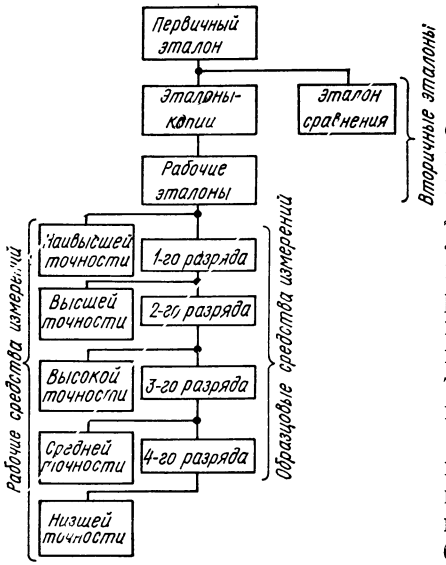


Рис. 5.1. Схема передачи размера единицы

ются исходными для страны и их утверждают в качестве государственных эталонов.

К вторичным эталонам относятся: эталоны-копии, эталоны сравнения и рабочие эталоны. Эталоны-копии предназначены для передачи размера единицы рабочим эталонам, которые служат для поверки образцовых и наиболее точных рабочих средств измерений. Эталоны сравнения предназначены для взаимного сличения эталонов, которые не могут быть непосредственно сличены друг с другом.

По своему составу эталоны могут иметь вид: комплекса средств измерений, одиночных эталонов, групповых эталонов, эталонных наборов. Государственные эталоны всегда реализуются в виде *комплекса средств измерений,* обеспечивающего хранение, воспроизведение и передачу размеров единиц вторичным эталонам.

Одиночный эталон представляет собой одну меру, один измерительный прибор или измерительную установку, а *групповой эталон* (для повышения надежности) состоит из однотипных мер или измерительных устройств и воспроизводит размер единицы в виде среднего арифметического результатов воспроизведения каждым из элементов этой совокупности. Элементы из состава группового эталона могут быть использованы как одиночные рабочие эталоны.

Эталонным набором называется набор мер или измерительных приборов, позволяющих хранить или воспроизводить размер единицы физической величины либо измерять ее в некотором диапазоне значений.

Групповые эталоны и эталонные наборы могут быть *постоянного* либо *переменного* (с периодической заменой элементов) состава.

Эталоны данной страны называют *национальными,* а эталоны, относящиеся к некоторой группе стран,— *международными.* Для обеспечения единства измерений в международном масштабе государственные эталоны отдельных стран периодически сличают между собой и с международными эталонами, находящимися в Международном бюро мер и весов (МБМВ) в Париже.

Сведения о государственных первичных эталонах основных единиц СИ. Государственные первичные эталоны основных единиц СИ — метра (ГОСТ 8.020—75), килограмма (ГОСТ 8.021—78), секунды (ГОСТ 8.129—77), ампера (ГОСТ 8.022—75), кельвина (ГОСТ 8.079—79, ГОСТ 8.080—80), канделы (ГОСТ 8.023—74) — представляют собой комплексы средств измерений, предназначенные для воспроизведения, хранения и передачи вторичным эталонам размеров единиц в соответ-

ствии с их определениями, приведенными выше в п. 1.2. Эталона моля нет.

Сложность комплексов средств измерений, с помощью которых реализованы первичные эталоны основных единиц, а также точность воспроизведения ими размеров единиц далеко неодинаковы у разных эталонов. Простейшим является эталон килограмма, состоящий из национального прототипа килограмма № 12 (гиря из платино-иридиевого сплава, выполненная в виде цилиндра диаметром и высотой 39 мм) и эталонных равноплечих весов на 1 кг с дистанционным управлением, служащих для передачи размера единицы массы вторичным эталонам.

Из всех первичных эталонов основных единиц наиболее точный эталон секунды, являющийся заодно эталоном единицы частоты — герца, а также шкал времени. Он обеспечивает воспроизведение единиц с относительным средним квадратическим отклонением результата измерений, не превышающим $1 \cdot 10^{-13}$ при неисключенной относительной систематической погрешности, не превышающей $1 \times \times 10^{-12}$. Наименее точен эталон канделы, обеспечивающий воспроизведение ее размера с относительным средним квадратическим отклонением результата измерений, не превышающим $2 \cdot 10^{-3}$ при неисключенной относительной систематической погрешности, не превышающей $6 \cdot 10^{-3}$.

Государственный первичный эталон (ГОСТ 8.022—75), предназначенный для воспроизведения, хранения и передачи размера единицы силы постоянного электрического тока — ампера — рабочим средствам измерений с помощью образцовых средств измерений, заимствованных из других поверочных схем, образцовых амперметров с диапазоном измерений $1 \cdot 10^{-6}$...30 А и мер малых токов от $1 \cdot 10^{-12}$ до $1 \cdot 10^{-6}$ А, представляет собой комплекс средств измерений, в состав которого входят: токовые весы, состоящие из электродинамической системы (последовательно соединенные неподвижный и подвижный соленоиды точно известных геометрических размеров, обтекаемые постоянным током 1,018646 А) и весов с дистанционным управлением (для уравновешивания силы взаимодействия между соленоидами силой тяжести гирь); мера электрического сопротивления, применяемая при передаче размера единицы (эталон сравнений).

Эталон обеспечивает воспроизведение размера ампера с относительным средним квадратическим отклонением результата измерений, не превышающим $4 \cdot 10^{-6}$ при относительной неисключенной систематической погрешности, не превышающей $8 \cdot 10^{-6}$.

Сведения о государственных первичных эталонах некоторых производных электрических величин. Ограничимся рассмотрением государственных первичных эталонов, представляющих собой комплексы средств измерений, предназначенные для воспроизведения, хранения и передачи размеров вольта, ома, генри и фарада.

В состав эталона вольта (ГОСТ 8.027—81) входят: мера напряжения на основе эффекта Джозефсона (возникновение напряжения между разделенными тонким слоем диэлектрика двумя сверхпро-

водниками в высокочастотном электромагнитном поле); группа насыщенных нормальных элементов; компаратор для сличения нормальных элементов с мерой напряжения на основе эффекта Джозефсона; компаратор (компенсатор постоянного тока) для сличения нормальных элементов. Эталон обеспечивает воспроизведение размера вольта с относительным средним квадратическим отклонением результата измерения, не превышающим $5 \cdot 10^{-8}$ при относительной неисключенной систематической погрешности, не превышающей $1 \cdot 10^{-6}$.

В состав эталона ома (ГОСТ 8.028—75) входят: группа из 10 манганиновых катушек электрического сопротивления с номинальным значением 1 Ом и мостовая измерительная установка. Эталон обеспечивает воспроизведение размера ома с относительным средним квадратическим отклонением результата измерений, не превышающим $1 \cdot 10^{-7}$ при относительной неисключенной систематической погрешности, не превышающей $5 \cdot 10^{-7}$.

В состав эталона генри (ГОСТ 8.029—75) входят: группа из четырех катушек индуктивности, значение индуктивности которых определяют расчетным путем по их геометрическим размерам и магнитной постоянной; мостовая измерительная установка. Эталон обеспечивает воспроизведение размера генри с относительным средним отклонением результата измерений, не превышающим $1 \cdot 10^{-5}$ при относительной неисключенной систематической погрешности, не превышающей $1 \times \times 10^{-5}$.

В состав эталона фарада (ГОСТ 8.019—75) входят: расчетный конденсатор, в котором изменение емкости, определяющее размер единицы, осуществляется путем электрической коммутации и механического перемещения электродов и определяется расчетным путем по геометрическим размерам электродов, скорости света и магнитной постоянной; интерферометр, применяемый для определения геометрических размеров электродов; мостовая измерительная установка. Эталон обеспечивает воспроизведение размера фарада с относительным средним квадратическим отклонением результата измерений, не превышающим $7 \cdot 10^{-7}$ при относительной неисключенной систематической погрешности, не превышающей $13 \cdot 10^{-7}$.

5.3. Метрологический надзор и Государственная система обеспечения единства измерений

Основные положения метрологического надзора. Система метрологического надзора включает в себя комплекс правил, положений и требований технического, экономического и правового характера, определяющих организацию и порядок проведения работ по поверке средств измерений, метрологической ревизии и метрологической экспертизе.

Поверка средств измерений проводится для установления их пригодности к применению по назначению. Предусмотрены *первичная, периодическая, внеочередная* и *инспекционная* поверки.

Первичная поверка средств измерений проводится при их выпуске в обращение из производства и ремонта. Периодической поверке под-

лежат средства измерений, находящиеся в эксплуатации и хранении; межповерочные интервалы устанавливаются с расчетом обеспечения исправности средств измерений на период между поверками. Внеочередная поверка проводится: при повреждении поверительного клейма, пломбы и утрате документов о периодической поверке; при вводе в эксплуатацию средств измерений, поступающих по импорту; когда истекла половина гарантийного срока на средства измерений, служащие комплектующими изделиями, а также во всех случаях, когда необходимо удостовериться в исправности средств измерений. Инспекционная поверка проводится при метрологической ревизии.

Метрологическая ревизия средств измерений проводится на предприятиях, осуществляющих изготовление, ремонт, эксплуатацию, хранение и продажу средств измерений. Цель ревизии — совершенствование парка средств измерений и повышение эффективности метрологического обеспечения производства. Во время ревизии контролируют: наличие и правильность технической документации на средства измерений и на контрольно-измерительные операции; технический уровень и правильность эксплуатации средств измерений; качество средств измерений, выпускаемых в обращение из производства и ремонта или находящихся на хранении, и т. п. На основании результатов метрологической ревизии проводившие ее органы метрологической службы вносят соответствующие предложения, направленные на устранение обнаруженных недостатков и нарушений, с целью совершенствования метрологического обеспечения. При выявлении фактов применения непригодных средств измерений, приведших к причинению материального ущерба предприятиям или отдельным гражданам, протокол с указанием конкретных нарушений и виновных лиц направляется в следственные органы.

Метрологическая экспертиза проводится при возникновении спорных вопросов по метрологическим свойствам, методам и средствам поверки, исправности средств измерений и пригодности их к применению.

Основные правила поверки средств измерений сводятся к следующему. Все средства измерений подлежат обязательной государственной или ведомственной поверке. Исключение составляют индикаторы, предназначенные для наблюдений за изменением физических величин без оценки их значений с нормированной точностью, а также учебные средства измерений. На них наносятся обозначения «И» (индикатор) и «У» (учебный).

Поверку средств измерений могут проводить только органы метрологической службы, имеющие соответствующее разрешение. Такое разрешение выдается им, если они имеют условия, необходимые для обеспечения надлежащего качества поверки,— средства, кадры, нормативные документы, помещения. К проведению поверки средств измерений допускаются лица, прошедшие специальное обучение и сдавшие экзамены в учебных заведениях Госстандарта. Государственную поверку могут выполнять только лица, имеющие квалификацию государственного поверителя.

Основные операции поверки средств измерений сводятся к определению их погрешностей с помощью образцовых средств измерений.

Перечень характеристик и признаков, контролируемых при поверке, регламентируется нормативно-техническими документами на средства измерений, в частности техническими условиями.

Результаты поверки оформляются протоколом, в котором указываются: формальные данные (название, тип, завод-изготовитель, год выпуска, номер) и номинальные характеристики средства измерений; данные об условиях проведения поверки (температура, давление, влажность); результаты измерений при поверке; выводы о пригодности или непригодности поверяемого средства измерений к применению его по назначению. Средства измерений, не удовлетворяющие требованиям технических условий хотя бы по одному из признаков, подлежащих контролю при поверке, признаются непригодными к применению.

Службы и органы метрологического надзора. Метрологический надзор осуществляется единой метрологической службой страны, руководимой Государственным комитетом СССР по стандартам (Госстандартом) и состоящей из государственной метрологической службы Госстандарта и ведомственных метрологических служб министерств и ведомств.

В состав государственной метрологической службы, возглавляемой Госстандартом, входят: главный центр государственной метрологической службы, которым является Всесоюзный научно-исследовательский институт метрологической службы (ВНИИМС); главные центры и центры государственных эталонов — научно-исследовательские метрологические институты и их филиалы; главный центр стандартных образцов веществ и материалов; Всесоюзный научно-исследовательский центр государственной службы стандартных справочных данных (ВНИЦ ГСССД); органы государственной метрологической службы в союзных республиках, возглавляемые республиканскими управлениями Госстандарта и имеющие в своем составе республиканские центры стандартизации и метрологии (РЦСМ) или республиканские лаборатории государственного надзора за стандартами и измерительной техникой (РЛГН); зональные и межобластные центры стандартизации и метрологии (ЦСМ); межобластные, автономных республик, краевые, областные и межрайонные лаборатории государственного надзора за стандартами и измерительной техникой (ЛГН).

В состав ведомственных метрологических служб, образуемых министерствами (ведомствами), входят: отдел (подразделение), на который возлагается руководство метрологической службой министерства (ведомства); головная организация метрологической службы, определяемая министерством (ведомством) по согласованию с Госстандартом из числа ведущих научно-исследовательских, проектно-технологических или проектно-конструкторских организаций; базовые организации метрологической службы, определяемые министерством (ведомством) по согласованию с Госстандартом из числа научно-исследовательских институтов, проектно-конструкторских и проектно-технологических организаций или ведущих предприятий, осуществляющие научно-техническое и организационно-методическое руководство работами по метрологическому обеспечению прикрепленных к ним предприятий (организаций) либо групп продукции или видов

деятельности и руководимые в таком же плане головной организацией метрологической службы; метрологические службы предприятий или организаций, т. е. отделы главных метрологов, другие подразделения или лица, на которые возложена организация работ по метрологическому обеспечению предприятия (организации).

Государственная система обеспечения единства измерений (ГСИ). Под *Государственной системой обеспечения единства измерений* подразумевается комплекс нормативно-технических документов (НТД), регламентирующих общие правила и нормы метрологического обеспечения, относящиеся к единицам физических величин и их эталонам, к метрологической терминологии, нормированию метрологических характеристик средств измерений, к их поверке, аттестации и проведению государственных испытаний, к стандартизации и аттестации методик выполнения измерений и др.

Перечисленные вопросы такого общего и организационно-методического характера регламентируются базовыми стандартами ГСИ. Наряду с базовыми в составе ГСИ имеются стандарты, регламентирующие более конкретные вопросы. К ним, например, относятся стандарты на эталоны единиц отдельных физических величин и поверочные схемы; на нормальные условия выполнения измерений; на методы и средства поверки средств измерений отдельных физических величин. В состав ГСИ входят также другие НТД, выпускаемые Госстандартом и направленные на обеспечение единства и требуемой точности измерений: инструкции, методические указания, правила, положения, методики и т. п.

ГСИ служит основой для разработки отраслевых стандартов, стандартов предприятий, а также других НТД, направленных на обеспечение единства и требуемой точности измерений.

Часть вторая

ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Глава 6. МЕРЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

6.1. Меры электродвижущей силы и напряжения

Мерой э. д. с. постоянного тока является нормальный элемент (НЭ) — обратимый гальванический элемент с точно известной э. д. с. Высокая точность воспроизведения э. д. с. обеспечивается принципом построения НЭ (рис. 6.1). Электролитом элемента служит водный раствор сульфата кадмия *3*, положительным электродом — ртуть *5* и сульфат закиси ртути *4*, отрицательным — амальгама кадмия (раствор кадмия в ртути) *1* в двухфазном состоянии (твердом и жидком), а выводы электродов изготовлены из платиновой проволоки.

В зависимости от состояния электролита НЭ могут быть *насыщенными* и *ненасыщенными*. Во всем диапазоне рабочих температур в электролите насыщенных элементов (рис. 6.1, *а*), кристаллы сульфата кадмия *2* находятся в избытке, а в ненасыщенных (рис. 6.1, *б*) — электролит ненасыщен и над амальгамой кадмия и сульфата ртути установлены защитные пробковые или пластмассовые кольца *2*, облаченные в шелковую ткань. НЭ с жидким электролитом выпускаются в виде Н-образных, а с пастоподобным — в виде циллиндрических баллонов из стекла. Для защиты от механических повреждений баллон помещен в тепловыравнивающий пластмассовый либо металлический корпус. Основные характеристики НЭ нормированы ГОСТ 1954—75 (СТ СЭВ 594—77) «Меры электродвижущей силы рабочие. Элементы нормальные. Общие технические условия».

Зависимость э. д. с. насыщенных НЭ от температуры воспроизводится достаточно точно в соответствии с выражением

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

где E_t и E_{20} — э. д. с. соответственно при температуре t и 20 °С.

Отклонение действительного значения э. д. с. от рассчитанного по этой формуле, отнесенное к значению разности (t — 20°), не должно превышать 2 мкВ на 1 К в диапазоне температур от 20 до 40 °С и 3 мкВ на 1 К в диапазоне от 10 до 20 °С.

Как следует из приведенной формулы, температурная нестабильность насыщенного НЭ составляет примерно 40 мкВ на 1 К. Средний же температурный коэффициент ненасыщенных НЭ несколько меньший и не превышает 5 мкВ на 1 К в диапазоне температур от 10 до 40 °С и 10 мкВ на 1 К — в диапазоне от 5 до 10 и от 40 до 50 °С.

По приведенной зависимости определяется поправка к э. д. с. насыщенного НЭ, заданной в его свидетельстве для температуры 20 °С.

НЭ с активным термостатированием исключают необходимость учета температурной поправки э. д. с. Эти элементы состоят из регуля-

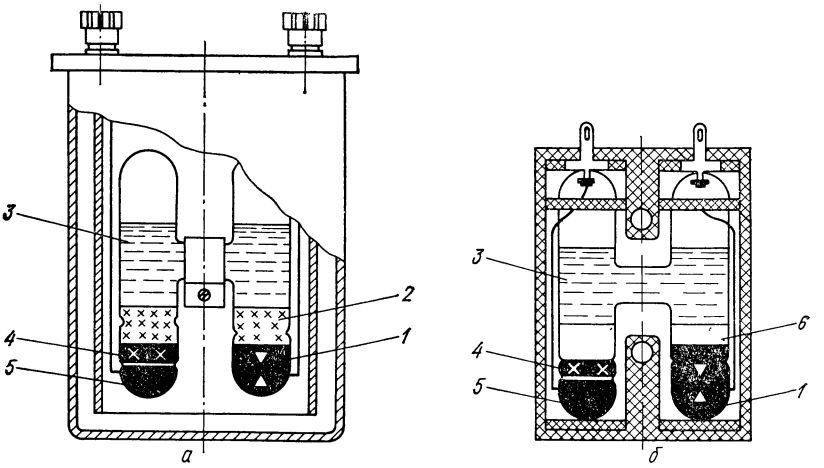


Рис. 6.1. Структура нормального элемента: насыщенного (*а*), ненасыщенного (*б*)

тора температуры и термостатируемой камеры, в которой установлены насыщенные НЭ. Температура термостатирования выбирается в пределах от 20 до 40 °С и измеряется ртутными термометрами.

Воспроизводимость э. д. с. ненасыщенных НЭ хуже, чем насыщенных, но благодаря меньшему температурному коэффициенту исключается необходимость введения поправочных коэффициентов.

Показатель класса точности НЭ (табл. 6.1) соответствует процентному изменению его э. д. с. за год. Стабильность э. д. с. обеспечивается правильной эксплуатацией НЭ. При работе с нагрузкой э. д. с. изменяется, особенно у насыщенного НЭ, поскольку под действием электрического тока изменяется концентрация его электролита. Поэтому допустимый ток, которым может нагружаться НЭ в течение одной минуты, составляет не более 0,1...1 мкА для насыщенных и не более 1...5 мкА для ненасыщенных НЭ. Более длительная нагруженность вызывает необходимость продолжительного бездейственного отстоя элемента и даже может привести к необратимым изменениям его внутренней структуры. НЭ следует беречь от воздействия тепла, солнечных лучей, избегать резких колебаний температуры, их нельзя переворачивать и встряхивать, переносить с места на место (после переноса НЭ должен отстояться в течение 18...20 ч). Последнее требование менее жестко по отношению к ненасыщенным НЭ, так как перемешивание составных частей жидкого электролита предотвращается наличием защитных колец *2* (рис. 6.1, *б*), а при использовании пастообразного электролита вовсе исключено. Это обстоятельство, а также малый температурный коэффициент определили преимущественное использование ненасыщенных НЭ в переносных приборах.

Перспективными мерами напряжения, лишенными недостатков НЭ, но одновременно обладающими приемлемой стабильностью, являются меры, создаваемые на основе кремниевых стабилитронов. Они обеспечивают стабилизацию напряжения от единиц до сотен вольт при допустимых токах потребления от микроампер до ампер. Например, с помощью стабилитронов типа КС191Л можно получить напряжение,

значение которого находится в пределах от 8,63 до 9,57 В, временнóй нестабильностью не более 0,5 мВ за 5000 ч и температурной нестабильностью от 0,0005 до 0,002 % напряжения стабилизации на 1 К. Нестабильность этих стабилитронов отвечает соответствующим показателям насыщенных НЭ класса 0,005.

Стабилитроны не столь чувствительны к токовым перегрузкам, не требуют особого ухода, малогабаритны. Их недостаток заключается в

Таблица 6.1

Типы НЭ		Класс	Значение э. д с при 20° С (для термостатированных НЭ при температуре термостатирования), В	Температурный коэффициент э д с, мкВ/К	Сопротивление электрическое, Ом не более	Нестабильность э. д. с. за год, мкВ не более	Допускаемый ток НЭ в течение 1 мин, мкА не более	
							с интервалом 24 ч	с интервалом 10 мин
Ненасыщенные	Х485	0,005	1,01880 . . . 1,01960	⩽+4	1000	50	1,0	0,5
	Х4810	0,010	1,01880 . . . 1,01960	⩽+4	1500	100	5,0	0,2
Насыщенные	Х482	0,001	1,01854 . . . 1,01873	—40	1000	10	0,2	0,02
	Х480	0,005	1,01854 . . . 1,01873	—40	1000	50	1,0	0,05
Термостатированные насыщенные	Х488/1	0,001	1,01813 . . . 1,01838	—	1000	10	0,2	0,01
	Х489	0,0005	1,01854 . . . 1,01873	—	1000	5	0,1	0,005

зависимости работоспособности от наличия дополнительных источников стабилизированного напряжения.

Появление цифровых приборов привело к необходимости создания многозначных мер напряжения и тока, так называемых *калибраторов*. Любой из калибраторов, используемый на постоянном токе, имеет в своем составе однозначную меру э. д. с., в качестве которой могут применяться либо нормальный элемент, либо источник образцового напряжения, выполненный, например, на специально отобранных кремниевых стабилитронах.

Калибраторы, применяемые на переменном токе, обычно построены по схеме *RC*-генераторов, рассчитаны на ряд фиксированных частот и напряжений, предусмотрено и плавное изменение частоты и напряжения в некоторых пределах.

6.2. Меры электрического сопротивления

Мерами электрического сопротивления в цепях постоянного и переменного токов являются измерительные катушки и магазины сопротивления, характеристики которых нормированы ГОСТ 23737—79 «Меры электрического сопротивления», а также переходные меры.

Меры сопротивления должны обладать хорошей воспроизводимостью значения меры, его стабильностью, малым температурным коэффициентом, незначительной термо-э. д. с. в паре с медью — наиболее распространенным материалом соединительных проводов. Эти свойства определяются материалом и технологией изготовления их резистивных элементов. Среди известных сплавов, наиболее соответствующих этим требованиям, обычно применяется манганин (сплав меди — 84 %, марганца — 12 %, никеля — 3 %, примеси алюминия и железа), который характеризуется высоким удельным сопротивлением $\rho = (0{,}42...0{,}48) \cdot 10^{-6}$ Ом · м, низкой термо-э. д. с. в паре с медью — 1,5...3 мкВ/К.

Однозначные меры сопротивления выпускаются в виде измерительных катушек (рис. 6.2, *а*) с резистивным элементом в виде обмотки, намотанной на каркас *2* (если сопротивление велико), пластины, спирали либо петли (если сопротивление мало). В настоящее время высокоомные катушки (свыше 10^6 Ом) имеют микропроволочную намотку (сверхтонкий манганиновый провод в стеклянной изоляции), а перспективным направлением развития более низкоомных резисторов являются прецизионные печатные резисторы, которые характеризуются меньшей реактивной составляющей сопротивления, чем обычные намоточные.

Концы резистивного элемента *1* подсоединены к токопроводам *3*, смонтированным на панели *4*, в центре которой расположено гнездо для термометра. На токопроводящих колодках размещены токовые *5* и потенциальные *6* зажимы. Токовые зажимы подключаются в цепь тока, с потенциальных снимается напряжение в измерительную цепь, причем значение сопротивления между потенциальными зажимами равно номинальному значению сопротивления измерительной катушки.

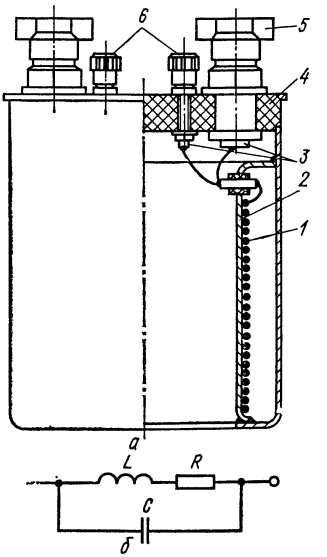


Рис. 6.2. Конструкция измерительной катушки сопротивления (*а*) и ее эквивалентная схема на переменном токе (*б*)

Номинальное значение сопротивления измерительной катушки $R_{ном} = 1 \cdot 10^n$ Ом, где n—целое число от -5 до $+9$, включая нуль. Стабильность сопротивления во времени обеспечивается благодаря искусственному (многократное чередование процессов нагревания и охлаждения резистивных элементов в процессе изготовления) и естественному (длительное выдерживание готовых мер при нормальной температуре) старению. Для высокоточных катушек класс точности определяется стабильностью их сопротивления во времени. Так, показатель класса от 0,0005 до 0,01 соответствует процентному изменению сопротивления катушки за год. Для менее точных катушек показатель класса точности соответствует допустимому относительному отклонению действительного значения сопротивления катушки от номинального.

Если катушки классов точности 0,0005...0,01 применяются при температуре не равной 20 °С (но в пределах рабочих условий), то значение их сопротивления в этих условиях может быть уточнено выражением

$$R_t = R_{20}[1 + \alpha(t - 20) + \beta(t - 20)^2],$$

где R_{20} — сопротивление при 20 °С, α и β — температурные коэффициенты, указанные в свидетельстве катушки, причем $\alpha = \pm(3...40) \times 10^{-6}$ 1/К, $\beta = (-3...8) \cdot 10^{-7}$ 1/К.

Отклонение полученного по выражению значения от действительного, определенного при номинальной мощности, выделяемой на сопротивлении катушки, выраженное в процентах ее номинального значения, не превышает половины показателя класса точности (лишь для класса 0,005 оно несколько выше — ±0,0004 %).

Для измерительных катушек со значением сопротивления до 10^5 Ом включительно номинальная мощность обычно не превышает 0,1 Вт, а для катушек сопротивлением от 10^6 Ом и более нормируется номинальное напряжение, которое составляет от 100 до 1000 В.

К мерам электрического сопротивления, используемым на переменном токе, предъявляются повышенные требования к безреактивности сопротивления катушки, показателем которой является *постоянная времени*

$$\tau = \frac{L}{R} - RC,$$

где R — активное сопротивление; L — остаточная индуктивность; C — междувитковая емкость (рис. 6.2, *б*).

Для уменьшения реактивной составляющей сопротивления катушек используют специальные виды намотки резистивного элемента и систему экранирования, которая обеспечивает постоянство распределенных емкостей обмотки. Постоянные времени катушек нормированы в зависимости от номинального значения их сопротивления и наибольшей допустимой мощности, устанавливается также верхний предел частотного диапазона.

Измерительные магазины сопротивления — это многозначные меры сопротивления, выполненные в виде набора резисторов, конструктивно объединенных с переключающим устройством, которое обеспечивает их включение в различных комбинациях и с нужным значением сопротивления.

В зависимости от конструкции переключающих устройств различают следующие типы магазинов: *рычажные* (наиболее распространены), *штепсельные, вилочные, кнопочные* либо *клавишные, зажимные*.

По виду назначения различают магазины, используемые в цепях постоянного и переменного токов, либо только в цепях постоянного тока. Конструктивно элементы измерительной цепи в магазинах сопротивления могут быть *нетермостатированы, термостатированы* либо *частично термостатированы*.

Резисторы магазинов объединяют в секции, которые называются *декадами*. Номинальное значение сопротивления каждого из резисторов в декаде соответствует определенному десятичному разряду. В за-

висимости от числа резисторов в декаде последние бывают *полными*, содержащими 9...11 единиц данного разряда, либо *сокращенными* (4-5 единиц). Требуемое число единиц в каждой из декад набирается с помощью своего переключателя (рис. 6.3). Магазины могут быть *одно*- и *многодекадными* (чаще всего шести-семи).

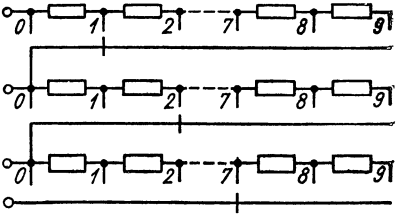


Рис. 6.3. Схема трехдекадного рычажного магазина сопротивлений с полным числом резисторов в декадах

Класс точности магазинов сопротивления выражается либо значением постоянной c, либо совокупностью постоянных c и d. Значение постоянной c обычно используется, если декадам присваиваются разные классы, причем показатель класса соответствует допустимому относительному отклонению действительного значения декады с наибольшим сопротивлением ступени от ее номинального значения, если $c > 0{,}01$, либо допустимой годовой относительной нестабильности меры, если $c \leqslant 0{,}01$. Точностные характеристики остальных декад магазина не лучше. Все же чаще класс точности нормируется совокупностью постоянных c и d, где c — постоянная, значение которой зависит от точностных характеристик магазина; d — зависит от сопротивления, которое можно набрать на магазине, его начального сопротивления (т. е. сопротивления при нулевых положениях декадных переключателей), числа его декад и значения постоянной c данного магазина. В этом случае при установленном на магазине значении сопротивления R по формуле

$$\delta = \pm\left[c + d\left(\frac{R_к}{R} - 1\right)\right],$$

(где $R_к$ — наибольшее значение сопротивления магазина) определяется допустимое относительное отклонение действительного значения сопротивления магазина R от номинального, если $c \geqslant 0{,}01$, либо допустимое относительное изменение сопротивления магазина за год, если $c < 0{,}01$.

В настоящее время не предусмотрен выпуск магазинов с отклонением действительного значения его сопротивления от номинального менее 0,01 %, а более высокий класс устанавливается по результатам исследования годовой нестабильности значения сопротивления магазина.

Чаще всего значение c равно 0,01; 0,02; 0,05; 0,1 и 0,2; номинальное значение ступени наименьшей декады — 0,01 и 0,1 Ом, наибольшей декады — $10^3...10^4$ Ом, а у однодекадных магазинов — даже 10^9 Ом. У магазинов с номинальным значением сопротивления резистора не более 10^5 Ом указывается номинальная мощность, приходящаяся на одну ступень магазина (обычно не более 0,1 Вт), а у магазинов с резисторами высших номиналов нормируется номинальное напряжение на ступень, которое обычно не превышает 3 кВ.

Если предусмотрено использование магазина в цепях переменного тока, то оговаривается верхний предел частотного диапазона и нормируется значение постоянной времени τ в зависимости от включенного сопротивления и номинальной мощности одной ступени.

Переходные меры — это магазины сопротивления, у которых осуществима поверка каждой из его ступеней методом замещения измерительной катушки. Переходные меры дают возможность получения сопротивления не кратного 10^n Ом, действительное значение которой известно с погрешностью близкой к погрешностям измерительных катушек (т. е. меньшей, чем погрешность существующих магазинов).

6.3. Меры индуктивности и взаимоиндуктивности

Мерами индуктивности и взаимоиндуктивности являются измерительные катушки, вариометры и магазины индуктивностей и взаимоиндуктивностей.

Стабильность параметров этих мер обеспечивается как конструкцией, так и выбором соответствующих материалов. Так, независимость L либо M от силы тока достигается, благодаря намотке измерительных катушек на каркасы из высококачественного изоляционного материала, малое активное сопротивление и его независимость от частоты — применением для обмоток катушек медного литцендрата (высокочастотный многожильный провод, каждая жила которого изолирована) большого сечения. Для уменьшения влияния внешнего электромагнитного поля на индуктивность применяют катушки *тороидальной* конструкции, которые обеспечивают получение равномерного магнитного поля. Высокое сопротивление изоляции и стабильность параметров катушки во времени достигаются благодаря соответствующему подбору материала каркаса и пропиточного состава, а уменьшение влияния колебаний температуры на значение меры обязано наличию у них одинаковых температурных коэффициентов линейного расширения. Важным параметром катушки индуктивности является ее *добротность* $Q = \omega L/R$, где L — эффективная индуктивность на частоте ω; R — активное сопротивление. На частоте $f = 50$ Гц добротность составляет от 0,3 до 1,5.

Катушки взаимоиндуктивности могут быть с *разделенными* либо с *совместно намотанными* первичной и вторичной обмотками; последнее обеспечивает большое значение коэффициента связи (практически единицу), но и одновременно с этим наличие большой емкости между обмотками сужает частотный диапазон, наблюдается также заметная активная проводимость через изоляцию.

Основные характеристики этих мер нормированы ГОСТ 21175—75 «Меры индуктивности. Общие технические условия» и ГОСТ 20798—75 «Меры взаимной индуктивности. Общие технические условия».

Наиболее распространенные катушки индуктивности имеют номинальные значения от 1 мкГн до 1 Гн с максимальным значением тока от 1000 до 10 мА, сопротивлением постоянному току от 0,1 до 800 Ом и классом точности от 0,5 до 0,05 (зависящим от значения индуктивности), верхний предел частоты переменного тока примерно 100 кГц; катушки взаимоиндуктивности — номинальные значения 100, 300, 500 мкГн, 1, 3, 5, 10 мГн, предел допустимой основной погрешности — $\pm 0{,}1$ %, верхний предел частоты — до 50 кГц.

Вариометры — многозначные меры индуктивности и взаимоиндуктивности. Плавное изменение L либо M обеспечивается благо-

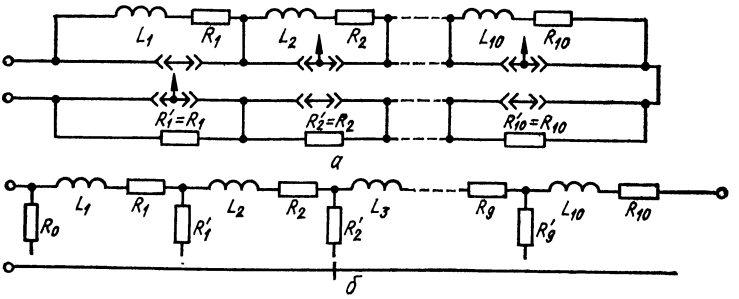


Рис. 6.4. Эквивалентная схема декады магазина индуктивности: штепсельного (*а*), рычажного (*б*)

даря изменению положения подвижной катушки *(ротора)* относительно неподвижной *(статора)*. У вариометров индуктивности ротор и статор подключается последовательно в одну цепь, у вариометров взаимоиндуктивности — в разные цепи.

Магазины индуктивности и взаимоиндуктивности являются многозначными одно- и многодекадными мерами со ступенчатым либо ступенчатым и плавным изменением L и M, осуществляемым с помощью штепсельных или рычажных переключателей. У магазина индуктивности предусмотрено постоянное активное сопротивление при любом значении индуктивности, набранной на нем; в частности, в штепсельном магазине оно обеспечивается наличием замещающих резисторов с сопротивлениями R_1', ..., R_n', равными сопротивлениям R_1, ..., R_n соответствующих катушек индуктивности. Переставляя штепсель из гнезда катушки индуктивности (верхний ряд) в размещенное напротив гнездо катушки сопротивления (нижний ряд), включают в цепь катушку индуктивности, а соответствующее спротивление закорачивают (рис. 6.4, *а*). У рычажных магазинов индуктивности для обеспечения неизменности активного сопротивления при произвольном значении включенной индуктивности предусмотрены сопротивления (рис. 6.4, *б*)

$$R_0 = \sum_{i=1}^{10} R_i;\ R_1' = R_0 - R_1;\ R_1' = R_0 - R_1 - R_2,\ \ldots$$

$$\ldots,\ R_{10} = R_0 - \sum_{i=1}^{10} R_i = 0.$$

Обычно магазины индуктивности и взаимоиндуктивности выпускаются 3-4-декадные, с классом точности не выше 0,2; с младшей ступенью 0,01 мГн, номинальным током, обычно не превышающим 0,25 А, и верхней частотой 5...10 кГц.

Пределы допустимой основной погрешности определяются по формулам:

$$\delta = \pm K \text{ — для измерительных катушек;}$$

$$\delta = \pm K \frac{L_{max}}{L} \text{ и } \delta = \pm K \frac{M_{max}}{M} \text{ — для вариометров;}$$

$$\delta = \pm \left(K + m \frac{L_{min}}{L}\right) \text{ и } \delta = \pm \left(K + m \frac{M_{min}}{M}\right) \text{ — для магазинов,}$$

где K — класс точности меры; L_{max}, M_{max} — наибольшие номинальные значения индуктивности и взаимоиндуктивности вариометра; L_{min}, M_{min} — номинальные значения индуктивности и взаимоиндуктивности одной ступени самой младшей декады магазина (дискретность); m — число декад магазина.

6.4. Меры емкости

Мерами емкости служат измерительные конденсаторы и магазины емкости, которые представляют собой наборы измерительных конденсаторов, конструктивно объединенных с переключающими устройствами (штепсельными либо рычажными).

Измерительные конденсаторы должны иметь малые потери в диэлектрике, которые характеризуются углом потерь либо его тангенсом, малую зависимость емкости от частоты и формы кривой тока, малый температурный коэффициент емкости и угла потерь, значительное сопротивление изоляции.

Измерительные конденсаторы бывают *воздушными* (постоянной и переменной емкости) и со *слюдяным* либо *иным твердым* диалектриком (постоянной емкости). Воздушные конденсаторы постоянной емкости отличаются высокой стабильностью емкости во времени, малым углом потерь (примерно $1 \cdot 10^{-5}$ рад) и малым температурным коэффициентом емкости (примерно $2 \cdot 10^{-3}$ 1/К), но из-за малой диэлектрической проницаемости воздуха громоздки.

Широко выпускаются воздушные конденсаторы постоянной емкости со значениями 50, 100, 200, 300, 400, 1000, 2000, 3000, 4000 пФ класса 0,05, допускающие применение на частотах менее 100 Гц и напряжении не более 200 В.

Воздушные конденсаторы переменной емкости конструктивно состоят из двух систем пластин — *неподвижной (статор)* и *подвижной (ротор)*, снабженной шкалой. Наиболее распространены воздушные конденсаторы переменной емкости классов 0,05; 0,2 и 0,5 с максимальным значением емкости 15; 60 и 150 пФ, с рекомендуемыми частотой применения не более 100 Гц и напряжением не более 200 В.

У слюдяных конденсаторов электродами являются алюминиевая либо оловянная фольга, а у некоторых типов — тонкий слой серебра, нанесенный на слюду. Они компактны, стабильны во времени, характеризуются примерно таким же, как и воздушные конденсаторы, температурным коэффициентом емкости, но несколько бóльшим углом потерь — $(1...2) \cdot 10^{-4}$ рад. Распространены меры емкости с номинальными значениями от 1 пФ до 1 мкФ, классов точности от 0,05 до 0,2 (в зависимости от значения емкости меры) и частотой использования меры от 40 до 10^5 Гц (также в зависимости от номинала меры).

Магазины емкости бывают *штепсельными* (на рис. 6.5 штриховой линией показаны гнезда, предназначенные для устранения остаточных зарядов путем закорачивания конденсаторов) либо *рычажными*. Изменение емкости возможно либо ступенчатое, либо ступенчатое и плавное. Распространены магазины классов не выше 0,1 обычно 6-декадные, с младшей декадой 0,0001 мкФ, тангенсом угла

потерь от $1 \cdot 10^{-3}$ до $5 \cdot 10^{-3}$, допускающие использование на частотах от 40 Гц до 30 кГц и рабочих напряжениях от 7 до 100 В.

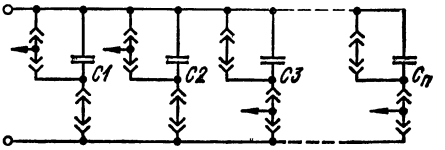


Рис. 6.5. Схема декады штепсельного магазина емкости

Характеристики мер нормированы ГОСТ 6746—75 «Меры емкости. Общие технические условия». Основная погрешность, выраженная в процентах номинального значения выставленной емкости, определяется выражениями:

$$\delta = \pm K \text{ — для конденсаторов постоянной емкости и однодекадных магазинов;}$$

$$\delta = \pm K \frac{C_{max}}{C_{ном}} \text{ — для конденсаторов переменной емкости;}$$

$$\delta = \pm K \left(1 + 0{,}8m \frac{C_д}{C_{ном}}\right) \text{ — для многодекадных магазинов,}$$

где K — класс точности; $C_{ном}$ — номинальное значение включенной емкости; C_{max} — максимальное значение переменной емкости; m — число декад и $C_д$ — дискретность магазина.

Отклонение частоты и температуры от номинальных значений вызывает появление дополнительной погрешности.

Глава 7. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

7.1. Шунты и добавочные резисторы

Шунты. Служат для расширения диапазона измерения тока магнитоэлектрических приборов и представляют собой четырехзажимный резистор с *токовыми* зажимами, предназначенными для включения в цепь измеряемого тока, и *потенциальными* зажимами (меньших размеров) — для подсоединения к милливольтметру (рис. 7.1, *а*). Шунты, по существу, являются преобразователями тока в напряжение. Они рассчитаны на совместное применение с магнитоэлектрическими приборами.

Шунты на сравнительно малые токи (до 1 А) изготовляются из манганина в виде спиралей или катушек, а шунты на большие токи — в виде пластин или стержней, запаянных в массивные латунные либо медные наконечники. Пайка преобразователя к выводам (наконечникам) осуществляется обычно серебряным припоем (оловянным допускается лишь на сравнительно малые токи — до 1 А.) Шунты на силу тока до 30 А закрыты обычно пластмассовыми кожухами.

Шунты разделяются на *внутренние* (обычно на токи до нескольких ампер) и *внешние* (индивидуальные и взаимозаменяемые). Индивидуальные шунты пригодны лишь для того измерительного прибора, с которым они градуированы, а взаимозаменяемые шунты могут быть использованы с любым прибором, который имеет соответствующий предел измерения напряжения и номинальный потребляемый ток. Взаимозаменяемые шунты бывают *стационарными* и *переносными*, последние, в свою очередь,— *одно-* или *многопредельными*.

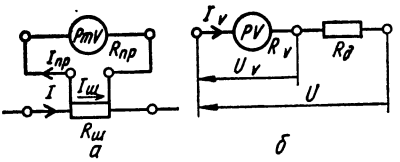


Рис. 7.1. Схемы включения шунта (*а*) и добавочного резистора (*б*)

Характеристики взаимозаменяемых шунтов нормируются ГОСТ 8042—78 «Преобразователи измерительные электрических величин. Шунты измерительные. Технические условия».

Серийно выпускаемые шунты имеют классы точности 0,05; 0,1; 0,2; 0,5. Здесь класс точности указывает на предельно допустимое значение отклонения сопротивления шунта, выраженное в процентах номинального значения

$$R_{\text{ш ном}} = \frac{U_{\text{ном}}}{I_{\text{ном}} - I_{\text{ном.пр}}},$$

где $I_{\text{ном.пр}}$ — номинальный ток измерительного прибора.

Наиболее распространены взаимозаменяемые шунты с номинальным падением напряжения 45 и 75 мВ, токами от 0,01 до 7500 А.

Шунт должен длительно выдерживать перегрузку током, равным 120 % номинального.

Добавочные резисторы. Применяются для расширения пределов измерения напряжения вольтметров магнитоэлектрической, электродинамической и электромагнитной систем, а также цепей напряжения электродинамических ваттметров.

Добавочный резистор подсоединяется последовательно с вольтметром (цепью напряжения ваттметра, счетчика и т. п.). Для такой измерительной цепи (рис. 7.1, *б*)

$$U_{\text{ном}} = I_{V\text{ном}} (R_{V\text{ном}} + R_{\text{д ном}}),$$

где $U_{\text{ном}}$ — номинальное падение напряжения на последовательной цепочке вольтметр (цепь напряжения ваттметра) — добавочный резистор; $I_{V\text{ном}}$, $R_{V\text{ном}}$ — номинальные ток и сопротивление вольтметра; $R_{\text{д.ном}}$ — номинальное сопротивление добавочного резистора.

Использование добавочного резистора в цепях высокого напряжения ограничено возрастанием собственного потребления, а также требованиями безопасной работы. Материалом добавочных резисторов служит обычно манганин. Намотка ведется на катушки и пластины из изоляционного материала. Добавочные резисторы, предназначенные для работы на переменном токе, должны быть *безреактивными*.

Резисторы, как и шунты, бывают *внутренние* и *внешние, индивидуальные* и *взаимозаменяемые,* а по назначению — *стационарные* и *переносные*.

Взаимозаменяемый добавочный резистор может применяться с любым прибором, ток полного отклонения которого не больше указанного для данного резистора.

Класс точности добавочного резистора соответствует допустимому относительному отклонению значения его сопротивления от номинального.

Основные технические характеристики добавочных резисторов нормирует ГОСТ 8623—78 «Сопротивления добавочные для электроизмерительных приборов. Технические условия». Наиболее распростра-

нены резисторы, предназначенные для использования на постоянном токе, рассчитанные на номинальные напряжения от 100 до 3000 В, токи 3,0; 5,0 и 7,5 мА, классов 0,05; 0,1; 0,2; 0,5.

Добавочные резисторы должны выдерживать перегрузку током или напряжением до 120 % номинального значения.

7.2. Измерительные трансформаторы

Измерительными называются трансформаторы, которые предназначены для преобразования (трансформации) измеряемых переменного тока или напряжения, а также для повышения безопасности работы персонала при измерениях в цепях высокого напряжения.

Измерительные трансформаторы тока и напряжения по устройству сходны между собой, однако отличаются режимом работы и способом включения в измерительную цепь. Конструкцию измерительного трансформатора объясняет рис. 7.2, *а*. На ферромагнитном сердечнике изолированно друг от друга намотаны первичная w_1 и вторичная w_2 обмотки. Соотношение между числами витков w_1 и w_2 зависит от значения номинального коэффициента трансформации, который для трансформаторов тока определяется выражением

$$K_{I\text{ном}} = \frac{I_{\text{ном}1}}{I_{\text{ном}2}},$$

а для трансформаторов напряжения — выражением

$$K_{U\text{ном}} = \frac{U_{\text{ном}1}}{U_{\text{ном}2}},$$

где $I_{\text{ном}1}$, $I_{\text{ном}2}$, $U_{\text{ном}1}$, $U_{\text{ном}2}$ соответственно номинальные первичный и вторичный токи, первичное и вторичное напряжения.

Действительный коэффициент трансформации из-за наличия погрешностей будет отличаться от номинального. При этом, поскольку вектор вторичного тока (напряжения) смещен по отношению к первичному не точно на 180°, что является причиной так называемой *угловой погрешности,* действительный коэффициент трансформации будет комплексным числом:

$$\dot{K}_I = \frac{\dot{I}_1}{-\dot{I}_2} = \frac{I_1}{I_2}\,e^{-j\delta_I} = K_I e^{-j\delta_I} \simeq [1 - (f_I + j\delta_I)]\,K_{I\text{ном}};$$

$$\dot{K}_U = \frac{\dot{U}_1}{-\dot{U}_2} = \frac{U_1}{U_2}\,e^{-j\delta_U} = K_U e^{-j\delta_U} \simeq [1 - (f_U + j\delta_U)]\,K_{U\text{ном}},$$

где K_I, K_U — модули действительного коэффициента трансформации тока и напряжения; f_I, f_U — токовая погрешность и погрешность напряжения; δ_I, δ_U — угловые погрешности трансформатора тока и трансформатора напряжения.

Поскольку ко вторичной обмотке измерительного трансформатора тока подключаются амперметры, токовые обмотки ваттметров, счетчиков электрической энергии и фазометров, сопротивление которых очень

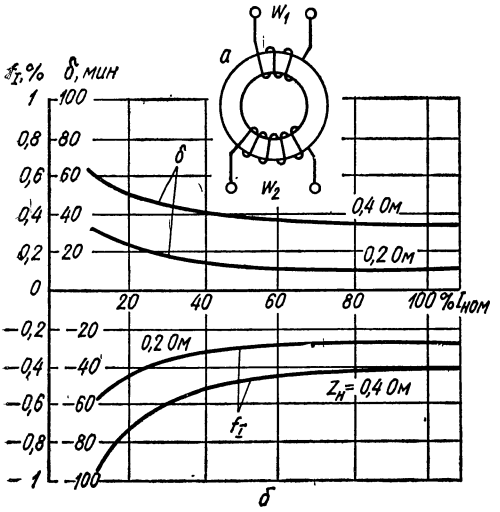


Рис. 7.2. Устройство измерительного трансформатора тока (*а*) и графики зависимостей его погрешностей от значений первичного тока (*б*) при различных значениях сопротивления нагрузки $z_н$

мало, трансформаторы тока работают в режиме, близком к короткому замыканию. Характер нагрузки — индуктивно-активный.

Погрешность трансформатора тока обусловлена различием между номинальным и действительным коэффициентами трансформации. Она зависит от свойств материала сердечника, сопротивления вторичной цепи, значения первичного тока и имеет вид, как на рис. 7.2, *б*.

Размыкание вторичной цепи является аварийным режимом, так как при этом намагничивание сердечника осуществляется полностью всем первичным током, сердечник входит в насыщение, значение его магнитного сопротивления велико, что приводит к перегреву сердечника, порче изоляции, намотки, напряжение на вторичной обмотке может достигать сотен вольт, что опасно для обслуживающего персонала. В связи с этим у выпускаемых промышленностью трансформаторов тока предусматриваются устройства для закорачивания вторичной обмотки при необходимости осуществления нужных переключений во вторичной цепи при включенной первичной обмотке.

В зависимости от назначения измерительные трансформаторы тока разделяются на *стационарные* и *переносные*. Переносные лабораторные трансформаторы преимущественно многопредельные. Для расширения пределов измерения частот в корпусах переносных трансформаторов тока с тороидальным сердечником предусматривается отверстие, через которое можно намотать внешнюю первичную обмотку проводом соответствующего диаметра (допускающего измеряемый первичный ток). Число витков w_1 должно, по возможности, обеспечить равенство произведения $I_1 w_1$ номинальному числу ампер-витков трансформатора, которые лежат в пределах от 600 до 2000 и указываются на щитке трансформатора.

Особой разновидностью трансформаторов тока являются токоизмерительные клещи, позволяющие измерять ток в линии, не разрывая цепи для включения амперметра или обычного измерительного трансформатора.

Основные технические характеристики измерительных трансформаторов тока нормированы ГОСТ 7746—78 Е (СТ СЭВ 2733—80) «Трансформаторы тока. Общие технические условия» в части стационарных и ГОСТ 23624—79 «Трансформаторы тока измерительные лабораторные. Общие технические условия» в части лабораторных транс-

форматоров. Лабораторные трансформаторы могут быть класса точности от 0,01 до 0,2, а стационарные — от 0,2 до 10. Предельные значения погрешностей лабораторных трансформаторов нормируются двухчленной формулой

$$f_I = \pm\left[c + d\left(\frac{I_н}{I} - 1\right)\right],$$

а стационарных — не должны превышать значений, приведенных в стандарте (в виде таблицы). Показатель класса точности лабораторных и стационарных трансформаторов соответствует допустимому значению отклонения действительного коэффициента трансформации в процентах номинального при номинальном первичном токе (член c двухчленной формулы погрешности). Стандарты нормируют также угловые погрешности.

Номинальные значения первичных токов трансформаторов бывают чаще всего от 0,2 до 3000 А, а вторичного — 5 А (реже 1 А, причем только у трансформаторов, используемых на частоте 50 Гц), номинальные сопротивления цепей нагрузки лабораторных трансформаторов — 0,2; 0,4 и 0,6 Ом; номинальная частота обычно 50 либо 400 Гц или область частот — преимущественно 50...1000 Гц.

Выводы обмоток трансформатора имеют обозначения: $Л_1 ... Л_m$ — первичная; $И_1$, $И_2$ — вторичная, где m — порядковый номер секции ($m = 2$ — для однопредельного и $m > 2$ для многопредельного трансформаторов), причем при направлении тока в первичной обмотке от $Л_1$ к $Л_2$ вторичный ток во внешней цепи должен проходить от $И_1$.

Режим работы измерительного трансформатора напряжения приближается к режиму холостого хода, так как ко вторичной его обмотке подключаются приборы с относительно большим сопротивлением (вольтметры, цепи напряжения ваттметров, счетчиков, фазометров и т. п.). Характер нагрузки предполагается активно-индуктивный.

Погрешность трансформатора напряжения обусловлена различием между номинальным и действительным коэффициентами трансформации. Она пропорциональна сопротивлениям обмоток трансформатора (стремится к нулю при равенстве их значений нулю), магнитному сопротивлению сердечника и обратно пропорциональна сопротивлению нагрузки (при неизменном ее коэффициенте мощности) и частоте измеряемого напряжения. При изменении первичного напряжения и постоянной нагрузке изменяется магнитное сопротивление, а значит, и погрешность.

Измерительные трансформаторы напряжения также разделяются на *лабораторные* и *стационарные,* лабораторные — чаще всего *переносные, многопредельные.* Основные характеристики трансформаторов нормирует ГОСТ 1983—77 Е (СТ СЭВ 2734—80) «Трансформаторы напряжения. Общие технические условия». Наиболее распространены трансформаторы напряжения классов 0,1; 0,2 и 0,5. Номинальные значения первичных напряжений для однофазных трансформаторов лежат в пределах от 220 В до 35 кВ, номинальные вторичные напряжения равны 150, 100, $100/\sqrt{3}$ В, а номинальные полные мощности — от 10 до 1200 В·А с коэффициентом мощности активно-индуктивной нагрузки 0,8...1,0; номинальная частота 50 Гц.

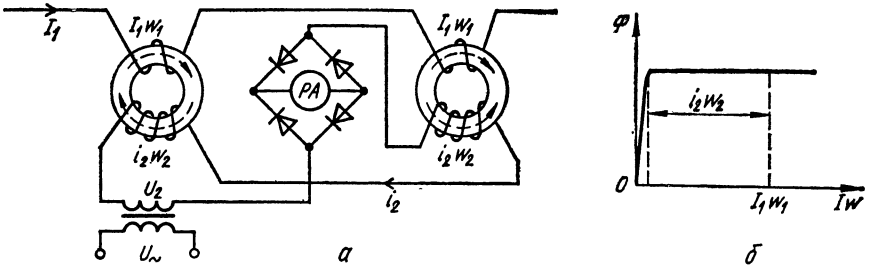


Рис. 7.3. Принципиальная схема измерительного трансформатора постоянного тока (*а*) и типичная кривая намагничивания материала сердечника преобразователя (*б*)

Выводы обмоток трансформатора имеют обозначения: в однофазных первичная обмотка *A—X*, вторичная *a—x*; у трехфазных — первичные *O—A—B—C*, вторичные — *o—a—b—c*.

Измерительные трансформаторы постоянного тока. Принципиальная схема преобразователя приведена на рис. 7.3, *а*. На два идентичных сердечника из ферромагнитного материала со значительной магнитной проницаемостью и относительно небольшой индукцией насыщения (например, из пермаллоя) намотаны первичные и вторичные обмотки, числа витков которых равны соответственно w_1 и w_2. По первичным обмоткам, намотанным на обоих сердечниках в одинаковых направлениях и соединенным последовательно, пропускают измеряемый постоянный ток. Вторичные обмотки, также соединенные последовательно, но намотанные в противоположных направлениях, подключают к источнику переменного напряжения.

Благодаря такому исполнению, а также способу соединения первичных и вторичных обмоток направления действия намагничивающих сил i_2w_2 и I_1w_1 в течение одного полупериода напряжения $U_\sim$ в одном из сердечников будут совпадать и их значения слагаться, а в другом — противоположны и вычитаться. В последующий полупериод сердечники якобы поменяются местами.

Если форма кривой намагничивания сердечника близка к прямоугольной (рис. 7.3, *б*), значение сопротивления обмоток w_2 близко к нулю, а напряжение $U_\sim$ достаточно велико; тогда форма кривой тока i_2 близка к прямоугольной и среднее значение этого тока практически не зависит от напряжения $U_\sim$ и частоты. Если в цепь тока i_2 включить выпрямительный прибор, показания которого пропорциональны среднему значению, то

$$I_{\text{ср}} = I_1 \frac{w_1}{w_2}.$$

Таким образом, среднее значение вторичного тока пропорционально первичному (измеряемому), а соотношение между этими токами, как и в трансформаторах переменного тока, выражается посредством отношения чисел витков.

7.3. Делители напряжения

Резистивные делители. Используются они как на постоянном, так и на переменном токе для расширения пределов измерения по напряжению приборов с высоким входным сопротивлением (электронных и цифровых вольтметров, потенциометров постоянного тока).

Схема простейшего (однопредельного) резистивного делителя напряжения представлена на рис. 7.4, *а*. Номинальный коэффициент деления, определенный при условии подключения к делителю нагрузки бесконечно большого сопротивления,

$$n_{\text{ном}} = \frac{U_{1\text{ном}}}{U_{2\text{ном}}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{R_1}{R_2} + 1.$$

Действительный коэффициент деления отличается от номинального вследствие неточностей подгонки элементов делителя, наличия у них реактивных составляющих сопротивления (что сказывается при использовании делителя на переменном токе). Для уменьшения частотных погрешностей делителя на переменном токе (обычно частотный диапазон не превышает 10 кГц) предусмотрена частотная компенсация.

Погрешность коэффициента деления делителя определяется неточностью подгонки отношения двух сопротивлений. В этом случае к точности подгонки отдельных сопротивлений R_1 и R_2 не предъявляются высокие требования, а точную подгонку их отношения удается обеспечить значительно проще.

На значении действительного коэффициента деления сказывается и влияние его нагрузки:

$$n = \frac{R_1 + R_2'}{R_2'} = n_{\text{ном}}\left[1 + \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2) R_{\text{н}}}\right],$$

т. е. коэффициент приближается к номинальному лишь при сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}} \to \infty$.

Делители напряжения обычно выпускаются *многопредельными* и выполняются по схеме с постоянным входным либо выходным сопротивлением (рис. 7.4, *б*, *в*). Основные технические характеристики резистивных измерительных делителей напряжения постоянного тока нормирует ГОСТ 11282—75 (СТ СЭВ 2417—80) «Делители напряжения постоянного тока измерительные. Общие технические условия», согласно которому показатель класса точности соответствует пределу основной допускаемой погрешности делителя, выраженной в процентах номинального коэффициента деления. Изменение основной погрешности коэффициентов деления за год не должно превышать половины зна-

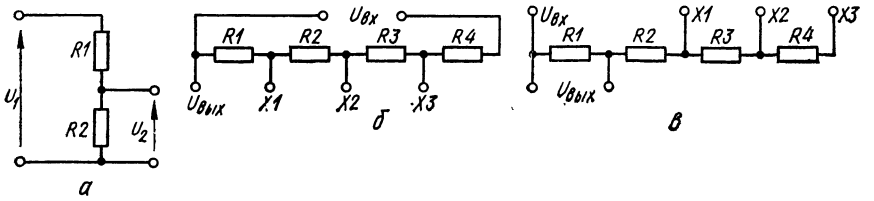


Рис. 7.4. Схемы резистивных делителей напряжения

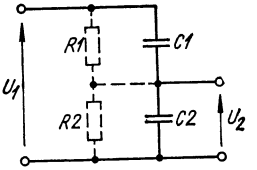


Рис. 7.5. Схема емкостного делителя напряжения

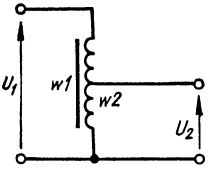


Рис. 7.6. Схема автотрансформаторного делителя напряжения

чения допускаемой погрешности для классов не хуже 0,0005 и четверти значения — для всех остальных. В многопредельных делителях допускается присвоение различных классов разным коэффициентам деления. Наиболее распространенные, выпускаемые серийно, делители напряжения имеют класс точности от 0,001 до 0,2; коэффициенты деления — 10 : 1, 100 : 1, 1000 : 1, 10 000 : 1 с полным сопротивлением делителя от 100 кОм до 10 МОм, максимальным входным напряжением 1000 В.

Емкостные делители. Эти делители применяются на переменном токе, в основном для расширения пределов измерения электростатических вольтметров. Схема простейшего емкостного делителя приведена на рис. 7.5.

Номинальный коэффициент деления, полученный при условии подключения к нему нагрузки бесконечно большого сопротивления,

$$n_{\text{ном}} = \frac{U_{1\text{ном}}}{U_{2\text{ном}}} = \frac{Z_{C1} + Z_{C2}}{Z_{C2}} = \frac{C_1 + C_2}{C_1},$$

а действительный комплексный коэффициент с учетом реальных параметров конденсаторов

$$\dot{n} = \frac{C_1\left(1 + \frac{1}{j\omega C_1 R_1}\right) + C_2\left(1 + \frac{1}{j\omega C_2 R_2}\right)}{C_1\left(1 + \frac{1}{j\omega C_1 R_1}\right)},$$

где R_1, R_2 — сопротивления изоляции соответствующих конденсаторов.

В общем случае $\dot{n}$ зависит от частоты, но на достаточно высоких ($1/\omega C_1 R_1 \ll 1$ и $1/\omega C_2 R_2 \ll 1$) и очень низких ($1/\omega C_1 R_1 \gg 1$ и $1/\omega C_2 R_2 \gg 1$) частотах коэффициент деления $n = n_{\text{ном}}$ (соответственно $n_{\text{ном}} = (C_1 + C_2)/C_1$ и $n_{\text{ном}} = (R_1 + R_2)/R_2$) от частоты не зависит. У емкостных делителей, предназначенных для работы в широком диапазоне частот, конденсаторы шунтируют резисторами таким образом, чтобы выполнялось условие $R_1'/R_2' = C_2/C_1$, где R_1' и R_2' — суммарные эквивалентные сопротивления, шунтирующие C_1 и C_2 соответственно.

Индуктивные делители. Индуктивный делитель напряжения представляет собой масштабный электромагнитный преобразователь, служащий для деления с определенной точностью входных напряжений. Индуктивный делитель тока можно рассматривать как обратный индуктивный преобразователь напряжения. По принципу действия они аналогичны измерительным трансформаторам, однако отличаются не-

которыми конструктивными особенностями и могут выполняться по *трансформаторной* или *автотрансформаторной* схеме. Автотрансформаторные делители (рис. 7.6) конструктивно более просты. Обмотка такого делителя выполняется жгутом из скрученных и изолированных друг от друга проводов (число которых равно числу необходимых секций) и равномерно располагается по периферии тороидного ферромагнитного сердечника из материала с высокой магнитной проницаемостью и малыми потерями. Конец провода одной секции соединяют с началом провода следующей и т. д. От мест соединения делают выводы к соответствующим зажимам выходной цепи. Начало первой и конец последней секций образуют вход индуктивного делителя напряжения (выход индуктивного делителя тока).

При необходимости иметь гальваническое разделение элементов измерительной цепи применяют трансформаторную схему, точность которой ниже. *Комбинированная* схема сочетает в себе преимущества двух предыдущих, она широко применяется в качестве составного элемента более сложных схем делителей. Достоинством этой схемы является также малое влияние сопротивления нагрузки на точность воспроизведения выходных напряжений.

Коэффициент деления может быть постоянным либо регулируемым. Изменение коэффициента деления достигается путем изменения числа витков обмоток или их частей, причем в зависимости от места переключения витков (входной или выходной обмотки) получают схемы с постоянным выходным или входным сопротивлением. Особенностью индуктивного делителя является наличие между витками обмоток тесной индуктивной связи, в идеальном случае в предположении того, что все витки обмоток имеют одинаковое потокосцепление, а потоки рассеяния отсутствуют. При этом условии отношение напряжений, развиваемых в обмотках делителя, равно отношению чисел витков соответствующих обмоток или их частей.

Номинальный коэффициент деления индуктивного делителя

$$n_{\text{ном}} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{w_1}{w_2} \quad \text{и} \quad n_{\text{ном}} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{w_2}{w_1},$$

где w_1, w_2 — числа витков со стороны входа и выхода делителя.

В реальных преобразователях наличие потоков рассеяния и активных сопротивлений отдельных обмоток, взаимное влияние обмоток, несколько шунтирующих друг друга, влияние емкостей нагрузки и паразитных емкостей ведут к появлению погрешностей индуктивного делителя.

Основными достоинствами индуктивных делителей напряжения являются возможность получения коэффициентов деления в широких пределах значений от 0,9 до 10^{-7}; высокая точность коэффициентов деления, оценивающаяся в серийном производстве погрешностью 0,001 % и менее, а в лучших образцах — около 10^{-5} % при фазовой погрешности не более 10^{-6} рад; широкий частотный диапазон (примерно 20 Гц...200 кГц) с постоянной тенденцией к расширению в область высоких частот; стабильность коэффициентов деления, практически не имеющая себе равной среди других видов делителей; независимость

коэффициентов деления от нагрузки в пределах практически применяемых значений последней; технологичность и практическое отсутствие зависимости от климатических воздействий.

Все это создает предпосылки к перспективному использованию их в качестве преобразователей напряжения (тока) в различных электрических цепях и устройствах, в частности при создании точных делителей, работающих в импульсном режиме, в автоматических трансформаторных мостах и в системах поверки цифровых вольтметров переменного тока с программным управлением коэффициентом деления.

7.4. Измерительные усилители

Измерительные усилители (ИУ) служат для усиления измеряемых электрических сигналов, а следовательно, для повышения чувствительности средств измерений. Их применение в то же время позволяет уменьшить потребление энергии от исследуемого объекта. Они применяются также для согласования сопротивлений сопрягаемых преобразователей, в том числе при необходимости подключения низкоомного сопротивления нагрузки к высокоомному источнику сигнала. ИУ могут быть не только масштабными преобразователями напряжения, но и преобразователями напряжения в ток или тока в напряжение.

При построении усилительных устройств используют полупроводниковые элементы (биполярные и полевые транзисторы) и узлы (интегральные микросхемы). Иногда во входных каскадах широкополосных усилителей для обеспечения большого (до $10^{10}...10^{13}$ Ом) входного сопротивления и незначительной (до нескольких пикофарад) емкости используют электронные лампы. В последнее время во многих случаях, особенно в диапазоне звуковых частот, применяются усилители в интегральном исполнении. Использование интегральных усилительных схем не только дает возможность уменьшить габариты средств измерений, повысить надежность и уменьшить потребляемую мощность от источника питания, но и во многих случаях улучшить метрологические характеристики и функциональные возможности средств измерения, построенных с их использованием.

Основной статической характеристикой измерительных усилителей является *номинальный коэффициент усиления* или *номинальный коэффициент передачи* (при физически разнородных входных и выходных величинах), представляющий собой его номинальную чувствительность.

В зависимости от частот усиливаемых сигналов ИУ разделяют на *усилители переменного* и *постоянного токов*. Усилители постоянного тока (УПТ) пригодны для преобразования сигналов постоянного тока и в определенном частотном диапазоне сигналов переменного тока. Границы частотного диапазона ограничены допустимыми частотными погрешностями усиления.

Основными источниками погрешностей ИУ в статическом режиме являются изменение коэффициента усиления (передачи) во времени и под действием влияющих факторов (температуры, напряжения питания и т. п.), а также различного рода шумы и наводки.

Погрешность от изменения коэффициента усиления может быть значительно уменьшена при введении *отрицательной обратной связи* (ООС). Общая структура ИУ, охваченного ООС, изображена на рис. 7.7, на котором коэффициент передачи прямой цепи усиления обозначен как s, а коэффициент передачи цепи ООС — β.

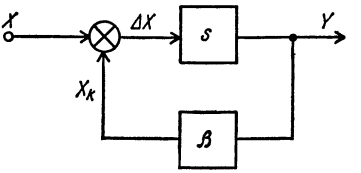


Рис. 7.7. Структурная схема усилителя, охваченного отрицательной обратной связью

В усилителе, охваченном ООС, приведенная ко входу абсолютная погрешность

$$\Delta(X) = \Delta_0 + \left(\frac{\delta_s}{1+\beta s} + \delta_\beta\right) X,$$

т. е. погрешность, вызванная изменением коэффициента усиления δ_s, уменьшается в $(1 + \beta s)$ раз, а аддитивная составляющая не уменьшается. При этом появляется погрешность δ_β цепи обратной связи, которую, как правило, удается сделать намного меньше δ_s.

Различные виды ООС и основные характеристики усилителей напряжения в зависимости от вида ООС приведены в табл. 7.1.

Класс точности измерительного усилителя переменного тока определяется преимущественно мультипликативной составляющей погрешности, значение которой в диапазоне низких частот находится в пределах от 0,01 до 4,0 %. Нелинейные составляющие погрешности проявляются в искажении формы выходного сигнала и поэтому нормируются посредством допустимого коэффициента гармоник. Аддитивная составляющая погрешности ИУ переменного тока обычно пренебрежимо мала.

В усилителях постоянного тока точность усиления существенно ограничивается инфранизкочастотными шумами, называемыми *нестабильностью напряжения смещения* (дрейфом нулевого уровня), которая обусловлена зависимостью параметров усилительных элементов от температуры, их изменением во времени и от напряжения питания, что вызывает аддитивные составляющие погрешности Δ_0.

Эффективным способом уменьшения влияния нестабильности напряжения смещения является применение усилителей с трансформацией спектра усиливаемых сигналов, которые называют *усилителями с модуляцией — демодуляцией* (усилители с МДМ-преобразователями).

Структурная схема такого усилителя изображена на рис. 7.8, где обозначены: *М* — модулятор; *У* — усилитель переменного тока; *ДМ* — демодулятор; *ФНЧ* — фильтр низких частот и *Г* — генератор модулируемых сигналов. Один из выходных сигналов X_1 генератора модулируется по амплитуде входным сигналом X, усиливается усилителем переменного тока, малочувствительным к низкочастотным сигналам, а затем происходят

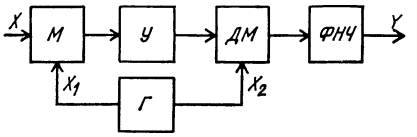


Рис. 7.8. Структурная схема усилителя с МДМ-преобразованием

Таблица 7.1

Схема	Вид ООС и коэффициент передачи усилителя	Эквивалентные входное и выходное сопротивления
	Без ООС s	$R_{вх.эк} = R_{вх}$ $R_{вых.эк} = R_{вых}$
	Последовательная по напряжению $s' = \frac{s}{1+\beta s} = \frac{s}{1 + s\frac{R_2}{R_1+R_2}}$	$R_{вх.эк} = R_{вх}\left(1 + s\frac{R_2}{R_1+R_2}\right)$ $R_{вых.эк} = \frac{R_{вых}}{1 + s\frac{R_н}{R_1+R_2}}$
	Последовательная по току $s' = \frac{s}{1 + s\frac{R_0}{R_н}}$	$R_{вх.эк} = R_{вх} \times \left(1 + s\frac{R_0}{R_н}\right)$ $R_{вых.эк} = \frac{R_{вых}}{1 + s\frac{R_0}{R_н}}$
	Параллельная по напряжению $s' = \frac{s}{1 + s\frac{R_1}{R_2}}$	$R_{вх.эк} = R_1 + \frac{R_2}{s}$ $R_{вых.эк} = \frac{R_{вых}}{1 + s\frac{R_1}{R_2}}$
	Параллельная по току $s' = \frac{s}{1 + s\frac{R_1R_0}{R_2R_н}}$	$R_{вх.эк} = R_1 + \frac{R_2+R_0}{s}$ $R_{вых.эк} = \frac{R_{вых}}{1 + s\frac{R_1R_0}{R_2R_н}}$

восстановление формы усиленного входного сигнала путем демодуляции (фазочувствительного выпрямления) и выделения огибающей модулированного сигнала (информативный параметр выходного сигнала) фильтром низких частот. Нестабильность напряжения сме-

щения у таких УПТ составляет, как правило, десятые доли микровольта на кельвин.

Однако, обладая высокой точностью при усилении сигналов постоянного тока, усилители с МДМ-преобразователями ограничивают диапазон усиления сигналов, который определяется частотой модулируемого сигнала. Частота сигнала X_1 должна быть хотя бы на порядок выше максимальной частоты усиливаемого сигнала.

Среди параметров измерительного усилителя, определяющего его свойства в динамическом режиме, наряду с частотной погрешностью в заданном диапазоне частот иногда указывают время нарастания выходного сигнала до заданного значения при скачкообразном изменении входного сигнала. Для большинства усилителей с частотной погрешностью δ_f на верхней частоте $f_в$ время нарастания $t_н$ можно определить по формуле

$$t_н = \frac{\sqrt{2\delta_f \,|\ln \delta_U|}}{2\pi (1 - \delta_f) f_в},$$

где δ_U — относительная погрешность установления выходного сигнала.

Современные ИУ строят, используя, в основном, операционные усилители, т. е. УПТ, обладающие большим коэффициентом усиления (десятки и сотни тысяч), большим входным и незначительным выходным сопротивлениями, малыми значениями входного тока и нестабильностью напряжения смещения и предназначенные для работы в схемах с отрицательной обратной связью. Эти усилители в интегральном (гибридном и монолитном) исполнении широко применяются для масштабирования напряжения, преобразования тока в напряжение и наоборот, преобразования сопротивления в напряжение и других измерительных преобразований.

Глава 8. АНАЛОГОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

8.1. Общие сведения и свойства аналоговых приборов прямого преобразования

Как уже указывалось в п. 2.1, *аналоговым измерительным прибором* называют прибор, информативный параметр выходного сигнала которого является физическим аналогом измеряемой величины. Показания аналогового прибора являются непрерывной функцией изменения измеряемой величины.

Среди приборов прямого преобразования основную группу составляют *электромеханические* приборы, принцип действия которых заключается в преобразовании электромагнитной энергии в механическую энергию перемещения подвижной части. Обобщенная структурная схема такого прибора представлена на рис. 8.1 и состоит из измерительной цепи *1*, измерительного механизма (ИМ) *2* и отсчетного устройства *3*.

Измерительная цепь *1* служит для преобразования измеряемой электрической величины X (напряжения, тока, мощности и т. п.)

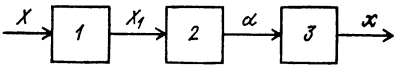


Рис. 8.1. Структурная схема прибора прямого преобразования

в некоторую промежуточную электрическую величину X_1 (ток или напряжение), функционально связанную с величиной X и непосредственно воздействующую на ИМ *2*. В ее составе могут быть и преобразователи, рассмотренные ранее (гл. 7): шунты, делители напряжения и т. п. С целью повышения чувствительности прибора и расширения диапазона измерений в сторону малых значений измеряемых величин измерительная цепь содержит электронные узлы. Такие приборы в отличие от обычных аналоговых приборов прямого преобразования называют *электронными* [18].

Измерительный механизм, состоящий из подвижной и неподвижной частей, предназначен для преобразования электромагнитной энергии величины X_1 в механическую, необходимую для перемещения (углового либо линейного) подвижной части.

Под действием измеряемой величины в ИМ возникает вращающий момент, значение которого может быть определено как

$$M_{\text{вр}} = \frac{\partial A}{\partial \alpha} = \frac{\partial W_{\text{эм}}}{\partial \alpha} = f(X) f_{\text{вр}}(\alpha),$$

где $\partial W_{\text{эм}}$ — изменение энергии электромагнитного поля, необходимое для выполнения работы ∂A по перемещению подвижной части на угол $\partial \alpha$.

В общем случае вращающий момент является функцией $f(X)$ измеряемой величины X и функцией $f_{\text{вр}}(\alpha)$ угла поворота подвижной части (рис. 8.2, *а*).

Для того чтобы угол поворота α подвижной части был однозначно связан со значением измеряемой величины, в приборе при повороте подвижной части создается противодействующий момент, направленный навстречу вращающему и зависящий от угла поворота:

$$M_{\text{пр}} = f_{\text{пр}}(\alpha).$$

У механизмов с подвижной частью на керновых опорах *3* и *4* (см., например, рис. 8.4, *а*) противодействующий момент создается с помощью спиральных пружин *5*, а с подвижной частью на растяжках (рис. 8.15, *в* и 8.16) — за счет упругих свойств растяжек. Во всех этих случаях

$$M_{\text{пр}} = W\alpha,$$

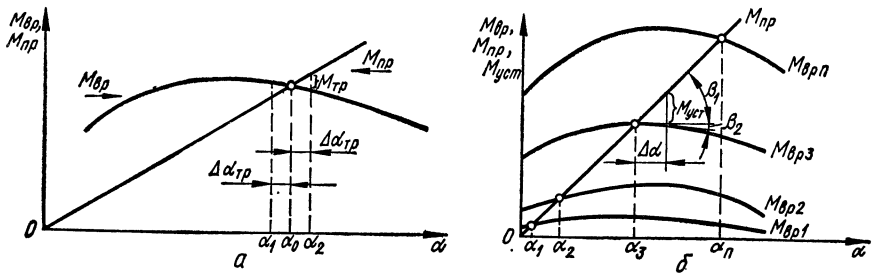


Рис 8.2. Графики вращающего, противодействующего моментов и момента трения

где W — удельный противодействующий момент; α — угол поворота подвижной части.

Если подвижная часть ИМ крепится на керновых опорах, то между керном и подпятником при движении возникает момент трения, направленный навстречу движению. Поэтому при увеличении и уменьшении измеряемой величины до одного и того же значения X_0 отклонения подвижной части ИМ будут несколько различными, а именно:

$$\alpha_1 = \alpha_0 - \Delta\alpha_{тр},$$

и

$$\alpha_2 = \alpha_0 + \Delta\alpha_{тр},$$

где α_0 — отклонение подвижной части ИМ при отсутствии трения; $\Delta\alpha_{тр}$ — погрешность угла отклонения, обусловленная наличием трения в опоре.

Это различие является причиной вариации отклонений подвижной части ИМ (вариации показаний прибора).

Применение растяжек уменьшает вариацию показаний, при этом также облегчается подвижная часть ИМ, что способствует повышению чувствительности механизма, но, вместе с тем, уменьшается его стойкость к механическим вибрациям.

Противодействующий момент может создаваться не только механическим способом, но и электрическим. В так называемых *логометрических* ИМ имеются две закрепленные под некоторым углом рамки, в которых при протекании через них электрического тока возникают два вращающих момента: $M_1 = f_1(I_1) f_{вр1}(\alpha)$ и $M_2 = f_2(I_2) f_{вр2}(\alpha)$, причем $f_{вр1}(\alpha) \neq f_{вр2}(\alpha)$. Поскольку они направлены навстречу друг другу, один из них можно рассматривать как противодействующий. Отклонение подвижной части логометра пропорционально отношению двух электрических токов I_1 и I_2. Так как питание обеих цепей осуществляется от одного и того же источника, то при изменении напряжения питания изменяются только значения токов, а их отношение (при условии линейности цепей) остается неизменным. Токи к подвижным рамкам логометрического ИМ подводятся с помощью безмоментных токоподводов — тонких металлических полосок с пренебрежимо малым противодействующим моментом. Поэтому подвижная часть его при отсутствии токов в рамках может занимать любое положение.

На подвижную часть, выведенную из установившегося положения на некоторый угол $\Delta\alpha$, будет действовать устанавливающий момент $M_{уст}$ (рис. 8.2, *б*), значение которого определяется разницей между вращающим и противодействующим моментами. Устойчивость установившегося положения характеризуют по значению удельного устанавливающего момента. *Удельный устанавливающий момент* $M'_{уст}$ — это отношение значения изменения устанавливающего момента к изменению угла поворота, вызвавшему это изменение устанавливающего момента:

$$M'_{уст} = \frac{\partial M_{уст}}{\partial\alpha} = \frac{\partial M_{вр}}{\partial\alpha} - \frac{\partial M_{пр}}{\partial\alpha}.$$

В общем случае вращающий, а значит, и удельный устанавливающий моменты являются некоторой функцией угла поворота подвижной части.

Для ускорения процесса достижения установившегося отклонения ИМ создается *момент успокоения* $M_у$, который направлен навстречу движению и пропорционален угловой скорости подвижной части ИМ:

$$M_у = P\frac{\partial\alpha}{\partial t},$$

где P — коэффициент успокоения.

С этой целью в ИМ вводится успокоитель: *магнитоиндукционный, воздушный* либо *жидкостный*.

Магнитоиндукционный успокоитель (см., например, электростатический ИМ, рис. 8.16) состоит из постоянного магнита *4*, подвижного сектора *5* из неферромагнитного проводникового материала и магнитопровода *6*. В подвижном секторе при его перемещении в поле постоянного магнита наводится э. д. с., которая создает в нем ток, взаимодействующий с потоком постоянного магнита, образуя при этом момент успокоения.

Элементами воздушного успокоителя (см. электродинамический ИМ, рис. 8.13, *а*) являются легкое подвижное крыло *5*, укрепленное на оси *3* подвижной части, и камера успокоителя *4*. Воздушное успокоение основано на использовании явления вязкого трения.

Жидкостные успокоители применяют, если необходимо получить значительный коэффициент успокоения, либо в том случае, когда введение дополнительной детали в форме крыла воздушного успокоителя приводит к недопустимому увеличению момента инерции подвижной части ИМ. Жидкостные успокоители бывают двух видов. У одних вся подвижная часть ИМ помещена в футляр с жидкостью — маслом либо спиртом. У других — успокоитель капельный (рис. 8.15, *в*). В узкой щели между подвижным *5* и неподвижным *7* кольцами капля *6* практически несохнущей (время 50 %-ного высыхания — до 50 лет) кремнийорганической жидкости надежно удерживается силами поверхностного натяжения. В зависимости от вязкости жидкости достигается разная степень успокоения.

Если пренебречь моментом трения, то уравнение движения подвижной части ИМ

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + P\frac{d\alpha}{dt} + W\alpha = M_{вр}, \qquad (8.1)$$

где J — момент инерции подвижной части ИМ.

Изменение угла отклонения подвижной части $\alpha \equiv \alpha(t)$ во времени условно можно представить как сумму вынужденной и свободной составляющих, первая из которых отслеживает закон изменения вращающего момента, вторая — характеризует переходный процесс. Переходный процесс полностью определяется частотой собственных колебаний подвижной части ИМ $\omega_0 = \sqrt{\frac{M'_{уст}}{J}}$ и степенью успокоения $\beta = P/(2\sqrt{JM'_{уст}})$. Удельный устанавливающий момент в общем случае зависит от угла отклонения подвижной части [3]. В ИМ, у которых значение вращающего момента не зависит от угла отклонения, $M'_{уст}$ постоянно и равно удельному противодействующему мо-

менту W. В этом случае, который и будем рассматривать в дальнейшем, $\omega_0 = \sqrt{\frac{W}{J}}$ и $\beta = \frac{P}{2\sqrt{JW}}$. Последними соотношениями можно для приближенных расчетов пользоваться и в иных случаях, поскольку среднее значение $M'_{уст}$ близко к W. Упростим уравнение (8.1), воспользовавшись заменой аргумента t углом τ (в радианах) вектора, который вращается с угловой частотой ω_0, т. е. $\tau = \omega_0 t$. Тогда получим

$$\frac{d^2\alpha}{d\tau^2} + 2\beta\frac{d\alpha}{d\tau} + \alpha = \frac{M_{вр}}{W}, \qquad (8.2)$$

где учтено, что

$$\frac{d\alpha}{dt} = \frac{d\alpha}{d\tau}\frac{d\tau}{dt} = \omega_0\frac{d\alpha}{d\tau};$$

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2} = \frac{d}{dt}\left(\frac{d\alpha}{dt}\right) = \frac{d}{d\tau}\left(\omega_0\frac{d\alpha}{d\tau}\right)\frac{d\tau}{dt} = \omega_0^2\frac{d^2\alpha}{d\tau^2}.$$

Переходный процесс анализируют по характеристическому уравнению

$$s^2 + 2\beta s + 1 = 0,$$

корни которого

$$s_{1,2} = -\beta \pm \sqrt{\beta^2 - 1}.$$

Значения корней s_1 и s_2 зависят от значения степени успокоения β, что определяет вид решения исходного уравнения и характер движения подвижной части ИМ. Следует отметить три характерных случая (рис. 8.3, *а*):

$\beta < 1$ — корни мнимые и разные — характер движения колебательный;

$\beta > 1$ — корни действительные и разные — характер движения апериодический;

$\beta = 1$ — корни действительные и одинаковые — характер движения апериодический, режим успокоения так называемый *критический*.

В операторной форме дифференциальное уравнение движения ИМ

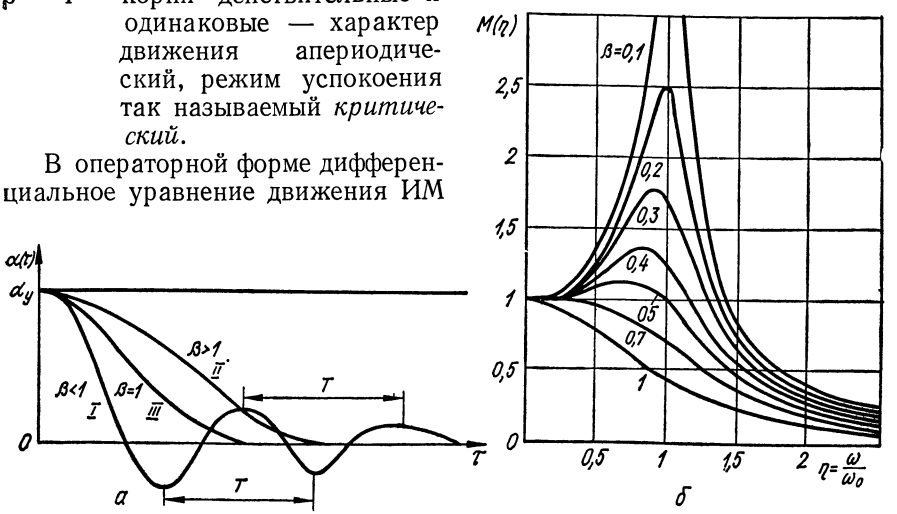


Рис. 8.3. Динамические характеристики ИМ

(8.2) имеет вид

$$(s^2 + 2\beta s + 1)\,\alpha(s) = \frac{1}{W} M_{\text{вр}}(s),$$

а выражение для передаточной функции

$$K(s) = \frac{\alpha(s)}{\frac{1}{W} M_{\text{вр}}(s)} = \frac{1}{s^2 + 2\beta s + 1},$$

где s — независимая комплексная переменная в преобразовании Лапласа.

Тогда частотную характеристику ИМ с учетом $\tau = \omega_0 t$ можно представить в виде

$$K(j\eta) = \frac{(1-\eta^2) - j^2 \cdot 2\beta\eta}{(1-\eta^2)^2 + 4\beta^2\eta^2},$$

либо

$$K(j\eta) = A(\eta) \exp\{j\varphi(\eta)\},$$

где $\eta = \omega/\omega_0$ и ω — частота воздействия вращающего момента; $A(\eta) = 1/\sqrt{(1-\eta^2)^2 + 4\beta^2\eta^2}$ — амплитудно-частотная характеристика ИМ; $\varphi(\eta) = -\operatorname{arctg} 2\beta\eta/(1-\eta^2)$ — фазочастотная характеристика ИМ.

На подвижную часть ИМ могут воздействовать как постоянный, так и переменный во времени вращающие моменты. При воздействии переменного во времени момента представляет интерес исследование поведения подвижной части для трех характерных случаев соотношения $\eta = \omega/\omega_0$, а именно: $\eta > 1$; $\eta = 1$; $\eta < 1$.

Первый случай соответствует, в основном, приборам переменного тока со значительным моментом инерции. С достаточно хорошим приближением можно полагать, что прибор реагирует на среднее значение момента (т. е. на его постоянную составляющую).

Второй случай соответствует работе вибрационных гальванометров. Изменяя собственную частоту подвижной части ИМ, можно настроить его в резонанс с частотой измеряемой величины, значительно повышая чувствительность прибора.

Третий случай характерен для осциллографических гальванометров светолучевого (электромеханического) осциллографа и ИМ самозаписывающего прибора, основным требованием к которым является точность отображения формы исследуемой кривой. При этом момент инерции подвижной части ИМ должен быть возможно меньшим (соответственно меньший и период собственных колебаний). Для исследования и неискаженного отображения сложных сигналов необходимо, чтобы собственная частота осциллографического гальванометра была выше n-й гармоники несинусоидального сигнала.

В условиях резонанса чувствительность ИМ возрастает по мере уменьшения степени успокоения β (рис. 8.3, *б*). Поэтому в механизмах с резонансным режимом работы желательно иметь $\beta \approx 0{,}01...0{,}02$. В предрезонансном режиме амплитудно-частотная характеристика наименее отличается от единицы при $\beta \approx 0{,}6...0{,}7$, поэтому такой степенью успокоения обладают ИМ самозаписывающих приборов и

осциллографические гальванометры светолучевых (электромеханических) осциллографов.

Если входной сигнал гармонический, то обычно интересуются зависимостью модуля выходной величины (угол отклонения подвижной части ИМ) от частоты и в отдельных случаях — фазой выходной величины, например, у осциллографических гальванометров, которые предназначены для отображения формы входного сигнала.

Если не учитывать фазу выходного сигнала, то зависимость угла отклонения подвижной части ИМ от отношения частот η

$$\alpha(\eta) = A(\eta)\frac{M_{\text{вр}}(\eta)}{W}.$$

Поскольку $\alpha(\eta)$ — функция частоты входного сигнала, его значение даже при неизменной амплитуде будет неодинаковым для разных частот. Поэтому однозначная зависимость значения угла отклонения от входного сигнала обеспечивается лишь на определенной частоте. В связи с этим даже в рабочем диапазоне частот ИМ возникает амплитудная частотно-зависимая погрешность. Ее относительное значение можно определить как

$$\delta_\omega = \left[\alpha\left(\frac{\omega_{\text{ном}}}{\omega_0}\right) - \alpha\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)\right] / \alpha\left(\frac{\omega_{\text{ном}}}{\omega_0}\right) = \left[A\left(\frac{\omega_{\text{ном}}}{\omega_0}\right) - A\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)\right] / A\left(\frac{\omega_{\text{ном}}}{\omega_0}\right),$$

где $\omega_{\text{ном}}$ — номинальная частота входного сигнала, на работу с которым рассчитан ИМ (чаще всего при оценивании погрешностей принимают $\omega_{\text{ном}} = 0$ или 50 Гц).

Под *амплитудной частотно-зависимой погрешностью* понимают таковую, которая возникает из-за влияния частоты входного сигнала на значение угла отклонения подвижной части ИМ.

Аналогично можно представить абсолютную *фазную частотно-зависимую погрешность*

$$\varphi_\omega = \varphi\left(\frac{\omega_{\text{ном}}}{\omega_0}\right) - \varphi\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right).$$

Установившееся отклонение подвижной части ИМ определяется равенством вращающего и противодействующего моментов:

$$M_{\text{вр}} = M_{\text{пр}},$$

а уравнение преобразования ИМ имеет вид

$\alpha = \frac{1}{W} f(X) f_{\text{вр}}(\alpha)$ — в ИМ с механическим противодействующим моментом;

$\alpha = Kf(X_1/X_2)$ — в логометрическом ИМ.

Отсчетное устройство *3* (см. рис. 8.1) служит для получения отсчета значений измеряемой величины и состоит из шкалы и указателя. Указатель может быть стрелочный либо световой. В последнем случае на оси подвижной части ИМ закрепляется зеркальце, освещенное осветителем; отраженный от зеркала луч света попадает на шкалу. Применение светового отсчета повышает чувствительность средства

измерения. Шкала средства измерения — это совокупность отметок, которые соответствуют ряду последовательных значений измеряемой величины.

Приборы прямого преобразования выпускаются для измерения таких электрических величин, как тока, напряжения, мощности (актив-

Таблица 8.1

Название	Условное обозначение
Нормальное положение прибора:	
горизонтальное	
вертикальное	
под определенным углом (например, 60°)	60°
Прочность изоляции:	
измерительная цепь изолирована от корпуса и испытана при напряжении, например, 2 кВ	2
Обозначение рода тока:	
постоянный	—
однофазный переменный	~
Обозначение принципа действия прибора (соответственно — прибор с механическим противодействующим моментом, подвижной рамкой и логометр):	
магнитоэлектрический	
электромагнитный	
электродинамический	
ферродинамический	
индукционный	
электростатический	
Обозначение вида преобразователя:	
выпрямитель электромеханический	
— « — полупроводниковый	
термопреобразователь изолированный	
— « — неизолированный	

ной и реактивной), электрической энергии, фазы, частоты, сопротивления, индуктивности и емкости.

Основные технические характеристики электроизмерительных приборов электромеханической группы регламентирует ГОСТ 22261—76 «Средства измерений электрических величин. Общие технические условия». Стандарт устанавливает допускаемые значения основной погреш-

ности приборов различных классов точности, допускаемые изменения показаний приборов при отклонении условий эксплуатации от нормальных. Основные условные обозначения, нанесенные на приборах (табл. 8.1), соответствуют ГОСТ 23217—78 «Приборы электроизмерительные аналоговые с непосредственным отсчетом. Наносимые условные обозначения». На работу приборов электромеханической группы наиболее существенное влияние оказывают температура окружающей среды, внешнее магнитное поле, а в ряде случаев — форма кривой и частота измеряемой величины.

Уменьшение влияния температуры окружающей среды обычно достигается применением схем температурной компенсации, в которых, как правило, используют термозависимые резисторы (металлические либо полупроводниковые). Для защиты от влияния внешнего магнитного поля, действие которого особо сказывается у приборов со слабым собственным магнитным полем, ИМ экранируют либо выполняют астатическим. Экранирование — наиболее дешевый и достаточно надежный способ защиты, при котором ИМ располагают внутри ферромагнитного экрана, ослабляющего действие внешнего магнитного поля. Более точные приборы имеют два экрана: внешний — из стали, внутренний — из пермаллоя. У первого хорошая магнитная проницаемость в средних, у второго — в слабых магнитных полях. При астатическом исполнении прибора два идентичных ИМ имеют общую ось. Вращающий момент, приложенный к подвижной части, является суммой моментов отдельных ИМ. Собственные магнитные поля ИМ направлены в противоположные стороны. Внешнее магнитное поле усиливает собственное поле одного ИМ и ослабляет поле другого. При этом результирующий вращающий момент одинаков как при действии внешнего магнитного поля, так и без него. Полностью влияние внешнего поля устраняется лишь в том случае, когда вращающий момент ИМ пропорционален первой степени входной величины, а внешнее поле в пределах ИМ — равномерное. Наибольшее ослабление воздействия внешних полей обеспечивается при *комбинированной* защите — астазировании с экранированием.

При включении электромеханического прибора в измерительную цепь последний потребляет для своей работы некоторую энергию из этой цепи, чем нарушает ее электрический режим. В зависимости от принципа построения прибора и его назначения собственное его потребление колеблется от долей микроватта до нескольких ватт. При использовании прибора в мощных цепях его собственным потреблением обычно пренебрегают, в маломощных — оно должно учитываться.

8.2. Магнитоэлектрические приборы

Работа этих приборов основана на взаимодействии поля постоянного магнита *1* с током, протекающим по рамке *2* (рис. 8.4). Различают ИМ с *подвижной рамкой или с подвижным магнитом*. Первые выпускаются с магнитом, охватывающим рамку (рис. 8.4, *а*), либо внутрирамочным (рис. 8.4, *б*); последнее позволяет эффективнее использовать энергию магнита и сделать механизм меньших размеров. Вторые —

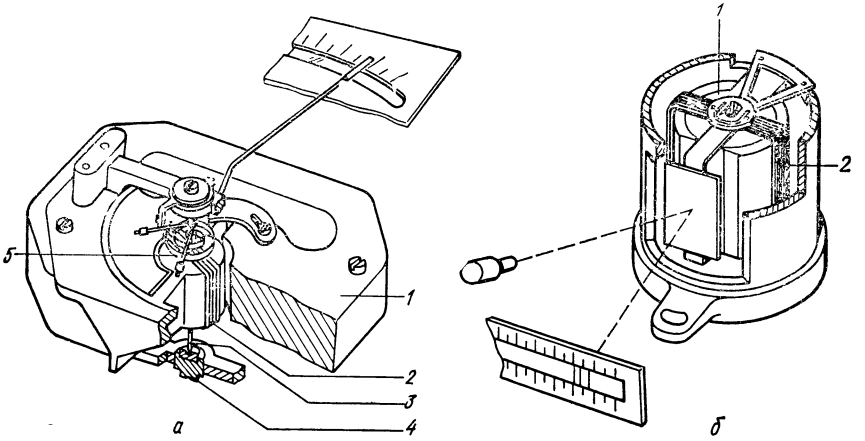


Рис. 8.4. Магнитоэлектрические измерительные механизмы

конструктивно проще, малогабаритные, устойчивее к перегрузкам, однако имеют сравнительно слабое собственное магнитное поле и низкую точность.

Вращающий момент определяется выражением

$$M_{\text{вр}} = i\frac{\partial\psi}{\partial\alpha} = i\frac{\partial}{\partial\alpha}(w\Phi) = iw\frac{\partial\Phi}{\partial\alpha} \approx iwBs\frac{\partial\alpha}{\partial\alpha} = Bswi,$$

где B — магнитная индукция в воздушном зазоре, в котором находится рамка; s — площадь рамки и w — количество ее витков. В зависимости от назначения прибора противодействующий момент создается спиральными пружинами, растяжками либо подвесами.

Успокоение магнитоиндукционное — либо за счет вихревых токов, которые наводятся в короткозамкнутом контуре алюминиевого каркаса, либо за счет токов, возникающих в рамке благодаря наведенной в ней при движении э. д. с. (характерно для высокочувствительных бескаркасных гальванометров).

В соответствии с выражением (8.2) установившееся отклонение магнитоэлектрического прибора при измерении постоянного тока

$$\alpha(0) = \frac{Bsw}{W}I = S_I I, \quad \text{где} \quad S_I = \frac{Bsw}{W}.$$

Направление движения указателя зависит от знака тока I, поэтому необходимо соблюдать указанную полярность при включении прибора в цепь.

При измерении мгновенных значений переменного тока, частота которого значительно ниже частоты собственных колебаний подвижной части ($\eta \ll 1$),

$$\alpha(\eta) = \frac{1}{\sqrt{(1-\eta^2)^2 + 4\beta^2\eta^2}} S_I I_m \sin(\eta\omega_0 t + \varphi).$$

Это свойство магнитоэлектрических ИМ позволяет использовать их в качестве осциллографических гальванометров светолучевых (электромеханических) осциллографов. Если же $\eta \gg 1$, то из

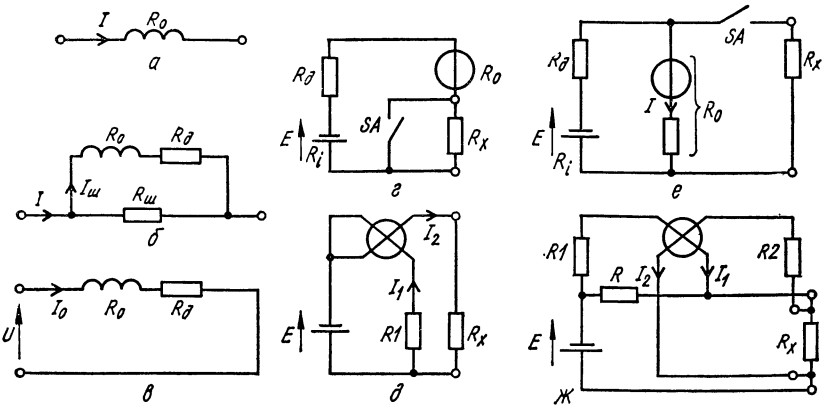


Рис. 8.5. Принципиальные схемы магнитоэлектрических амперметров, вольтметров, омметров

приведенного уравнения следует, что большое значение знаменателя выражения обращает отклонение в нуль и ИМ будет реагировать лишь на постоянную составляющую входного сигнала, если такова имеется.

Среди электромеханических приборов магнитоэлектрические наиболее чувствительны и точны (наивысший класс точности 0,05), характеризуются малым потреблением мощности (десятые доли ватта). Высокая чувствительность обеспечивается сильным собственным магнитным полем, благодаря которому даже при незначительном токе создается достаточно большой вращающий момент. Высокая точность обязана хорошей стабильности элементов прибора, незначительному влиянию внешних магнитных полей на показания прибора; для борьбы с влиянием температурных изменений, в частности от перегрева собственным током, внутри прибора создают схемы температурной компенсации. На базе ИМ этой системы выпускаются амперметры и вольтметры постоянного тока, гальванометры постоянного тока и вибрационные, осциллографические гальванометры светолучевых осциллографов, омметры, в совокупности с преобразователями переменного тока в постоянный — измерители переменных токов и напряжений, приборы для измерения магнитных и неэлектрических величин и т. п.

Амперметры и вольтметры. Выпускаются с пределами измерений от долей микроампера до сотен ампер и от долей милливольта до сотен вольт. Классы точности — от 0,05 до 2,5.

Поскольку у амперметров с пределами измерения не более 30... ...50 мА не возникает недопустимого перегрева обмотки, у них измеряемый ток полностью протекает по обмотке ИМ (рис. 8.5, *а*); у амперметров на бóльшие токи обмотка ИМ шунтируется (рис. 8.5, *б*).

Магнитоэлектрические вольтметры, как и вольтметры других систем (за исключением электростатической), представляют собой последовательное соединение ИМ и добавочного резистора (рис. 8.5, *в*), а ток полного отклонения указателя вольтметра составляет от 0,1 до 5мА.

Омметры. Строятся по схеме последовательного (рис. 8.5, *г*) либо параллельного (рис. 8.5, *д*) соединения ИМ с измеряемым сопротивле-

нием. Первая схема применяется в омметрах, предназначенных для измерения больших сопротивлений (сотни ом и более), а вторая — в омметрах для измерения малых сопротивлений, поскольку именно такое включение измеряемого сопротивления существенно изменяет общее сопротивление цепи, а значит, силу тока I, протекающего по рамке ИМ, и отклонение указателя

$$\alpha = S_I I = S_I \frac{E}{R_i + R_д + R_0 + R_x} \text{ — для схемы рис. 8.5, } г;$$

$$\alpha = S_I I = S_I \frac{E}{R_x (R_i + R_д + R_0) + R_0 (R_i + R_д)} \text{ — для схемы рис. 8.5, } д.$$

Отклонение указателя является не только функцией измеряемого сопротивления R_x, но и других параметров измерительной цепи, в первую очередь значения э. д. с. E источника питания. Для исключения влияния на показания прибора значения э. д. с. источника питания и ее стабильности предусмотрено регулирующее устройство, с помощью которого в последовательной схеме при закрытом ключе SA устанавливают указатель в нулевое положение, а в параллельной — при разомкнутом ключе SA — на отметку «∞».

В омметрах с логометрическим ИМ исключены как необходимость предварительных регулировок, так и влияние изменений питающего напряжения на показание прибора. В зависимости от значения измеряемого сопротивления эти омметры также строятся по схемам с последовательным (рис. 8.5, *е*) либо параллельным (рис. 8.5, *ж*) включением измеряемого сопротивления относительно рамки ИМ, причем у омметров с пределами измерения порядка $10^6 ... 10^{10}$ Ом (мегомметры) источником питания является генератор постоянного напряжения с ручным приводом.

Гальванометры. Строятся на базе высокочувствительных ИМ с подвижной бескаркасной рамкой и предназначены для индикации весьма малых постоянных токов и напряжений.

Уменьшение массы подвижной части и применение для ее крепления растяжек либо подвесов способствует увеличению чувствительности ИМ, которая характеризуется постоянными по току, напряжению либо мощности (так, C_I может составлять 10^{-10} А/дел.). Успокоение гальванометров, применяемых на постоянном токе,— магнитоиндукционное, рамочное. В связи с этим коэффициент успокоения подвижной части зависит от сопротивления внешней измерительной цепи:

$$P = \frac{kw\Phi}{R_г + R_{вш}},$$

где $R_г$ и $R_{вш}$ — сопротивление обмотки и внешней цепи гальванометра соответственно; k — коэффициент пропорциональности; w — число витков обмотки; Φ — магнитный поток постоянного магнита.

Значение внешнего сопротивления, при котором характер движения подвижной части апериодический с минимальным временем успокоения (см. рис. 8.3, *а*), называется *внешним критическим сопротивлением гальванометра* и наряду с внутренним сопротивлением и его постоянной является важной характеристикой гальванометра. Если значение сопротивления внешней цепи гальванометра мало по сравнению

с внешним критическим сопротивлением, то движение подвижной части ИМ будет апериодическим, если очень велико — периодическим колебательным. Таким образом, критическое успокоение можно обеспечить соответствующим подбором внешнего сопротивления, однако при этом чувствительность гальванометра несколько снижается.

Баллистический гальванометр — разновидность обычного магнитоэлектрического с большим периодом собственных колебаний (примерно 20...30 с) — используется для измерения количества электричества в кратковременных импульсах тока. Это возможно благодаря тому, что из-за инерционности рамка ИМ некоторое время после появления в ней измеряемого тока все еще остается неподвижной и является своеобразным интегратором тока. Первое (наибольшее) отклонение его указателя называется *баллистическим* (пропорционально количеству электричества):

$$\alpha_{max} = S_Q Q,$$

где S_Q — баллистическая чувствительность гальванометра (чувствительность к количеству электричества).

В паспортных данных гальванометра *баллистическая постоянная* $C_Q = \frac{1}{S_Q}$ указывается для степени успокоения $\beta = 1$, поэтому при отклонении внешнего сопротивления цепи гальванометра от критического необходимо уточнить ее значение.

Вибрационные гальванометры строятся на базе магнитоэлектрического ИМ с малоинерционной подвижной частью (обычно подвижным является магнит), значительным противодействующим моментом и предназначены для индикации весьма малых переменных токов и напряжений при низких частотах. Хорошая чувствительность обеспечивается работой ИМ в режиме резонанса (при этом ω_0 обычно составляет 50 Гц). Под влиянием переменного магнитного потока, вызванного протеканием по катушке измеряемого переменного тока, подвижная часть ИМ будет колебаться в соответствии с уравнением (8.2):

$$\alpha(1) = \frac{1}{2\beta} S_I I_m \sin(\eta\omega_0 t + \varphi).$$

В настоящее время вибрационные гальванометры постепенно вытесняются более чувствительными и удобными в пользовании электронными индикаторами, особенно при индикации высокочастотных токов и напряжений.

8.3. Термоэлектрические и выпрямительные приборы

Такие достоинства магнитоэлектрических приборов, как высокая точность и чувствительность, способствуют построению на их основе средств измерений параметров переменного тока. Эта задача решается путем сочетания преобразователей измеряемого параметра в постоянный ток (или напряжение) и магнитоэлектрических ИМ. В зависимости от используемого преобразователя различают *термоэлектрические* и *выпрямительные* приборы.

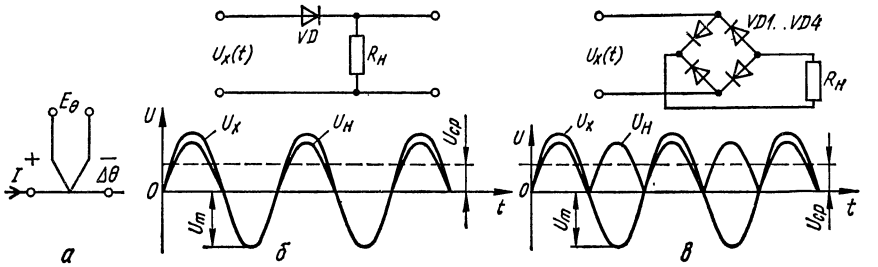


Рис. 8.6. Преобразователи переменного тока в постоянный

Термоэлектрические приборы. Основным узлом этих приборов является термопреобразователь, преобразующий действующее значение измеряемого тока в постоянное напряжение. Он состоит из нагревательного элемента и термопары (рис. 8.6, *а*). Количество теплоты $Q_н$, выделяемое в нагревателе за время τ от протекания по нему тока I

$$Q_н = I^2 R_н \tau,$$

а количество теплоты, выделяемое в окружающее пространство (без учета излучения)

$$Q_о = cA\Delta\Theta\tau,$$

где $R_н$ и A — сопротивление и площадь поверхности охлаждения нагревательного элемента соответственно; c — коэффициент теплоотдачи; $\Delta\Theta$ — разность температур нагревательного элемента и окружающей среды. При тепловом равновесии $Q_н = Q_0$ и

$$\Delta\Theta = \frac{R_н}{cA} I^2.$$

Э. д. с. термопары пропорциональна разности температур ее горячего спая и холодных концов. Если температура горячего спая термопары и нагревателя, холодных концов и окружающей среды соответственно равны, получим

$$E_\Theta = k\Delta\Theta = \frac{kR_н}{cA} I^2,$$

т. е. термо-э. д. с. E_Θ термопары прямопропорциональна квадрату действующего значения измеряемого тока.

Существуют две основные разновидности термопреобразователей — *контактные* и *бесконтактные*. У контактных термопреобразователей — горячий спай термопары приваривается к нагревателю и имеет с ним электрический контакт; у бесконтактных — термопара и нагревательный элемент соединены между собой с помощью стеклянной либо керамической капли, при этом электрический контакт между нагревателем и термопарой отсутствует. С целью повышения чувствительности бесконтактные преобразователи выполняют в виде термобатарей: у них имеется несколько термопар, соединенных последовательно; их недостатком является сравнительно большая инерционность.

Термопреобразователи на малые токи (единицы и десятки миллиампер) обычно вакуумного исполнения, т. е. такие, у которых нагрева-

тель и термопара помещены в стеклянный баллон, в котором создано разрежение. У них значительно уменьшается потеря теплоты, благодаря чему, при прочих равных условиях, повышаются температура нагревателя, а тем самым и чувствительность термопреобразователя.

Термоэлектрические приборы являются основными приборами для измерения действующего значения переменного тока и напряжения в широком частотном диапазоне (от единиц герц до сотен мегагерц). Их существенное достоинство — независимость показаний от частоты и формы кривой измеряемой величины. К недостаткам рассматриваемых приборов следует отнести их низкую перегрузочную способность (до 50 %), некоторую зависимость термо-э. д. с. преобразователя от направления протекания постоянной составляющей тока по нагревательному элементу. Поскольку на магнитоэлектрический ИМ действует термо-э. д. с., пропорциональная квадрату измеряемой величины, шкалы термоэлектрических приборов выполняют неравномерными. Класс точности термоэлектрических приборов не выше 1,5.

Выпрямительные приборы. Наибольшее распространение среди этих приборов получили амперметры и вольтметры, представляющие собой соединение выпрямительного преобразователя и магнитоэлектрического ИМ. В качестве преобразователя используют одно- и двухполупериодные схемы выпрямителей (рис. 8.6, *б* и *в*). Последние могут быть с четырьмя диодами либо с двумя диодами и двумя резисторами. Так как ИМ реагирует на среднее значение вращающего момента, то в случае однополупериодной схемы преобразователя показание прибора будет пропорционально

$$U_{\text{ср}} = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} U_x(t)\,dt = \frac{U_{\text{д}}}{K_{\text{ф}}},$$

где $U_{\text{ср}}$, $U_{\text{д}}$, T — среднее выпрямленное, действующее значение измеряемого напряжения и его период соответственно; $K_{\text{ф}} = \frac{U_{\text{д}}}{U_{\text{ср}}}$ — коэффициент формы кривой.

В схеме двухполупериодного выпрямителя ток по нагрузке протекает в течение всего периода, поэтому чувствительность такого преобразователя вдвое выше.

Пределы измерений выпрямительных приборов составляют от единиц миллиампер до десятков ампер и от долей вольта до сотен вольт при частотном диапазоне от 20...45 Гц до десятков килогерц. Класс точности выпрямительных приборов обычно 1,0 и ниже. Благодаря применению магнитоэлектрического ИМ эти приборы обладают наивысшей чувствительностью и наименьшим потреблением энергии среди приборов электромеханической группы. К недостаткам выпрямительных приборов следует отнести зависимость их показаний от частоты измеряемого сигнала и температуры. Частотная зависимость объясняется наличием собственной емкости полупроводниковых диодов, паразитной емкости измерительной цепи и индуктивности рамки ИМ. Изменение температуры сказывается в основном на значении параметров диодов и меньше — на ИМ. Для уменьшения частотной и температурной погрешностей внутри приборов применяются схемы частотной и температурной компенсации.

Поскольку для синусоидальной формы кривой существует однозначная зависимость между действующим и средневыпрямленным значениями ($K_ф = 1{,}11$), шкалы выпрямительных приборов обычно градуируют в действующих значениях тока и напряжения синусоидальной формы. При отклонении формы кривых измеряемых величин от синусоидальной возникает специфическая погрешность от формы

$$\delta_ф = \frac{1{,}11 - K_ф}{K_ф},$$

где $K_ф$ — коэффициент формы измеряемых тока и напряжения.

8.4. Аналоговые электронные приборы

Аналоговые электронные приборы прямого преобразования сочетают в себе электронные преобразователи измеряемой величины в постоянное напряжение (ток) и магнитоэлектрический прибор.

Наибольшее распространение получили электронные вольтметры, амперметры, омметры, ваттметры, фазометры и частотомеры. Наряду с аналоговыми приборами, которые содержат в своей структуре ИМ, в практике электрических измерений широко используются аналоговые электронные приборы прямого преобразования без механического ИМ, в частности электронно-лучевые осциллографы и анализаторы гармоник.

Электронные вольтметры. Эти приборы отличаются высокой чувствительностью (0,1 нВ/дел.), широким частотным диапазоном (от постоянного тока до единиц мегагерц) и малым потреблением мощности от источника измеряемого напряжения (к примеру, входное сопротивление вольтметра ВК2-16 составляет 10^{16} Ом).

Вольтметры постоянного тока для измерения напряжений от 10 мВ до 1000 В строят обычно по структурной схеме, приведенной на рис. 8.7, *а*. В этих приборах измеряемое напряжение с помощью резистивного делителя напряжения *ДН* уменьшается до уровня, необходимого для нормальной работы усилителя постоянного тока *УПТ*. Выходное напряжение *УПТ* подается на магнитоэлектрический *ИМ* и преобразуется в отклонение α указателя. Основная приведенная погрешность таких вольтметров обычно не меньше 0,5...1,0 %.

Для измерения напряжений от долей микровольта до единиц вольт применяют микро- и милливольтметры, содержащие во входных цепях усилители с МДМ-преобразованием (см. п. 7.4).

Вольтметры переменного тока. В зависимости от того, для измерения какого значения переменного напряжения предназначен прибор, различают вольтметры среднего квадратического, среднего выпрямленного или амплитудного значений. Они представляют собой преобразователь соответствующего значения переменного напряжения в постоянное и электронный вольтметр постоянного тока. В качестве преобразователей среднего квадратического значения применяют обычно термопреобразователи. Одно- и двухполупериодные схемы выпрямителей используют как преобразователи средних выпрямленных значений. При этом, в отличие от обычных термоэлектрических и выпрямительных приборов, здесь широко применяются операцион-

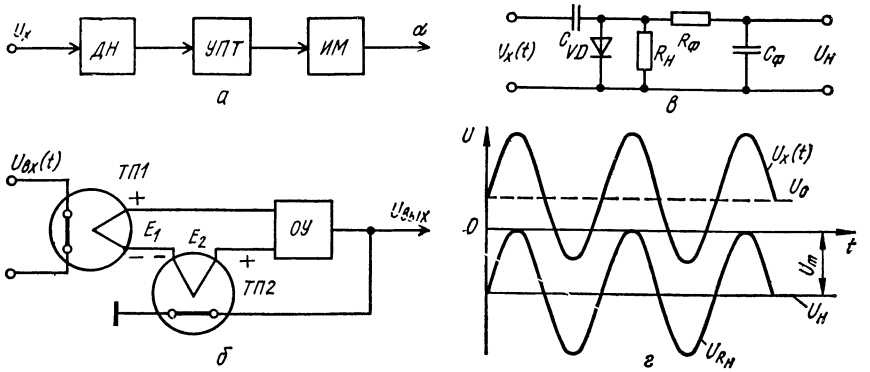


Рис. 8.7. К принципу действия электронных измерителей напряжения

ные усилители. К примеру, на рис. 8.7, *б* приведена схема преобразователя среднего квадратического значения с двумя термопреобразователями *ТП1* и *ТП2*. Э. д. с. E_1 пропорциональна квадрату действующего значения входного напряжения U_x, а E_2 — квадрату выходного напряжения $U_{вых}$, т. е. $E_1 = k_1U_x^2$ и $E_2 = k_2U_{вых}^2$ (k_1 и k_2 — коэффициенты преобразования *ТП1* и *ТП2*). В свою очередь выходное напряжение $U_{вых} = k(E_1 - E_2)$, где k — коэффициент усиления операционного усилителя *ОУ*.

Тогда

$$U_{вых} = k(-k_2U_{вых}^2 + k_1U_x^2),$$

откуда при $k \gg 1$ получим

$$U_{вых} = \sqrt{\frac{k_1}{k_2}}\,U_x.$$

Таким образом, точность преобразования определяется отношением коэффициентов преобразования термопреобразователей и значительно выше, чем у обычных термоэлектрических приборов.

Такие вольтметры средних квадратических значений обеспечивают наиболее высокую точность измерения напряжений, имеющих большое количество гармонических составляющих. Их основная приведенная погрешность составляет 0,5...1,5 %. Однако время измерения определяется инерционностью термопреобразователей и составляет 1...3 с.

Вольтметры средних выпрямленных значений, кроме прямого назначения, могут применяться для измерения действующего значения моногармонических напряжений, при этом их шкала градуируется в единицах средних квадратических значений. Погрешности вольтметров среднего выпрямленного значения существенно зависят от значения измеряемого напряжения, его частоты и составляют от 0,5 до 6 %. При измерении напряжений низкого уровня (до 100 мВ) их предварительно усиливают до значения, при котором обеспечивается нормальная работа соответствующего преобразователя.

В вольтметрах, предназначенных для измерения высокочастотных напряжений (до 10^9 Гц), на точности измерений могут существенно сказываться реактивности соединительного кабеля. Для устранения

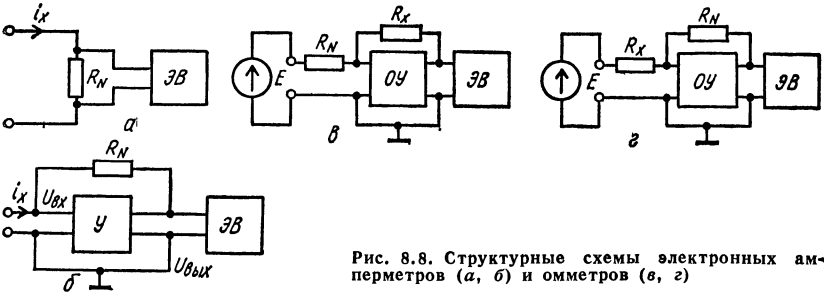


Рис. 8.8. Структурные схемы электронных амперметров (*а*, *б*) и омметров (*в*, *г*)

их влияния выпрямительный преобразователь размещают в специальной выносной головке таким образом, чтобы выпрямительный диод был расположен на минимальном расстоянии от точки измерения напряжения. В этом случае по кабелю передается постоянное напряжение, пропорциональное среднему выпрямленному значению измеряемого. Последующее усиление осуществляется посредством УПТ, выходное напряжение которого измеряется магнитоэлектрическим прибором.

Преобразователи амплитудных значений соответствующих вольтметров строят по схеме, приведенной на рис. 8.7, *в*.

Под воздействием переменного входного напряжения $u_x(t) = U_0 + U_m \sin \omega t$ (в общем случае может содержать постоянную составляющую U_0) конденсатор C через диод VD в положительный полупериод заряжается до напряжения $U_C = U_0 + U_m$. Тогда падение напряжения на резисторе $R_н$ равно разности $U_x(t) - U_0 = U_m \sin \omega t - U_m$, т. е. не зависит от значения U_0. После фильтрации переменной составляющей цепочкой $R_ф C_ф$ выходное напряжение $U_н = U_m$ (рис. 8.7, *г*). Вольтметры амплитудных значений выпускаются на напряжения от 1 мВ до 150 В в частотном диапазоне от 20 Гц до 1000 МГц. Их приведенная погрешность в зависимости от значения напряжения и частоты находится в пределах 0,2...15 %.

Электронные амперметры. В виде отдельных приборов не выпускаются. Измерение тока входит в функции универсальных электронных вольтметров. Значение силы тока определяют по падению напряжения на образцовом резисторе R_N (рис. 8.8, *а*), которое измеряют электронным вольтметром *ЭВ*. Повышение чувствительности амперметров возможно путем увеличения значения R_N, что приводит к возрастанию методической погрешности измерения тока. С целью ее уменьшения резистор R_N включают в цепь отрицательной обратной связи усилителя *У* (рис. 8.8, *б*).

Если пренебречь входным током усилителя, можно записать

$$U_{вых} = I_x R_N + U_{вх}.$$

С учетом того, что $U_{вых} = KU_{вх}$ и $\frac{1}{K} \ll 1$ (K — коэффициент усиления *У*),

$$U_{вых} = I_x R_N,$$

а сопротивление токовой цепи $R_I = \frac{R_N}{K}$.

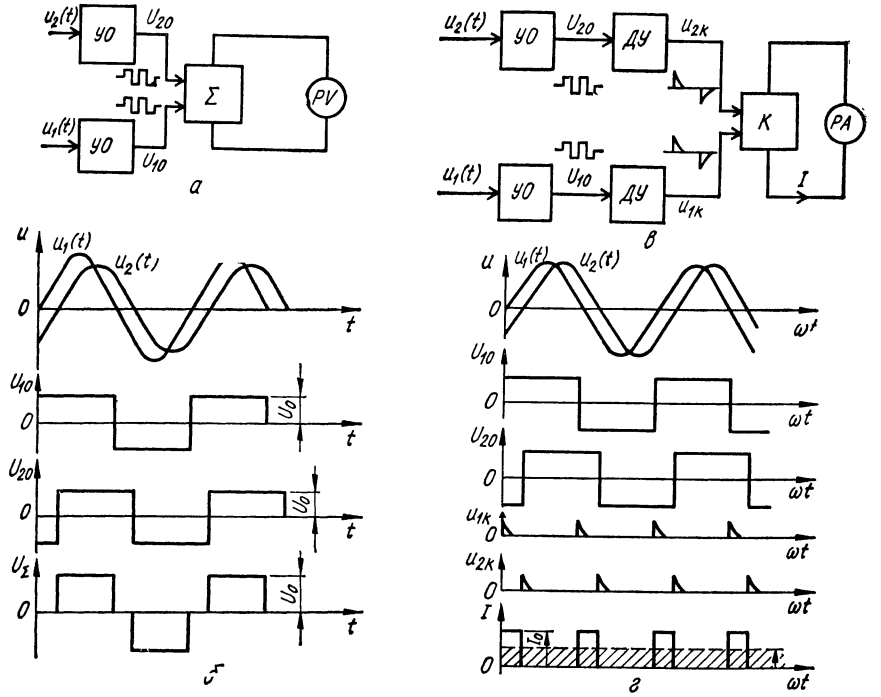


Рис. 8.9. Принципиальные схемы (*а*, *в*) и графики токов и напряжений (*б*, *г*) электронного фазометра с предварительным преобразованием фазового сдвига

Электронные омметры. Как и электронные амперметры, эти приборы отдельно не выпускают; их функции выполняют универсальные вольтметры, которые с этой целью в зависимости от диапазона измеряемых сопротивлений строят по одной из схем рис. 8.8, *в* и *г*. Преобразователи таких омметров представляют собой операционные усилители *ОУ*, охваченные отрицательной обратной связью образцовым R_N и измеряемым R_x сопротивлениями. Схема (рис. 8.8, *в*) применяется при измерении сопротивлений от 10 Ом до 1000 МОм. Учитывая большое значение коэффициента усиления *ОУ* ($K \gg 1$), выходное напряжение преобразователя

$$U_{\text{вых}} = \frac{E}{R_N} R_x,$$

где E — э. д. с. вспомогательного источника постоянного напряжения. Таким образом, измеряемое электронным вольтметром *ЭВ* напряжение пропорционально значению сопротивления R_x.

При построении омметров для измерения сопротивлений от 1000 МОм до 3 ТОм используют схему рис. 8.8, *г*. Для этой схемы выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = ER_N \frac{1}{R_x},$$

а прибор имеет обратную нелинейную шкалу.

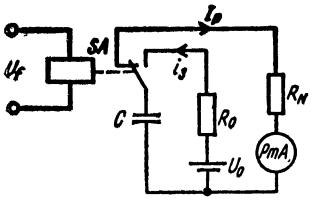


Рис. 8.10. Упрощенная принципиальная схема конденсаторного частотомера

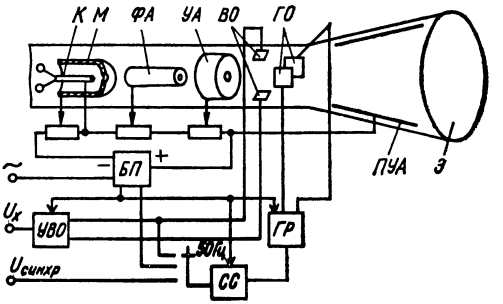


Рис. 8.11. Структурная схема электронно-лучевого осциллографа

Электронные ваттметры (более подробно описаны в п. 8.7). Обычно предназначены для использования в цепях маломощных, малокосинусных нагрузок и на частотах свыше 1 кГц. Серийно выпускаемые приборы сочетают в себе электронные, электростатические и иные преобразователи.

Электронные фазометры. Могут быть построены по структурным схемам рис. 8.9, *а* и *в*.

В приборах, реализованных по схеме рис. 8.9, *а*, используется принцип суммирования двух напряжений. Напряжения $u_1(t) = U_{m1} \times \sin \omega t$ и $u_2(t) = U_{m2} \sin(\omega t + \varphi)$, угол сдвига фаз между которыми необходимо измерить, преобразуются посредством усилителей-ограничителей *УО* в прямоугольные импульсы одинаковой амплитуды U_0 (рис. 8.9, *б*). Среднее выпрямленное значение суммарного напряжения на выходе сумматора Σ измеряется вольтметром *PV* и равно

$$U_{ср} = 2U_0\left(1 - \frac{U}{\pi}\right).$$

Фазометры, построенные на таком принципе, позволяют измерять фазовые сдвиги от 0 до $\pm 180°$ с погрешностью 0,1...1° в частотном диапазоне 250...10^6 Гц.

У фазометров с предварительным преобразованием фазового сдвига в интервал времени (рис. 8.9, *в*) из напряжений $u_1(t)$ и $u_2(t)$ с помощью усилителей-ограничителей *УО* и дифференцирующих устройств *ДУ* формируются короткие импульсы $u_{1к}$ и $u_{2к}$, моменты появления которых совпадают с моментами перехода исследуемых сигналов через нуль (рис. 8.9, *г*). Эти импульсы открывают и закрывают ключ *К* на пропорциональный углу φ промежуток времени, в течение которого через амперметр *PA* протекает ток, среднее значение которого равно

$$I_{ср} = I_0 \frac{\varphi}{2\pi}.$$

Использование такого принципа позволяет измерять фазовые сдвиги от 0 до 180° в частотном диапазоне 10...100 кГц с погрешностью $\pm 0{,}2°$.

Электронные частотомеры. Здесь используется принцип заряда и разряда конденсатора в сочетании с выходным аналоговым прибором, роль которого заключается в измерении среднего значения тока, протекающего через конденсатор при его периодическом перезаряде в соответствии с измеряемой частотой.

Упрощенная схема конденсаторного частотомера приведена на рис. 8.10. Ключ SA, работой которого управляет напряжение измеряемой частоты f_x, подключает конденсатор C в течение одного полупериода к источнику образцового напряжения U_0 (с сопротивлением R_0 в его цепи), а в течение другого — через резистор R_N — к миллиамперметру. Если постоянные времени заряда $\tau_з = R_0C$ и разряда $\tau_р = R_NC$ значительно меньше полупериода $T_x/2$, то конденсатор будет успевать зарядиться до напряжения U_0 и полностью разрядиться. Среднее значение тока через миллиамперметр составит

$$I_{ср} = \frac{1}{T_x}\int_0^{T_x} i_p(t)\,dt = \frac{CU_0}{T_x} = CU_0 f_x,$$

где $i_р$ (t) — разрядный ток конденсатора.

Важным преимуществом конденсаторных частотомеров является их широкий частотный диапазон (от 10 Гц до 1 МГц) при приведенной погрешности 1,5...2%.

Приборы для анализа характеристик сигналов. При изучении электрических сигналов, используемых в современной технике, применяют два метода их представления: *временной* и *спектральный*. Для исследования поведения сигналов во времени пользуются осциллографами, которые дают возможность непосредственно наблюдать форму периодических и непериодических сигналов. Произведя запись полученного изображения на фотопленке, можно в дальнейшем подвергнуть его более глубокому изучению, например, разложить полученную периодическую несинусоидальную функцию в тригонометрический ряд Фурье, определить амплитуды и фазы гармоник и т. п. Преимущество такого метода исследования — его наглядность, хотя для основательного количественного анализа он громоздок и недостаточно точен. Ведь известно, что, например, при непосредственном наблюдении кривой напряжения на осциллографе можно обнаружить ее отклонение от синусоидальности только в том случае, если коэффициент гармоник будет больше 4...5 %. Меньшие искажения трудноразличимы.

Для наблюдения и регистрации мгновенных значений токов и напряжений можно пользоваться как электронными, так и светолучевыми (электромеханическими) осциллографами.

Основной составной частью электронно-лучевого осциллографа является электронно-лучевая трубка (ЭЛТ) с электростатическим управлением лучом, представляющим собой сфокусированный пучок быстродвижущихся электронов. Источником электронов служит подогреваемый катод K (рис. 8.11), помещенный внутри цилиндрического, так называемого *управляющего электрода с отверстием* — м о д у л я т о р а M. Изменением отрицательного (относительно катода) потенциала модулятора регулируется интенсивность пучка электронов, и тем самым, изменяется яркость свечения люминофора, которым покрыт экран $Э$.

Кроме управления интенсивностью, модулятор концентрирует электроны в узкий пучок. Для четкой фокусировки луча на экране используется фокусирующий анод $ФА$. Энергию, необходимую электронам для движения в пучке и засвечивания люминофора, сообщает ускоря-

ющий анод *УА*. Он имеет положительный (относительно катода) потенциал, который достигает нескольких киловольт.

По пути к экрану пучок проходит между двумя парами пластин — вертикально (*ВО*) и горизонтально (*ГО*) отклоняющих. Под действием напряжения, приложенного к соответствующей паре пластин, световая точка на экране перемещается в вертикальном и горизонтальном направлениях. Для наблюдения быстропротекающих процессов необходима большая энергия луча и поэтому после отклоняющих пластин расположен послеускоряющий анод *ПУА*. Напряжение на этом аноде достигает нескольких киловольт.

Длительность послесвечения, т. е. время, на протяжении которого яркость изображения уменьшается до 10 % первоначальной, зависит от свойств люминофора. Для непосредственного наблюдения периодических процессов применяют ЭЛТ со средним послесвечением 0,01... ...0,1 с и зеленым цветом свечения (чувствительность органов зрения человека максимальна к зеленому цвету). Медленные процессы наблюдают на экранах с длительным послесвечением (до 16 с). Цвет свечения обычно голубой. Для фоторегистрации применяют ЭЛТ с повышенной яркостью, синим цветом свечения и коротким послесвечением (до 0,01 с).

Современный осциллограф кроме электронно-лучевой трубки имеет ряд других узлов и блоков.

Усилитель вертикального отклонения *УВО*, на вход которого поступает исследуемый сигнал, усиливает и преобразует его в два смещенные на 180° один относительно другого (парафазные) выходные сигналы. С помощью парафазных сигналов легче получить достаточно большое и неискаженное изображение на экране. К характеристикам *УВО* предъявляются повышенные требования, так как они в основном определяют метрологические свойства осциллографа в целом.

Развернутое во времени изображение исследуемого сигнала может быть получено, если к горизонтально отклоняющим пластинам будет приложено линейно-изменяющееся во времени напряжение. Это напряжение вырабатывает специальный генератор развертки *ГР*. Частота напряжения развертки должна равняться или быть кратной частоте исследуемого процесса. Только в этом случае изображение на экране будет неподвижным. Для автоматической подстройки частоты развертки используется схема синхронизации *СС*.

Блок питания *БП* вырабатывает напряжения, необходимые для нормального функционирования осциллографа.

Создание многолучевых ЭЛТ содействовало появлению многолучевых осциллографов, с помощью которых можно на экране одновременно наблюдать несколько процессов. Специальные запоминающие трубки являются основным элементом запоминающих осциллографов. В таких осциллографах исследуемый процесс может быть воспроизведен на экране даже по истечении нескольких суток.

Введение в структурную схему осциллографа аналого-цифрового преобразователя и специальной схемы управления лучом позволило не только получить на экране трубки изображение исследуемого процесса, но и высвеченное в цифровой форме значение характерных точек его осциллограммы.

Среди приборов, предназначенных для анализа характеристик сигналов, следует выделить анализаторы спектра и измерители нелинейных искажений.

Для количественной оценки степени искажения гармонических сигналов обычно используют коэффициент гармоник, аналитически выражаемый формулой

$$K_г = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \cdots + U_n^2}}{U_1},$$

где U_1, U_2, ..., U_n — действующие значения напряжений соответствующих гармоник.

Приборы, измеряющие этот коэффициент, называют *измерителями нелинейных искажений*. Они обычно состоят из фильтра, подавляющего основную гармонику и пропускающего без ослабления все остальные гармоники, и электронного вольтметра действующего значения. Измерив с помощью вольтметра поочередно напряжения на входе и выходе фильтра, можно определить их отношение

$$K = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \cdots + U_n^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \cdots + U_n^2}},$$

которое с искомым коэффициентом гармоник связано простым соотношением

$$K_г = \frac{K}{\sqrt{1 - K^2}},$$

из которого видно, что при малых искажениях ($K_г < 0{,}1$) имеем $K_г \approx \approx K$. Описанный принцип работы положен в основу серийного измерителя нелинейных искажений типа С6-5, который измеряет с основной погрешностью 0,1 % коэффициенты гармоник от 0,02 до 100 % в диапазоне частот основной гармоники от 20 Гц до 200 кГц при входном напряжении 0,1...100 В.

Наиболее полный и точный анализ спектров колебаний, образующих электрические сигналы, т. е. зависимости амплитуд гармонических составляющих от частоты, позволяют производить особые приборы — анализаторы спектра. Основной элемент таких приборов — фильтр с узкой полосой пропускания, служащий для выделения узких участков или отдельных составляющих исследуемого спектра. Анализ гармоник может осуществляться тремя способами: параллельным (или одновременным), последовательным и смешанным.

При *параллельном* анализе исследуемый сигнал подается одновременно на ряд узкополосных фильтров, каждый из которых настроен на определенную частоту и, таким образом, выделяет на выходе соответствующую составляющую спектра. Подавая эти составляющие на вход осциллографа через коммутатор, синхронизированный с разверткой, можно на его экране получить изображение вертикальных импульсов, расстояние между которыми пропорционально частотному интервалу между гармониками, а амплитуда — спектральной плотности $A(\omega)$ сигнала на соответствующей частоте. Такие анализаторы применяются для исследований как периодических сигналов, так и

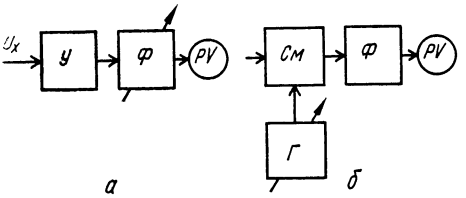


Рис. 8.12. Структурная схема анализаторов гармоник последовательного действия с перестраиваемым фильтром (*а*) и с гетеродином (*б*)

одиночных импульсов, и отличаются высоким быстродействием, однако широкого распространения на практике не нашли из-за сложности и громоздкости (набор фильтров должен охватывать все исследуемые составляющие спектра).

Наиболее широкое практическое применение находят анализаторы гармоник, использующие *последовательный* способ анализа, которые выполняются согласно структурным схемам, представленным на рис. 8.12.

Исследуемое напряжение U_x (рис. 8.12, *а*) подается на электронный вольтметр *PV* через усилитель *У* и фильтр *Ф*, который последовательно настраивается на частоту первой, второй и т. д. гармоник. По шкале настройки фильтра определяются частоты гармоник, а по показаниям вольтметра — их действующие значения.

Схема рис. 8.12, *б* отличается применением не перестраиваемого, а постоянного узкополосного фильтра *Ф* и генератора *Г* с регулируемой частотой (гетеродина); поэтому такой анализатор называют *гетеродинным*. Исследуемое напряжение U_x и напряжение гетеродина поступают на смеситель *См*. Сигнал с выхода смесителя, имеющий частоту, равную разности частот исследуемого сигнала и сигнала гетеродина, поступает на вход фильтра *Ф*. Изменяя частоту гетеродина так, чтобы она отличалась от частоты каждой поочередно измеряемой гармоники на значение, соответствующее частоте пропускания фильтра, по показаниям вольтметра определяют действующие значения напряжения гармоник, а их частоту — по частоте гетеродина. Гетеродинные анализаторы гармоник отличаются от анализаторов с перестраиваемым фильтром большей точностью и чувствительностью.

8.5. Электро- и ферродинамические приборы

Работа электродинамических приборов основана на взаимодействии магнитных потоков двух катушек: подвижной *1* и неподвижной *2* (рис. 8.13, *а*). Неподвижная катушка обычно выполняется в виде двух секций, подвижная — бескаркасная. Противодействующий момент создается с помощью спиральных пружинок либо растяжек, а токоподвод осуществляется через специальные безмоментные пружины либо растяжки. Различие между электро- и ферродинамическими приборами состоит в том, что у последних (рис. 8.13, *б*) неподвижные катушки размещены на магнитопроводе *3* из листового магнитомягкого материала, что способствует значительному увеличению вращающего момента и уменьшению влияния внешних магнитных полей.

Вращающий момент определяется выражением

$$M_{\text{вр}} = \frac{\partial}{\partial\alpha}\left(\frac{1}{2}L_1 i_1^2 + \frac{1}{2}L_2 i_2^2 + M_{12} i_1 i_2\right) = i_1 i_2 \frac{\partial M_{12}}{\partial\alpha},$$

где i_1 и i_2 — токи в соответствующих катушках; L_1 и L_2 — их индуктивности, которые не зависят от угла поворота подвижной части;

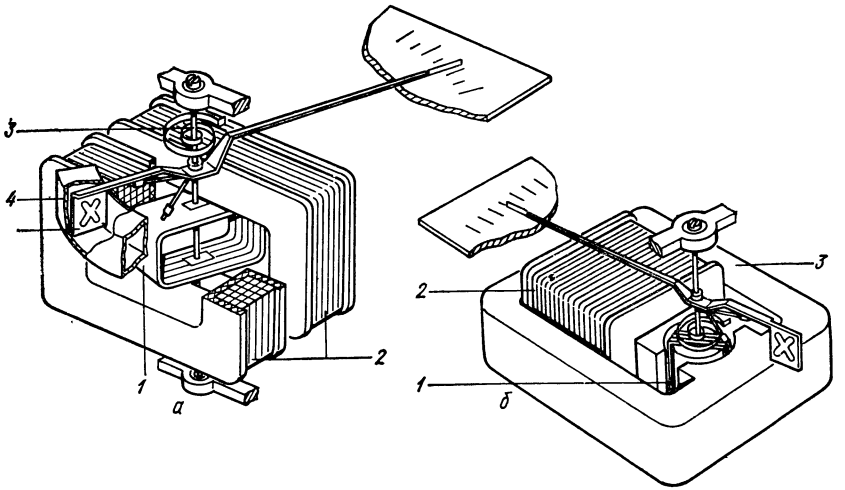


Рис. 8.13. Электро- и ферродинамический измерительные механизмы

M_{12} — взаимоиндуктивность между подвижной и неподвижной катушками.

Значение производной $\frac{\partial M_{12}}{\partial \alpha}$ является функцией угла поворота и определяется формой, размерами и взаимным размещением подвижной и неподвижной катушек; ее вид выбирается в зависимости от назначения прибора при его изготовлении.

В соответствии с выражением (8.2) установившееся отклонение электро- и ферродинамического приборов при измерении на постоянном токе

$$\alpha(0) = \frac{1}{W} I_1 I_2 \frac{\partial M_{12}}{\partial \alpha},$$

где I_1 и I_2 — значения токов в соответствующих катушках ИМ.

Направление отклонения указателя зависит от направления протекания токов I_1 и I_2. При работе на переменном токе

$$\alpha(\eta) = \frac{1}{W} I_1 I_2 [\cos\varphi - A(2\eta)\cos(2\eta\omega_0 t - \varphi)] \frac{\partial M_{12}}{\partial \alpha},$$

где I_1 и I_2 — действующие значения токов в катушках; φ — угол сдвига фаз между ними; $A(2\eta)$ — значение амплитудно-частотной характеристики ИМ при аргументе 2η.

Достоинствами электродинамических приборов являются высокая точность (наивысший класс 0,05) и возможность использования одного и того же прибора как для измерения в цепях постоянного, так и переменного токов при одной и той же шкале. К недостаткам можно отнести меньшую по сравнению с магнитоэлектрическими приборами чувствительность, ощутимое влияние внешних магнитных полей на показания прибора из-за слабого собственного магнитного поля, сравнительно большое собственное потребление энергии, частотный диапазон в зависимости от точности и назначения прибора ограничен сверху значениями от 1,5 до 10 кГц. Для защиты от внешнего магнитного поля

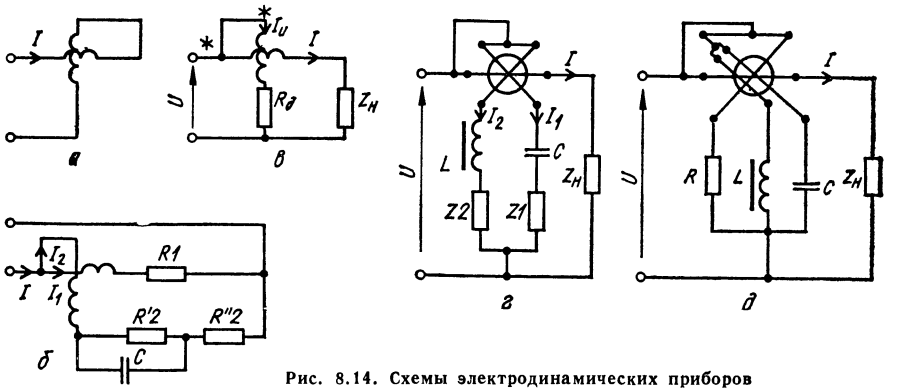


Рис. 8.14. Схемы электродинамических приборов

применены экранирование и астатирование. Влияние магнитного поля несколько уменьшено, вращающий момент увеличен, но точность (вследствие потерь на вихревые токи и гистерезис) ухудшена у приборов ферродинамической системы. На базе ИМ этих систем созданы амперметры, вольтметры, ваттметры, фазометры, частотомеры и фарадометры.

Амперметры и вольтметры. Выпускаются для применения на постоянном и переменном токах с пределами измерений от десятков миллиампер до 5...10 А и от 7,5 до 600 В.

У миллиамперметров и амперметров на токи до 0,5 А (рис. 8.14, *а*) подвижная и неподвижная катушки соединены последовательно ($I_1 = I_2 = I$), а для исключения перегрева катушек при измерении больших токов — параллельно ($I_1 = k_1 I$, $I_2 = k_2 I$); при этом требуется введение схем температурной и частотной компенсации (рис. 8.14, *б*).

Вольтметры представляют собой последовательное соединение ИМ и резистора. Для компенсации частотной погрешности, которая возникает из-за наличия индуктивности (главным образом, подвижной катушки), часть резистора шунтируют конденсатором. Ток полного отклонения подвижной части электродинамического вольтметра составляет обычно 30 мА.

Конструкция амперметров и вольтметров этих систем такова, что обеспечивается соотношение между рекомендуемыми частотами применения приборов на переменном токе и собственной частотой ИМ $\eta \gg 1$; при этом

$$\alpha(\eta)|_{\eta \gg 1} = \frac{1}{W} I^2 \frac{\partial M_{12}}{\partial \alpha} = k \frac{1}{W} U^2 \frac{\partial M_{12}}{\partial \alpha}.$$

Характер зависимости $\frac{\partial M_{12}}{\partial \alpha} = f(\alpha)$ стремятся получить таким, при котором шкала приборов была бы близкой к равномерной.

Ваттметры выпускаются для использования на переменном и постоянном токах с пределами измерения не ниже: по току — 0,01 А (чаще всего 2,5 и 5 А) и по напряжению — 30 В. Измерение мощности возможно благодаря независимому включению подвижной и неподвижной катушек в цепь измерения. Неподвижная катушка образует токовую (последовательную) обмотку ваттметра и подключается последовательно с исследуемым объектом. Подвижная катушка ИМ образует обмотку напряжения (параллельную обмотку) ваттметра и подключает-

ся параллельно объекту. Так как направление отклонения подвижной части ваттметра зависит от взаимных направлений токов в катушках, то для обеспечения правильности подключения прибора в цепь один из зажимов последовательной и параллельной его обмоток имеет обозначение «*» и называется *генераторным* (рис. 8.14, *в*).

Установившееся отклонение ваттметра при измерении на переменном токе с учетом того, что обеспечивается соотношение $\eta \gg 1$,

$$\alpha(\eta)|_{\eta \gg 1} = \frac{1}{W} kUI \cos\varphi \frac{\partial M_{12}}{\partial \alpha},$$

и на постоянном токе

$$\alpha(0) = \frac{1}{W} kUI \frac{\partial M_{12}}{\partial \alpha}.$$

Следовательно, шкала ваттметра равномерна при $\frac{\partial M_{12}}{\partial \alpha} = \text{const}$, что обеспечивается соответствующей конструкцией ИМ.

Для измерений активной мощности в цепях с малым $\cos\varphi$ выпускаются так называемые *малокосинусные ваттметры*. Полное отклонение подвижной части таких приборов при значениях напряжения и тока, равных номинальным, имеет место при $\cos\varphi$ исследуемой цепи, равном 0,1 для ваттметров с $\cos\varphi_{W\text{ном}} = 0{,}1$, либо 0,05 для ваттметров с $\cos\varphi_{W\text{ном}} = 0{,}05$.

Основными причинами погрешностей электродинамических ваттметров являются изменения температуры и частоты, а также некоторое отставание тока в параллельной обмотке ваттметра от приложенного напряжения из-за индуктивно-активного характера ее сопротивления. Заметим, что со специальными схемами температурной компенсации выпускаются лишь высокоточные приборы (не хуже класса 0,2).

Частотную и угловую погрешности, проявляющиеся при измерениях на переменном токе, в основном компенсируют введением емкостей в параллельную цепь прибора.

Широко применяются электродинамические фазометры с логометрическим ИМ (рис. 8.14, *г*, *д*). На подвижные катушки фазометра (рис. 8.14, *г*), размещенные в пространстве под углом β друг к другу, действуют моменты

$$M_{\text{вр}1} = k_1 I I_1 \cos(\varphi + \psi) \sin\alpha$$

и

$$M_{\text{вр}2} = k_2 I I_2 \cos[\gamma - (\varphi + \psi)] \sin(\beta - \alpha),$$

где $\sin\alpha$, $\sin(\beta - \alpha)$ — закон изменения $\frac{\partial M_{12}}{\partial \alpha} = f(\alpha)$; ψ, $(\gamma - \psi)$ — углы сдвига фаз между напряжением U и токами I_1 и I_2 в соответствующих подвижных катушках; k_1 и k_2 — конструктивные постоянные.

Установившееся отклонение фазометра

$$\alpha = \operatorname{arctg}\left[\frac{k_1 I_1}{k_2 I_2} \frac{\cos(\varphi + \psi)}{\cos[\gamma - (\varphi + \psi)] \sin\beta}\right].$$

Если шкала фазометра равномерна и проградуирована в единицах измеряемого угла сдвига фаз φ, то у прибора принято

$$\beta = \gamma = \frac{\pi}{2}; \quad \frac{k_1}{k_2} = 1 \text{ и } I_1 = I_2.$$

Недостатком рассмотренной схемы фазометра является существенная зависимость его показаний от частоты, которая менее заметна у трехобмоточных фазометров (рис. 8.14, *д*). Одна из подвижных катушек такого фазометра выполнена в виде двух идентичных обмоток; последовательно с одной из них включен дроссель, а с другой — конденсатор. Эти обмотки включены в цепь так, чтобы действующие на них моменты были направлены в одну и ту же сторону. Изменение частоты вызывает уменьшение вращающего момента одной из обмоток и такое же увеличение другой. Благодаря такой компенсации вращающий момент, как и момент рамки с последовательно включенным активным сопротивлением, от частоты не зависит.

8.6. Электромагнитные приборы

Принцип действия приборов этой системы основан на взаимодействии магнитного поля неподвижной катушки *1* с током и подвижного ферромагнитного (обычно пермаллоевого) сердечника *2*, закрепленного на оси *3* (рис. 8.15). Форма катушки и соответствующего ей сердечника может быть круглой (рис. 8.15, *а*) либо плоской (рис. 8.15, *б*); в последнем случае представляется возможным уменьшить потребление мощности прибором с одновременным увеличением вращающего момента за счет размещения неподвижной катушки *1* на магнитопроводе *4* (рис. 8.15, *в*).

Вращающий момент определяется выражением

$$M_{\text{вр}} = \frac{\partial}{\partial\alpha}\left(\frac{1}{2}\, i^2 L\right) = \frac{1}{2}\, i^2 \frac{\partial L}{\partial\alpha},$$

где i — ток, протекающий по катушке ИМ; L — ее индуктивность.

Установившееся отклонение электромагнитного прибора согласно выражению (8.2) при измерении на постоянном токе

$$\alpha(0) = \frac{1}{2W}\, I^2 \frac{\partial L}{\partial\alpha}.$$

Здесь направление отклонения указателя не зависит от полярности подключения измеряемой величины, поскольку она входит в это выражение во второй степени.

При работе на переменном токе

$$\alpha(\eta) = \frac{1}{2W}\, I^2 \left[1 - A(2\eta)\cos 2\eta\omega_0 t\right] \frac{\partial L}{\partial\alpha},$$

где I — действующее значение тока в катушке; $A(2\eta)$ — значение амплитудно-частотной характеристики ИМ при аргументе 2η.

Поскольку выпускаемые приборы рассчитаны на использование в цепях с соотношением $\eta \gg 1$,

$$\alpha(\eta)\,|_{\eta\gg 1} \approx \frac{1}{2W}\, I^2 \frac{\partial L}{\partial\alpha}.$$

Подбором соответствующей конфигурации сердечника удается получить зависимость $\partial L/\partial\alpha$ таковой, при которой шкала прибора близка к линейной, начиная с одной пятой длины шкалы и до ее конца.

Достоинство электромагнитных приборов заключается в их конструктивной простоте, надежности, хорошей перегрузочной способ-

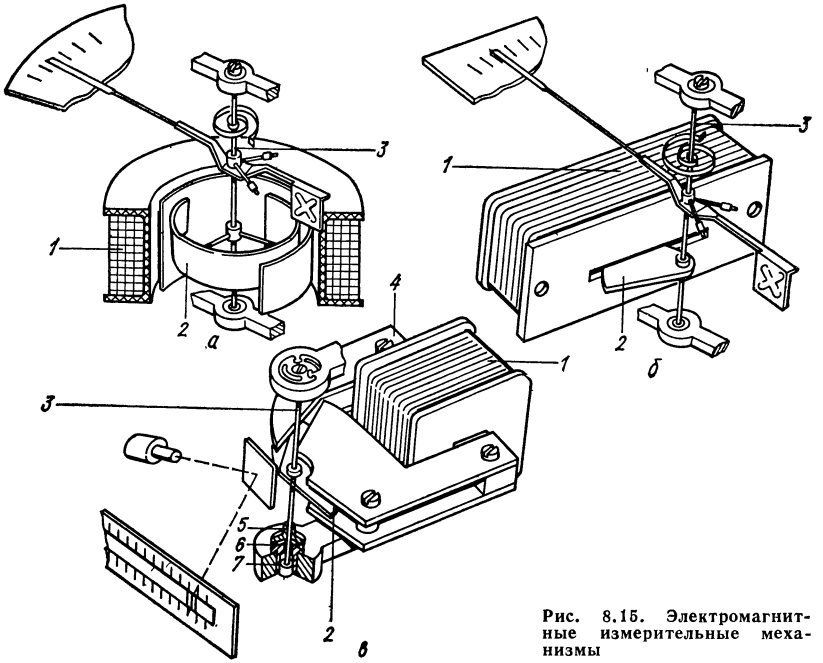


Рис. 8.15. Электромагнитные измерительные механизмы

ности, возможности использования как в цепях постоянного, так и переменного токов, невысокой стоимости. К недостаткам можно отнести большое собственное потребление энергии, невысокую чувствительность, сравнительно невысокий класс точности (известны приборы не лучше класса 0,5...1,0); на постоянном токе вследствие гистерезисных явлений в ферромагнитном сердечнике наблюдается заметная вариация показаний при увеличении и уменьшении измеряемого тока; на показания приборов сказывается размагничивающее действие вихревых токов и тем больше, чем выше частота измеряемой величины; слабое собственное магнитное поле, поэтому для защиты от влияния внешнего магнитного поля электромагнитные ИМ экранируют (более сильное поле обеспечивается у приборов с магнитопроводом).

На базе ИМ этой системы выпускают амперметры с пределами от 10 мА до 200...300 А (непосредственное включение) и вольтметры — от 1,5 до 600 В. Ток полного отклонения подвижной части вольтметров обычно равен 30 мА и лишь на пределах 1,5 и 15 В возрастает до 80... ...100 мА. Преимущественно эти приборы применяются на переменном токе как стационарные приборы классов 0,5; 1,0 и ниже, верхний предел частотного диапазона не превышает 1500...3000 Гц, почти полностью они вытеснили аналогичные приборы других систем.

8.7. Электростатические приборы

Приборы этой системы работают на принципе взаимодействия электрически заряженных тел. Конструктивно они представляют собой подвижный *1* и неподвижный *2* электроды, разделенные диэлектриком,

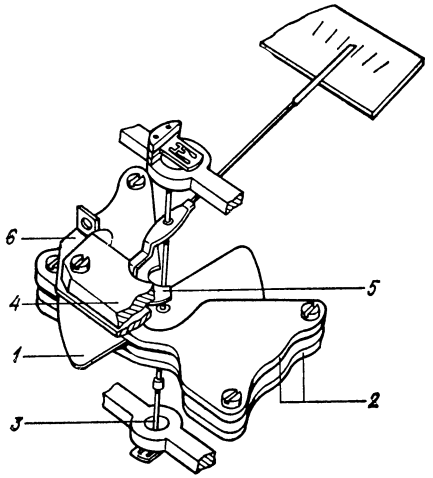


Рис. 8.16. Электростатический измерительный механизм

которые образуют конденсатор (рис. 8.16). Под действием приложенного напряжения между подвижными и неподвижным электродами возникает сила, направленная в сторону увеличения емкости, а значит, и энергии электростатического поля. Эта сила вызывает перемещение подвижного электрода ИМ. В зависимости от способа изменения емкости различают электростатические ИМ с *переменной активной площадью электродов* и с *переменным расстоянием между электродами*. Если между электродами существует разность потенциалов, то на подвижную часть действует вращающий момент

$$M_{\text{вр}} = \frac{\partial}{\partial\alpha}\left(\frac{1}{2}CU^2\right) = \frac{1}{2}U^2\frac{\partial C}{\partial\alpha},$$

где C — емкость между электродами; U — приложенное к ним напряжение.

Согласно выражению (8.2), установившееся отклонение подвижной части ИМ при использовании прибора на постоянном токе

$$\alpha(0) = \frac{1}{2W}U^2\frac{\partial C}{\partial\alpha},$$

где U — значение напряжения постоянного тока.

Здесь направление отклонения указателя не зависит от полярности подключения измеряемой величины, поскольку в это выражение она входит во второй степени.

При работе на переменном токе

$$\alpha(\eta) = \frac{1}{2W}U^2\left[1 - A(2\eta)\cos 2\eta\omega_0 t\right]\frac{\partial C}{\partial\alpha},$$

где U — действующее значение напряжения, приложенное к электродам; $A(2\eta)$ — значение амплитудно-частотной характеристики ИМ при аргументе 2η.

Выпускаемые приборы рассчитаны на использование в цепях с соотношением $\eta \gg 1$, поэтому

$$\alpha(\eta)\big|_{\eta\gg 1} \simeq \frac{1}{2W}U^2\frac{\partial C}{\partial\alpha}.$$

Подбором формы электродов можно получить желаемую зависимость $\frac{\partial C}{\partial\alpha} = f(\alpha)$. Так, у выпускаемых в настоящее время вольтметров соответствующим подбором этой зависимости обеспечивается практически равномерность шкалы прибора.

Обычные электростатические приборы малочувствительны. Значительное увеличение чувствительности по напряжению достигается

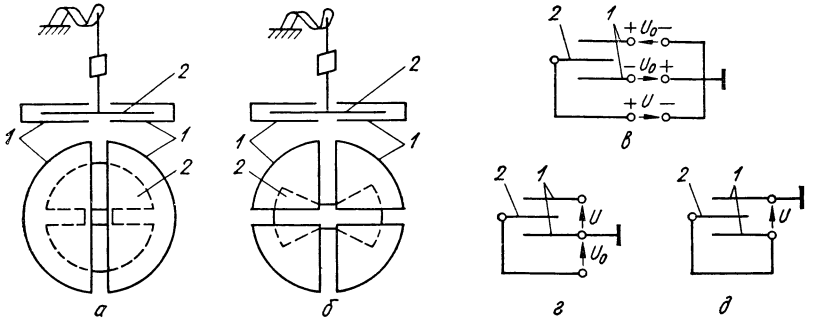


Рис. 8.17. Устройство бинантного (*а*) и квадрантного (*б*) электрометров и схемы их подключения

в электрометрах благодаря наличию вспомогательных источников напряжения. В составе его ИМ три электрода: один подвижный и два неподвижных. Неподвижные электроды *1* могут быть представлены парой сегментов (*бинантные* электрометры) — рис. 8.17, *а* либо двумя парами *(квадрантные)* — рис. 8.17, *б*, противоположные квадранты которых обычно соединены электрически, места соединения являются клеммами неподвижных электродов. Подвижная часть электрометра крепится с помощью растяжек либо подвеса (металлического либо из кварцевой нити), причем подвижный электрод *2* (бисквит) у бинантных электрометров состоит из двух половин, электрически изолированных друг от друга.

Если к электродам подвести различные потенциалы, подвижная часть начнет поворачиваться в сторону электродов с более высоким потенциалом, что приводит к изменению емкостей между подвижным и неподвижным электродами. Так, по отношению к одному из неподвижных электродов емкость (C_1) будет уменьшаться, а по отношению к другому (C_2) — увеличиваться. Если потенциалы неподвижных электродов U_1 и U_2, а подвижного — U_3, то электрическая энергия электрометра

$$W_э = \frac{1}{2} C_1 (U_3 - U_1)^2 + \frac{1}{2} (U_3 - U_2)^2 = \frac{1}{2} C_1 U_{31}^2 + \frac{1}{2} C_1 U_{32}^2.$$

Поскольку подбором формы бисквита и квадрантов можно получить одинаковые скорости изменения емкостей C_1 и C_2 по углу поворота подвижной части ИМ $\left(\frac{\partial C_1}{\partial \alpha} = -\frac{\partial C_2}{\partial \alpha} = \frac{\partial C}{\partial \alpha}\right)$, вращающий момент

$$M_{вр} = \frac{\partial W_э}{\partial \alpha} = \frac{1}{2} (U_{32}^2 - U_{31}^2) \frac{\partial C}{\partial \alpha} = (U_1 - U_2) \left(U_3 - \frac{U_1 + U_2}{2}\right) \frac{\partial C}{\partial \alpha}.$$

Вращающий момент зависит от места подключения измеряемого и вспомогательного напряжений. Чаще всего используются бисквитное, квадрантное и двойное подключения.

При *бисквитном* подключении между клеммами неподвижных электродов и землей (рис. 8.17, *в*) приложены напряжения U_1 и U_2, равные по значению ($U_1 = U_2 = U_0$) и противоположные по знаку; измеряемое напряжение U подключается между клеммой подвижного

электрода и землей, т. е. $U_з = U$. В этом случае, согласно выражению (8.3), установившееся отклонение при измерении на постоянном токе

$$\alpha(0) = \frac{1}{W} U_0 U \frac{\partial C}{\partial \alpha},$$

на переменном токе

$$\alpha(\eta)|_{\eta \gg 1} = \frac{1}{W} U_0 U \frac{\partial C}{\partial \alpha} \cos \xi,$$

где U и U_0 — действующие значения измеряемого и вспомогательного напряжений; ξ — угол сдвига фаз между ними.

По схеме бисквитного включения строят измерители активной мощности нагрузки; при этом вспомогательное напряжение снимается с потенциальных зажимов безреактивного шунта, по которому протекает ток нагрузки. Токовый зажим шунта соединяется с одной из клемм нагрузки, другая клемма которой подключена к подвижному электроду. Напряжение питания нагрузки подается между подвижным электродом и оставшимся токовым зажимом шунта. Здесь

$$\alpha(\eta)|_{\eta \gg 1} = \frac{1}{W} R_ш I \cos \varphi \frac{\partial C}{\partial \alpha} = S_P P \frac{\partial C}{\partial \alpha},$$

где $R_ш$ — сопротивление шунта; φ — угол сдвига между током и напряжением нагрузки; S_P — чувствительность по мощности. При этом обеспечивается малая методическая погрешность измерения, поскольку значение сопротивления шунта значительно меньше значения сопротивления цепи напряжения, т. е. электростатического ИМ. Электростатические ваттметры удобны для измерения небольших мощностей, особенно с малыми коэффициентами мощности.

При *квадрантном* подключении (рис. 8.17, *г*) измеряемое напряжение подается на клеммы неподвижных электродов, одна из которых заземляется, а вспомогательное напряжение — между клеммой подвижного электрода и землей. Тогда

$$\alpha(0) = \frac{1}{2W} U_0 U \frac{\partial C}{\partial \alpha}; \quad \alpha(\eta)|_{\eta \gg 1} = \frac{1}{2W} U_0 U \frac{\partial C}{\partial \alpha} \cos \xi.$$

Вспомогательное напряжение на постоянном токе неизменно, а на переменном, к тому же, должно быть той частоты, что и измеряемое. Чувствительность электрометров пропорциональна вспомогательному напряжению и составляет примерно $2 \cdot 10^{-4}$ В/дел. у квадрантных электрометров и $0{,}5 \cdot 10^{-4}$ В/дел. у бинантных. Шкала равномерная.

При *двойном* подключении (рис. 8.17, *д*) клемма одного из неподвижных электродов соединяется с подвижным, а другого — с землей; измеряемое напряжение подается на клеммы неподвижных электродов. В этом случае электрометр работает как обычный электростатический вольтметр как на переменном, так и на постоянном токе.

Достоинствами электростатических приборов являются: малое потребление энергии, которое заметно лишь на высоких частотах; практически независимость показаний в широком частотном диапазоне — от измерений на постоянном токе до десятков мегагерц (верхний предел частотного диапазона ограничен входной емкостью и индуктив-

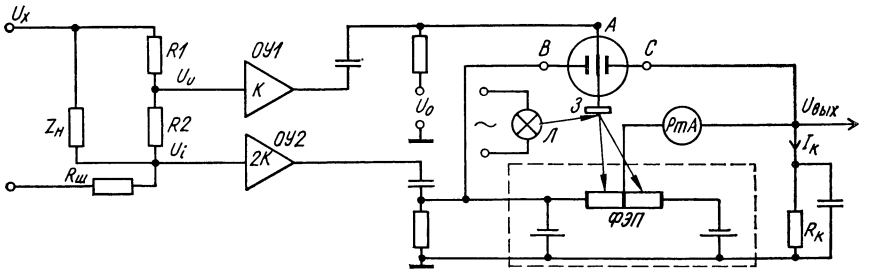


Рис. 8.18. Упрощенная принципиальная схема электронного ваттметра

ностью ввода); высокий класс точности (в зависимости от пределов измерений и частотного диапазона основная погрешность составляет 0,5...0,05 %); независимость показаний от формы кривой измеряемого напряжения. К недостаткам относят: сравнительно низкую чувствительность (за исключением электрометров); слабое собственное электрическое поле, в связи с чем для уменьшения влияния внешних электрических полей применяют электростатическое экранирование. В качестве экрана используют токопроводящую окраску внутренней поверхности пластмассовых корпусов либо металлический корпус прибора. Экран соединяется с одним из электродов прибора и обычно заземляется.

На базе электростатических ИМ в основном строятся вольтметры. Из-за низкой чувствительности ИМ приборы выпускаются на напряжение не менее 15 В (чаще всего начиная с 75 В), причем у киловольтметров применяются оба типа ИМ, а у вольтметров — лишь ИМ со сменной активной площадью как более чувствительный. Верхний предел измерения киловольтметров достигает 300 кВ.

Электростатические ваттметры используют, в основном, для измерения в цепях с маломощными источниками, при измерениях в цепях высокого напряжения, а электростатические ИМ в совокупности с электронными усилителями — как высокочувствительные электрометры и электронные ваттметры. Так, микроваттметр типа Ф585 (рис. 8.18) содержит: делитель напряжения, образованный резисторами *R1* и *R2*; два усилителя *ОУ1* и *ОУ2*, первый — с коэффициентом усиления *K*, второй — 2*K*, электростатический ИМ и фотоэлектронный преобразователь *ФЭП*. Напряжение на входе усилителя *ОУ1* равно сумме напряжения U_U с выхода делителя, которое пропорционально напряжению на нагрузке, и напряжения U_i, снимаемого с шунта $R_ш$ и пропорционального току нагрузки. Напряжение на входе усилителя *ОУ2* равно падению напряжения U_i на сопротивлении шунта $R_ш$. На выходе усилителей при этом имеем соответственно $U_1 = K(U_U + U_i)$ и $U_2 = 2KU_i$. Переменные напряжения, приложенные между подвижным электродом *A* и неподвижными *B* и *C*, соответственно равны

$$U_{31} = K(U_U - U_i); \quad U_{32} = K(U_U + U_i)$$

и создают вращающий момент, пропорциональный измеряемой мощности P_x.

В соответствии с изложенным выше установившееся отклонение подвижного электрода

$$\alpha = \frac{1}{2W}\frac{\partial C}{\partial \alpha}(U_{32}^2 - U_{31}^2) = aP_x,$$

где a — коэффициент пропорциональности.

Противодействующий момент создается постоянными напряжениями: приложенным к подвижному электроду A и напряжением $U_к$, приложенным к электроду C. Напряжение $U_к$ вырабатывается в цепи обратной связи, содержащей фотоэлектронный преобразователь *ФЭП*, за счет протекания тока по сопротивлению $R_к$, вызванного разбалансом мостовой цепи *ФЭП*, два плеча которого являются фоторезисторами. Лампочка *Л* излучает свет, который, отражаясь от зеркала *З*, попадает на фоторезисторы. Поскольку зеркало связано с подвижным электродом *А*, степень освещенности, а значит, и сопротивление фоторезисторов зависят от угла поворота подвижного электрода. Пренебрегая погрешностью статизма, в установившемся режиме

$$P_x = \frac{1}{a}\frac{1}{2W}\frac{\partial C}{\partial \alpha}U_0 U_к \text{ (здесь } U_к \ll U_0).$$

Поскольку напряжение $U_к$, а значит, и ток $I_к$ пропорциональны измеряемой мощности, это позволяет производить отсчет показаний ваттметра по шкале микроамперметра, включенного в цепь тока $I_к$ либо цифрового вольтметра, измеряющего напряжение $U_к$.

8.8. Индукционные приборы

Действие приборов этой системы основано на взаимодействии переменных магнитных потоков с вихревыми токами, наведенными в подвижном элементе, обычно диске. В настоящее время практически используются лишь счетчики электрической энергии индукционной системы. ИМ этой системы имеет два независимых магнитопровода, разнесенные в пространстве (рис. 8.19, *а*). Обмотка *1* одного из магнитопроводов является обмоткой напряжения, имеет большое число витков, значительную индуктивность; поэтому ток в обмотке отстает от напряжения на угол, близкий к 90°. Обмотка *2* другого магнитопровода явля-

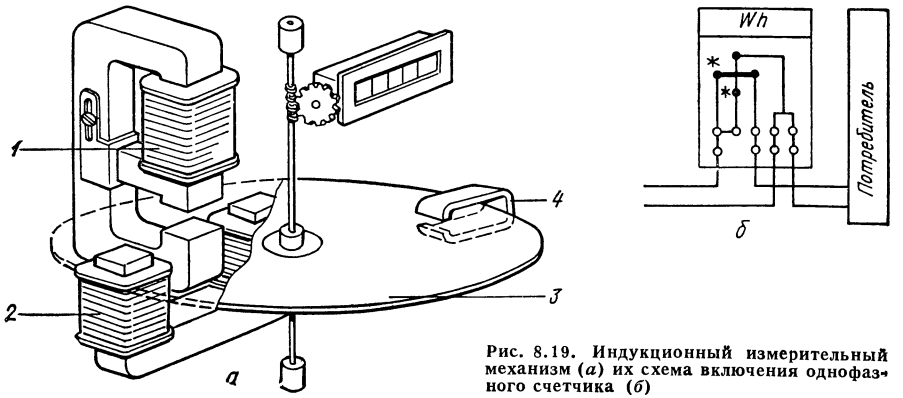


Рис. 8.19. Индукционный измерительный механизм (*а*) их схема включения однофазного счетчика (*б*)

ется токовой, имеет небольшое число витков сравнительно большого диаметра. Токи в цепях магнитопроводов возбуждают переменные магнитные потоки одинаковой частоты, которые, пересекая диск *3* из алюминия, индуктируют в нем э. д. с. В диске появляются вихревые токи, совпадающие по фазе с соответствующими э. д. с., поскольку индуктивность диска на промышленной частоте пренебрежимо мала.

В соответствии с законом Био-Савара взаимодействие пар магнитный поток цепи напряжения — вихревой ток, вызванный действием цепи тока, и магнитный поток цепи тока — вихревой ток, вызванный действием цепи напряжения, приводят к появлению сил и вращающих моментов, направления действия которых совпадают; средний за период вращающий момент пропорционален активной мощности измерительной цепи:

$$M_{\text{вр}} = kUI\cos\varphi,$$

где k — коэффициент пропорциональности.

Пропорциональность скорости вращения подвижной части ИМ (диска) мощности потребителя обеспечивается наличием магнитоиндукционного момента торможения, который возникает при вращении диска благодаря взаимодействию потока $\Phi_{\text{м}}$ постоянного магнита *4* с током I, индуктируемом им же в диске:

$$M_{\text{у}} = k_{\text{м}}\Phi_{\text{м}}^2\frac{d\alpha}{dt} = P\frac{d\alpha}{dt},$$

где $k_{\text{м}}$ — коэффициент пропорциональности.

Для уменьшения влияния трения в опорах подвижной части индукционного ИМ и дополнительных тормозящих моментов, которые возникают вследствие пересечения вращающимся диском переменных потоков, создается компенсирующий момент благодаря расщеплению магнитного потока цепи напряжения вблизи диска на две составляющие, смещенные в пространстве и по фазе. Различие по фазе обеспечивается неоднородностью материалов на путях прохождения расщепленных потоков. Наличие компенсирующего момента позволяет снизить порог чувствительности прибора, т. е. минимальный ток нагрузки, при котором подвижная часть ИМ начинает вращаться без остановки.

Компенсирующий момент не должен превышать момента трения, так как это вызывает *самоход* подвижной части, под которым понимается вращение диска лишь при наличии напряжения в параллельной цепи счетчика даже при отсутствии тока в цепи нагрузки.

Пренебрегая трением, полагают, что установившаяся равномерная скорость вращения диска будет при равновесии вращающего и тормозящего моментов:

$$kUI\cos\varphi = P\frac{d\alpha}{dt}.$$

В течение интервала времени $\Delta t = t_2 - t_1$

$$\alpha = \frac{k}{P}\int_{t_1}^{t_2} UI\cos\varphi dt = \frac{k}{P}UI\cos\varphi\Delta t,$$

а число оборотов

$$N = \frac{\alpha}{2\pi} = \frac{kUI\cos\varphi}{2\pi P}\Delta t = \frac{k}{2\pi P}A_x,$$

т. е. число оборотов диска пропорционально измеряемой энергии A_x. Отсчет производится счетным механизмом, который приводится в движение с помощью червячной передачи.

Количество оборотов, соответствующее 1 кВт · ч энергии, называется *передаточным числом счетчика,* а обратная ей величина — *номинальной постоянной.*

Схема включения однофазного счетчика показана на рис. 8.19, *б*.

Для измерения энергии в цепях трехфазного тока применяют трехфазные счетчики индукционной системы. Обычно они бывают *двух-* и *трехэлементными.* Первые используются для учета энергии в трехпроводных цепях, вторые — в четырехпроводных.

Двухэлементные счетчики имеют две магнитные системы, вращающие моменты которых, складываясь, действуют на одну подвижную часть. Эти счетчики могут быть *одно-* либо *двухдисковыми.* Однодисковые характеризуются относительно большой погрешностью из-за дополнительных моментов, возникающих при взаимодействии токов, индуктированных в диске одной магнитной системой с потоками от другой системы. В двухдисковых счетчиках такие погрешности практически отсутствуют, так как отдельные диски разнесены параллельно друг другу в пространстве. Трехэлементные счетчики имеют три магнитные системы, действующие на одну общую подвижную часть, которая может быть *двух-* или *трехдисковой.* В двухдисковых счетчиках две магнитные системы действуют на один диск, а третья — на другой; в трехдисковых — каждая из магнитных систем воздействует на свой диск. Погрешность трехдисковых счетчиков несколько меньше, чем двухдисковых.

Схема внутренних соединений и включение счетчика в цепь нагрузки соответствуют измерению активной мощности по методу двух ваттметров для двухэлементных и по методу трех ваттметров для трехэлементных счетчиков (см. гл. 12). Для измерения реактивной энергии в цепях трехфазного тока применяют счетчики реактивной энергии, отличие которых от трехэлементных счетчиков активной энергии в основном состоит в схеме внутренних соединений и в способе подключения в измеряемую цепь.

Основные свойства счетчиков нормирует ГОСТ 6570—75 (СТ СЭВ 1108—78) «Счетчики электрической активной и реактивной энергии индукционные. Общие технические условия». В отличие от аналоговых показывающих приборов класс точности счетчика определяется значением не приведенной, а относительной погрешности.

Наиболее распространены счетчики классов 1,0; 2,5 и 3,0 с пределами измерения: по току — 1 и 5 А, по напряжению — 100 В (если последовательная и параллельная цепи счетчика включаются через трансформаторы) и на токи до 100 А, напряжения 127, 220, 380 В при непосредственном подсоединении счетчика к нагрузке. Значение погрешности измерения энергии зависит от значения тока нагрузки счетчика.

8.9. Особенности регистрирующих приборов прямого преобразования

В практике электрических измерений часто требуется знать не только значение измеряемой величины в данный момент или ее интегральную характеристику, но и характер изменения ее мгновенных значений во времени либо зависимость от другой величины. С этой целью применяются регистрирующие приборы. В эту группу входят приборы *прямого* преобразования: электронные осциллографы с фотоприставками либо запоминающей трубкой, самопишущие приборы прямого преобразования и светолучевые (электромеханические) осциллографы, а также автоматические приборы *уравновешивающего* преобразования (см. гл. 19).

Самопишущие приборы прямого преобразования созданы на базе показывающих приборов, дополнительно оснащенных регистрирующим устройством (рис. 8.20, *а*). Регистрирующее устройство состоит из регистрирующего органа *1* и носителя изображений *2*.

Регистрирующий орган (обычно перо специальной конструкции с чернилами) механически связан с указателем прибора и перемещается за счет энергии, потребляемой из измеряемой цепи. Обычно он движется по окружности в секторе, центральный угол которого соответствует повороту подвижной части ИМ, поэтому запись необходимо вести на носителе с криволинейными координатами. В последнее время преимущественно выпускаются приборы со спрямляющим механизмом *3*

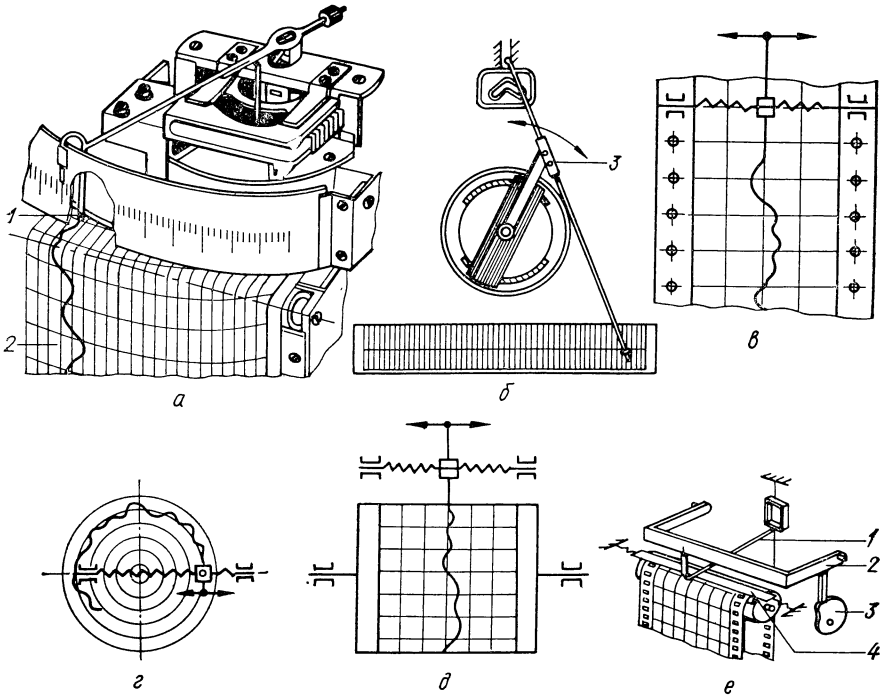


Рис. 8.20. Элементы самопишущих приборов прямого преобразования

(рис. 8.20, *б*), который угловое движение подвижной части ИМ преобразует в поступательное движение регистрирующего органа.

Перемещение носителя изображений осуществляется пружинным или электрическим двигателем. Если скорость перемещения постоянная, то записывается изменение измеряемой величины во времени, а если перемещение пропорционально значению некоторой иной величины, то записывается функциональная зависимость одной (измеряемой) величины от другой, согласно значению которой движется носитель изображений (двухкоординатные приборы). В первом случае скорость перемещения бумажной ленточной диаграммы (рис. 8.20, *в*) выбирается в соответствии со скоростью изменения во времени измеряемой величины и составляет обычно от 20 до 5400 мм/ч, а у некоторых приборов предусмотрена ускоренная запись в аварийном режиме.

Медленно изменяющиеся процессы записывают на диаграмме в виде диска (рис. 8.20, *г*) либо цилиндра (рис. 8.20, *д*) обычно с частотой вращения один оборот в сутки либо в неделю. Дисковая диаграмма удобна для обзора, но неудобна при обработке данных.

У некоторых разновидностей двухкоординатных приборов предусмотрена запись на неподвижной диаграмме. В этом случае регистрирующий орган имеет две степени свободы и может перемещаться параллельно двум взаимно перпендикулярным осям как в одну, так и в другую сторону.

Конструктивно регистрирующие устройства различны, однако всем свойствен общий недостаток — перемещение регистрирующего органа по носителю вызывает дополнительный момент трения. Для преодоления его необходимо иметь значительный вращающий момент (примерно 0,1...0,25 мН · м), который можно получить лишь в магнитоэлектрических и ферродинамических ИМ. Магнитоэлектрические ИМ применяются в приборах, предназначенных в основном для измерения и регистрации на постоянном, а вместе с выпрямительными схемами и на переменном токе; магнитоэлектрические логометры в совокупности с выпрямительными схемами — для измерения и регистрации частоты и фазы в цепях переменного тока, а ферродинамические ИМ — на переменном токе.

Для уменьшения момента трения регистрирующего органа применяют *точечную* запись (рис. 8.20, *е*). В этих приборах стрелка *1* свободно перемещается над бумагой. Специальная дужка *2*, которая приподнимается кулачковым механизмом *3*, периодически падает на стрелку *1* и прижимает ее вместе с красящей лентой *4* к бумаге. При точечной записи отсутствует трение регистрирующего органа о бумагу, и в этом случае может быть использован ИМ с меньшим вращающим моментом. Самопишущие приборы по сравнению с обычными, показывающими, характеризуются специфическими погрешностями, обусловленными несовершенством записи информации.

Номенклатура самопишущих приборов прямого преобразования, основные характеристики которых соответствуют ГОСТ 9999—79 Е (СТ СЭВ 3172—81) «Приборы электроизмерительные самопишущие прямого преобразования. Общие технические условия» и ГОСТ 19875—79 «Приборы электроизмерительные самопишущие быстродействующие. Общие технические условия», довольно обширна.

Она охватывает в основном: амперметры и вольтметры постоянного тока с пределами от 50 мкА до 1 мА и от 2 до 75 мВ — в комплекте с усилителями, от 1 мА до 30 А и от 2 до 75 мВ до 1000 В — при непосредственном включении в цепь измерения, до 6...7,5 кА — при использовании внешних шунтов и трансформаторов постоянного тока; амперметры и вольтметры переменного тока, чаще всего с частотами не выше 1000...10 000 Гц и пределами от 1 мА до 5 А и от 5 до 600 В — при непосредственном включении, до 800 А (килоамперметры до 15 кА) и до 750 В (киловольтметры до 600 кВ) — при использовании измерительных трансформаторов тока (со вторичным номинальным током 1 либо 5 А) и напряжения (со вторичным номинальным напряжением 100 В); ваттметры и варметры с номинальными током 5 А и напряжением не более 380 В — при непосредственном включении и с номинальным током 1 либо 5 А, напряжением 100 В — при использовании измерительных трансформаторов тока и напряжения; частотомеры в цепях напряжений не выше 380 В с пределами по частоте 45...55 Гц либо 360...440 Гц; фазометры в цепях напряжений не выше 380 В и током 5 А с пределами косинуса угла — 0,5 емкостного и 1...0,5 — индуктивного. Выпускаются одно- и многопредельными, переносными и щитовыми, с одно- и двусторонними шкалами.

Классы точности устанавливаются по измеряемой величине и по записи времени. Погрешности механизмов, перемещающих диаграмму, должны определенным образом согласовываться с классом точности прибора, показатель которого соответствует его приведенной погрешности по записи измеряемого процесса (основная погрешность по записи времени выражается относительной погрешностью).

Если прибор многоканальный, то класс точности устанавливается раздельно по каждому из каналов. У самопишущих приборов со скоростью движения диаграммной ленты 20 мм/ч и более допускается нормирование полной погрешности прибора по записи измеряемой величины [по ГОСТ 9999—79Е (СТ СЭВ 3172—81)]. Наиболее распространены приборы классов 1,5; 2,5 и 4,0.

Светолучевые осциллографы, у которых сфокусированный световой пучок управляется исследуемым сигналом, используются для визуального наблюдения преимущественно низкочастотных электрических сигналов и их регистрации на фоточувствительном материале (черно-белая и цветная фотопленка, фотобумага).

Осциллограф состоит из привода, включающего в себя лентопротяжный механизм, блока питания и управления, отметчика времени и блока осциллографических гальванометров (который, в свою очередь, включает в себя измерительный механизм, оптическую систему с источником света и шкалу). В зависимости от конструкции подвижной системы различают *петлевые* и *рамочные* — магнитоэлектрические, а также *ферродинамические* ИМ.

Подвижная часть петлевого магнитоэлектрического осциллографического гальванометра выполнена в виде петли из проволоки либо тонкой металлической ленты (берилевая бронза, сплав меди и серебра). Концы петли подключены к зажимам, к которым подводится исследуемый сигнал. Петля натянута пружиной и находится в поле постоянного магнита. Подвижная часть характеризуется простой конструкцией,

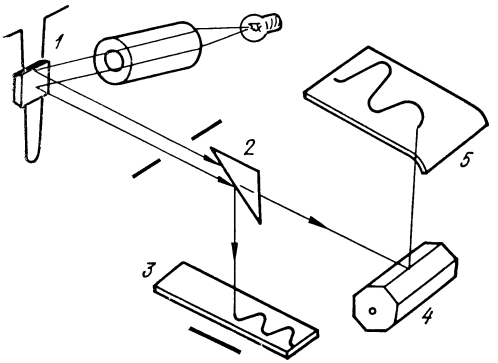


Рис. 8.21. Оптическое устройство светолучевого осциллографа

небольшими массой и моментом инерции; поэтому собственная частота таких ИМ составляет 15...20 кГц, электрическое сопротивление постоянному току ниже, чем у рамочных ИМ, они более чувствительны к напряжению. Магнитная система каждого из гальванометров автономна.

Подвижная часть рамочного осциллографического гальванометра выполнена в виде рамки с большим числом витков, благодаря чему они обладают более высокой чувствительностью к току; этому способствует также наличие общей для блока сильной магнитной системы (магнитная индукция составляет примерно 0,8 Тл), но вследствие значительной инерционности эти ИМ пригодны для исследования более низкочастотных процессов, чем петлевые. В последнее время рамочные ИМ почти полностью вытесняют петлевые.

Ферродинамические осциллографические гальванометры имеют две независимые обмотки: *неподвижную,* которая включается в исследуемую цепь как токовая обмотка, и, включенную в цепь напряжения, *подвижную.* Такое включение их позволяет регистрировать кривые мгновенных значений мощности.

Принцип работы светолучевого электромеханического осциллографа объясняет рис. 8.21. Отраженный от зеркала *1*, укрепленного на подвижной части ИМ осциллографического гальванометра, луч света проходит сквозь призму *2* и, раздвоившись, падает на фотопленку *3* и вращающийся многогранный зеркальный барабан *4*. На продвигаемой лентопротяжным механизмом фотопленке записывается о с ц и л л о г р а м м а — изменение исследуемого сигнала во времени. Скорость вращения барабана выбирается таковой, чтобы время, в течение которого одна грань переместит луч по экрану *5*, а вторая займет исходное положение, было кратным периоду исследуемого процесса. В этом случае изображение периодического сигнала на экране будет неподвижным.

Граничные значения скоростей перемещения носителя записи определяются исходя из того, чтобы осциллограмма была легко различима на всех участках записанного процесса. Для точного измерения интервалов времени на осциллограмму наносят шкалу времени с помощью одного из гальванометров и отметчика времени. Скорость перемещения можно изменять в широких пределах, что дает возможность сочетать экономное расходование носителя при записи как медленно, так и быстро протекающих процессов и оптимальные условия для последующей обработки — анализа или расшифровки осциллограммы.

В связи с разработкой соответствующих носителей изображения и источников света (лампа используется тем эффективнее, чем ближе ее излучение к характеристике спектральной чувствительности фото-

ленты) в последнее время находит применение ультрафиолетовая регистрация, которая позволяет получать пригодную для анализа осциллограмму непосредственно в ходе эксперимента без затрат времени на фотохимическую обработку фотоленты в растворах проявителя и закрепителя. Источником света являются маломощные ртутные лампы с высокой интенсивностью излучения (освещенность примерно 10^6 лк) в ближней к видимому свету коротковолновой части спектра и регистрации на фотобумаге, чувствительной к ультрафиолетовым лучам. Несмотря на свои достоинства, эти осциллографы не могут полностью заменить и вытеснить запись на традиционном материале с его обработкой в растворах вследствие меньшей контрастности изображения, пониженной устойчивости к видимому (особенно дневному) свету и особых требований к источникам питания ртутных ламп. Кроме того, если скорость перемещения фотоленты не превышает нескольких сантиметров в секунду, то ртутные лампы дают слишком большую освещенность пятна и линии записи кажутся размытыми, в то время как яркость нити лампы накаливания можно регулировать.

Скорость ультрафиолетовой записи ограничена также светочувствительностью фотоматериала. Так, в настоящее время удовлетворительная регистрация процессов обеспечивается при скорости перемещения луча по фотопленке до 1,5...2 км/с, что соответствует воспроизведению процессов с частотным диапазоном до 10 кГц и амплитудой регистрации 25...30 мм.

В осциллографах с регистрацией на фотопленке, требующей химической обработки, скорость записи ограничивается преимущественно динамическими характеристиками осциллографических гальванометров и наибольшей скоростью перемещения фотоленты лентопротяжным механизмом.

Современные осциллографы сочетают ультрафиолетовую и обычную записи. Уже разработаны и галогенные кварцевые лампы накаливания, которые компактны, обладают большой световой отдачей и увеличенным сроком службы. В настоящее время обычная запись пока обеспечивает наивысшие скорости записи.

Существующие осциллографы дают возможность одновременно регистрировать до 50 физических величин в частотном диапазоне от 0 до 10...15 кГц, изменять скорость движения фотоленты в пределах от долей миллиметра до 10 миллиметров в секунду. Они широко применяются в лабораторной практике и производственных условиях, качественно выполняя поставленную задачу в том случае, если собственная частота осциллографического гальванометра значительно больше частоты исследуемого процесса (см. п. 8.1). Основным преимуществом светолучевых осциллографов является возможность их использования в полевых условиях, при отсутствии сетей электропитания, поскольку их работоспособность обеспечивается даже гальваническими батареями небольшой емкости.

Глава 9. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ УРАВНОВЕШИВАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

9.1. Измерительные мосты постоянного тока

Мостовой метод является основным, наиболее совершенным методом измерения параметров электрических цепей и составляет один из вариантов *метода уравновешивающего преобразования*. На постоянном токе техническая реализация мостового метода осуществляется в виде измерительных мостов постоянного тока, которые предназначены для измерений сопротивлений.

В настоящее время наибольшее распространение получили два варианта мостов, называемых в соответствии с ГОСТ 7165—78 «Мосты постоянного тока измерительные. Общие технические условия» соответственно *одинарными* и *двойными*.

Простейшая схема одинарного моста представлена на рис. 9.1, *а*. Резисторы *R1*, *R2*, *R3* и *R4* (их называют *плечами моста*) соединяют в кольцо. Точки соединения сопротивлений называют *вершинами моста*. К противоположным вершинам подключают источник питания *GB*, а к другим — нуль-индикатор, которые образуют соответственно *диагональ питания* и *индикаторную диагональ*.

Разность напряжений между вершинами *A* и *B* измерительного моста равна нулю при условии, что

$$R_1R_3 = R_2R_4.$$

Это равенство определяет условие равновесия моста. Следовательно, равновесие моста не зависит ни от напряжения источника питания, ни от сопротивлений диагоналей моста, что обеспечивает возможность взаимозамены мест включения источника питания и нуль-индикатора.

Если одно из сопротивлений плеч моста является неизвестным, то его значение может быть определено через сопротивление остальных трех плеч, например,

$$R_x = R_1 = R_4 \frac{R_2}{R_3}.$$

Как видно из этого равенства, значение сопротивления R_x сравнивается со значением сопротивления R_4 в масштабе отношения R_2/R_3. Плечи R_x и R_4, смежные в мостовой схеме, называют *плечами сравнения* (чаще всего это название применяют только к плечу R_4). Два других смежных между собой плеча моста, сопротивления которых входят в уравнение в виде отношения R_2/R_3, называют *плечами отношения*.

В широкодиапазонных одинарных мостах постоянного тока плечо сравнения изготовляют в виде многодекадного рычажного магазина сопротивления, используемого для плавного ручного уравновешивания моста. Значение наименьшей ступени младшей декады обычно равно 0,1; 0,01 или 0,001 Ом. Необходимое отношение R_2/R_3 устанавливается либо путем независимого изменения каждого из них, если они выполнены, например, в виде штепсельных магазинов сопротивления (тогда обычно R_2 и R_3 могут иметь 10, 100, 1000 и 10 000 Ом), либо

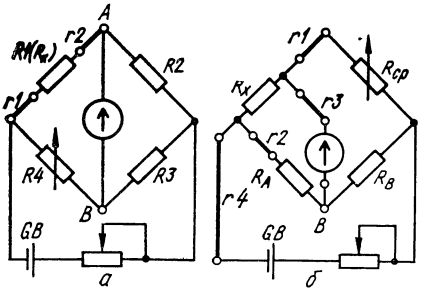


Рис. 9.1. Принципиальные схемы одинарных мостов постоянного тока

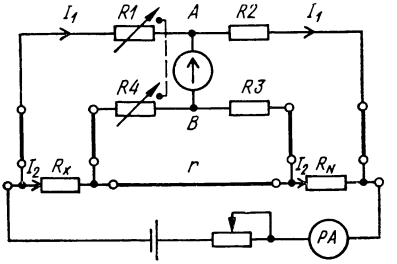


Рис. 9.3. Принципиальная схема двойного моста постоянного тока

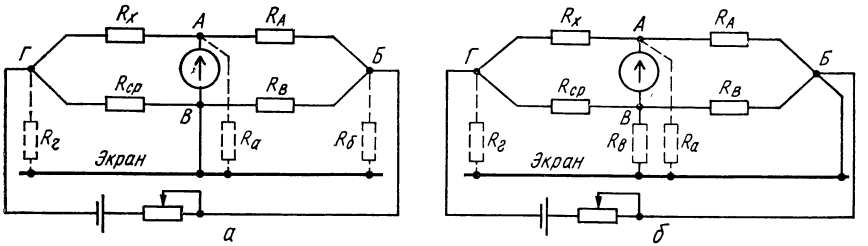


Рис. 9.2. К защите мостов постоянного тока от токов утечки

путем изменения отношений сопротивлений этих плеч при неизменной сумме $R_A + R_B$.

Нижний предел измерения одинарных мостов по *двухзажимной схеме* подключения измеряемого сопротивления ограничивается погрешностями, вносимыми сопротивлениями r_1 и r_2 соединительных проводов и переходных контактов, и обычно бывает не ниже 50 Ом. Применение *четырехзажимной схемы* подключения (рис. 9.1, *б*) дает возможность расширить нижний предел измерения одинарных мостов до 0,5...0,001 Ом. Действительно, сопротивления соединительных проводов r_3 и r_4 не влияют в этой схеме на результат измерения, поскольку они включены в диагонали моста последовательно с источником питания и нуль-индикатором, а влияние сопротивлений r_1 и r_2 значительно уменьшено вследствие того, что они добавляются к сопротивлениям плеч моста, которые выбирают значительно бóльшими, чем R_x. Чтобы свести это влияние до минимума, в некоторых мостах сопротивления плеч R_2 и R_4 уменьшают заблаговременно на значение сопротивления $r_к$ калиброванных соединительных проводов, с помощью которых измеряемые сопротивления присоединяются к мосту. Необходимо, однако, отметить, что такой способ не устраняет влияния собственных сопротивлений выводов измеряемых сопротивлений.

Верхний предел измерения одинарного моста постоянного тока, не имеющего защиты от влияния токов утечек через сопротивления изоляции, составляет 10^5 Ом. Существенное уменьшение токов утечки и возможность расширения верхнего предела измерения до 10^{14}... 10^{15} Ом достигается путем размещения измерительных декад плеч моста на общем экране (обычно это металлическая панель самого прибора), соединяемом при измерении больших сопротивлений с экранами измеряемого сопротивления, нуль-индикатора, а также источника

питания. Экран моста электрически соединен с одной из вершин моста — *В* или *Б* (рис. 9.2). В мосте по схеме рис. 9.2, *а* через сопротивление изоляции R_a для уравновешенного моста утечки тока не будет, так как в этом случае вершины *А* и *В*, а также экран моста имеют одинаковые потенциалы. Для неуравновешенного моста сопротивление изоляции R_a, шунтируя гальванометр, может привести лишь к изменению чувствительности, если применяется гальванометр с очень высоким внутренним сопротивлением. В этой же схеме сопротивления изоляции $R_г$ и $R_б$ будут шунтировать сравнительно небольшие сопротивления плеч моста и их шунтирующее действие будет незначительным. В схеме рис. 9.2, *б* сопротивление $R_г$ шунтирует источник питания и не влияет на результат измерения, а сопротивления R_a и R_b также шунтируют сравнительно низкоомные сопротивления плеч моста.

Для измерений сопротивления в диапазоне от 100 до $10^{-7}...10^{-8}$ Ом применяют двойные *(шестиплечие)* мосты постоянного тока (рис. 9.3).

Для уравновешенного двойного моста ($U_{AB} = 0$ или $I_г = 0$) имеем:

$$I_1R_1 = I_2R_x + I_3R_4;\ I_1R_2 = I_2R_N + I_3R_3;\ I_3(R_3 + R_4) = (I_2 - I_3)r.$$

Решив эти уравнения относительно R_x, получим

$$R_x = R_N\frac{R_1}{R_2} + \frac{R_3r}{r + R_3 + R_4}\left(\frac{R_1}{R_2} - \frac{R_4}{R_3}\right) = R_N\frac{R_1}{R_2} + d.$$

Членом d при определении сопротивления R_x обычно пренебрегают и пользуются упрощенной формулой

$$R_x = R_N\frac{R_1}{R_2}.$$

Для того чтобы $d = 0$, необходимо обеспечить

$$\frac{R_1}{R_2} - \frac{R_4}{R_3} = 0.$$

С этой целью сопротивления плеч *R1* и *R4*, а также *R2* и *R3* выбирают попарно равными. Однако следует помнить, что равенства $R_1 = R_4$ и $R_2 = R_3$ можно обеспечить лишь с определенной точностью, которая зависит от точности подгонки этих сопротивлений. Поэтому при измерениях очень малых сопротивлений необходимо учитывать возможность влияния члена d на результат измерения и принять дополнительно меры для устранения этого влияния (см. п. 14.4).

Особенностью двойных мостов является также и то, что они допускают измерения малых значений сопротивлений при большой токовой нагрузке, чем существенно отличаются от одинарных мостов.

Основные параметры и технические требования к мостам постоянного тока регламентируются ГОСТ 7165—78. В соответствии с этим стандартом предельное допустимое значение основной погрешности, выраженное в процентах значения измеряемой величины, нормируется одно- или двухчленной формулой.

$$\delta = \pm c \text{ или } \delta = \pm\left[c + d\left(\frac{R_к}{R_x} - 1\right)\right],$$

где c и d — числовые коэффициенты, характеризующие погрешность моста; $R_к$ — конечное значение сопротивления данного диапазона измерения; R_x — измеряемое сопротивление.

Конструктивно современные мосты постоянного тока выполняются обычно в металлическом корпусе. На панели размещаются ручки декадного рычажного магазина сопротивлений (плечо сравнения), штепсельный или рычажный переключатель плеч отношения, а также все

Таблица 9.1

Тип моста	Наивысший класс точности	Диапазон измерений сопротивлений (Ом) по схеме моста		Основная погрешность, % не более
		одинарного	двойного	
Одинарный Р4833	0,1	$10^{-4}\ldots10^{-1}$ $10^{-1}\ldots10^{4}$ $10^{4}\ldots10^{6}$	—	$\pm$ 5 . . . 0,5 $\pm$ 0,1 $\pm$ 0,5 . . . 1
Одинарно-двойной МОД-61	0,05	$10^{-4}\ldots10^{-3}$ $10^{-3}\ldots10^{-2}$ $10^{-2}\ldots10^{8}$	$10^{-8}\ldots10^{-7}$ $10^{-6}\ldots10^{-5}$ $10^{-5}\ldots10^{2}$	1 0,1 0,05
Одинарный Р369	0,005	$10^{-4}\ldots1$ $1\ldots10^{6}$ $10^{6}\ldots10^{10}$	—	$\pm$ 1 . . . 0,02 $\pm$ 0,005 $\pm$ 0,01 . . . 2

необходимые переключатели и зажимы для переключения измеряемого сопротивления, наружного гальванометра и источника питания. Некоторые типы мостов (обычно переносные) выпускаются со встроенными гальванометром и источником питания (от батареи гальванических элементов или через выпрямитель от сети переменного тока).

Основные технические характеристики некоторых типов измерительных мостов постоянного тока приведены в табл. 9.1.

Процесс уравновешивания мостов постоянного тока может быть автоматизированный. Автоматические мосты нашли преимущественное применение для измерений неэлектрических величин, предварительно преобразованных в изменение электрического сопротивления (см. п. 19.3).

9.2. Мосты переменного тока

Мосты переменного тока служат в основном для измерений комплексных сопротивлений. Простейшими и наиболее распространенными являются *четырехплечие* мосты переменного тока.

Уравнение равновесия моста переменного тока (рис. 9.4) имеет вид

$$Z_1\dot{Z}_3 = \dot{Z}_2\dot{Z}_4,$$

где $\dot{Z}_1$, $\dot{Z}_2$, $\dot{Z}_3$, $\dot{Z}_4$ — комплексные значения сопротивлений плеч моста.

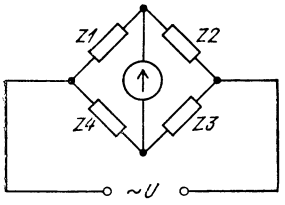


Рис 9.4. Принципиальная схема моста переменного тока

Выразив комплексное сопротивление как $Z = Ze^{j\varphi}$, получим условие равновесия моста

$$Z_1Z_3e^{j(\varphi_1+\varphi_3)} = Z_2Z_4e^{j(\varphi_2+\varphi_4)}.$$

Последнее равенство выполняется при

$$Z_1Z_3 = Z_2Z_4 \quad \text{и} \quad \varphi_1 + \varphi_3 = \varphi_2 + \varphi_4.$$

Если первое равенство определяет необходимое соотношение модулей, то второе — соотношение фазовых сдвигов и показывает также, какого характера должны быть элементы отдельных плеч (емкостного, индуктивного или чисто активного), чтобы обеспечивалась возможность уравновешивания моста.

Обозначив $Z = R + jX$, получим иное выражение для условия равновесия моста переменного тока

$$(R_1 + jX_1)(R_3 + jX_3) = (R_2 + jX_2)(R_4 + jX_4),$$

которое выполняется при

$$R_1R_3 - X_1X_3 = R_2R_4 - X_2X_4; \quad R_1X_3 + R_3X_1 = R_2X_4 + R_4X_2.$$

Если неизвестным является, например, сопротивление $Z_x = Z_1$, то его составляющие R_x и X_x можно определить через известные активные и реактивные сопротивления плеч моста:

$$R_x + jX_x = \frac{(R_2 + jX_2)(R_4 + jX_4)}{R_3 + jX_3} = A + jB.$$

В общем случае для уравновешивания моста переменного тока необходимо изменять по очереди значения двух регулируемых параметров. Мерой совершенства моста относительно скорости достижения равновесия является так называемая *сходимость,* характеризующаяся количеством поочередных регулирований, необходимых для достижения условия равновесия [6].

В реальных конструкциях желательно иметь такие соотношения параметров плеч моста, чтобы составляющие измеряемого сопротивления могли быть определены независимо одна от другой через известные значения регулируемых элементов плеч моста, которые в этом случае можно проградуировать в значениях соответствующих составляющих измеряемой величины. Такие мосты называют *мостами с раздельным* или *независимым отсчетом.*

Условия равновесия мостов тока могут быть зависимыми или независимыми от частоты напряжения питания. Мосты, в которых условие равновесия не зависит от частоты, называют *частотно-независимыми,* а те, в которых имеет место такая зависимость,— *частотно-зависимыми.* Последние применяются также и для измерения частоты.

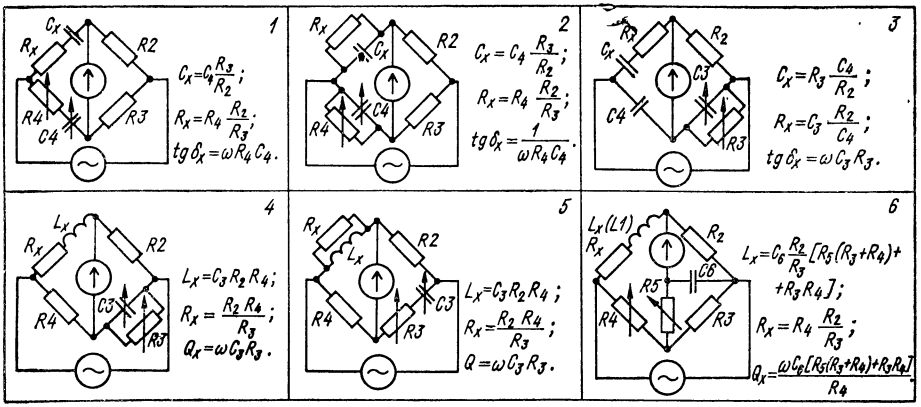
В соответствии с условиями равновесия в схемах мостов переменного тока для измерений емкости и угла потерь конденсаторов, индуктивности и добротности катушек предусматриваются различные варианты включения в плечи моста исследуемых элементов и образцовых мер сопротивления, емкости или индуктивности.

В табл. 9.2 приведены наиболее распространенные схемы мостов переменного тока и уравнения для определения измеряемых величин.

Мосты, выполненные по схемам *1* и *2*, применяются для измерений емкости и тангенса угла потерь соответственно конденсаторов с относительно малыми или относительно большими потерями.

Измерение тангенса угла диэлектрических потерь изоляционных материалов при высоких напряжениях осуществляется *мостами Шеринга* (схема *3*). Поскольку Z_x и Z_4 обычно значительно превышают Z_2 и Z_3, благодаря заземлению низкоомной вершины моста регулируемые элементы R_3 и C_3 имеют потенциалы, близкие к потенциалу земли, что уменьшает влияние токов утечки на результаты измерений и создает условия для безопасного обслуживания высоковольтного моста.

Таблица 9.2



Неизвестную индуктивность можно сравнивать с известной. Однако из-за сравнительно низкой точности мер индуктивности и неудобства регулирования их значений такие мосты применяют редко. В практике используют схемы сравнения неизвестной индуктивности с известной емкостью. Частотно-независимый мост (схема *4*) применяют для измерений индуктивностей с низкой добротностью, а частотно-зависимый (схема *5*) — для измерений индуктивности с высокой добротностью.

Шестиплечий мост по схеме *6* предназначается для точных измерений индуктивностей в звуковом диапазоне частот. Хорошая сходимость моста объясняется независимостью условия равновесия по активной составляющей от сопротивления R_5. Поэтому условие $R_x R_3 = R_2 R_4$ не нарушается при дальнейшем уравновешивании изменением R_5, необходимым для выполнения условия равновесия по индуктивности. В связи с этим первое уравновешивание часто производят на постоянном токе.

Промышленные мосты переменного тока обычно делают универсальными, объединяющими несколько указанных измерительных схем. Таковы, например, мосты типа Р5016. Они предназначены для измерений комплексных сопротивлений, емкости, индуктивности, тангенса угла потерь и тангенса угла сдвига фаз между векторами напряжения и тока. Диапазон измерений: емкости $10^{-9}...10^{2}$ мкФ, индуктивности $10^{-6}...10^{2}$ Гн, сопротивления $1...10^{6}$ Ом, тангенса угла потерь и танген-

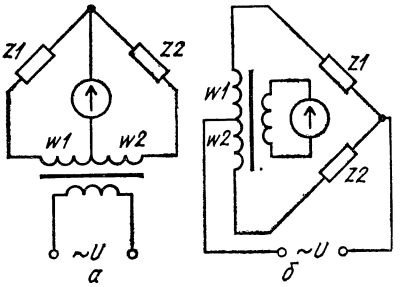


Рис. 9.5. Принципиальные схемы трансформаторных мостов

са угла сдвига фаз 10^{-4}...1; рабочие частоты 1, 5, 10 и 50 кГц; основная погрешность измерения на частоте 1 кГц: емкости 0,02 %, индуктивности 0,05 %, сопротивления 0,1 %, тангенса угла потерь и тангенса угла сдвига фаз 1 %.

В последнее время для точных измерений параметров цепей переменного тока, а также для измерений неэлектрических величин и магнитных характеристик материалов применяют *трансформаторные* мосты. Простейшие четырехплечие трансформаторные мосты отличаются от рассмотренных выше наличием индуктивно связанных плеч в диагонали источника питания или диагонали нуль-индикатора.

Равновесие моста по схеме рис. 9.5, *а* будет иметь место, когда напряжения на вторичных обмотках трансформаторов равны по значению и совпадают по фазе с падениями напряжений на $Z1$ и $Z2$. Если, пренебрегая рассеяниями магнитного потока, напряжения на вторичных обмотках принять пропорциональными числам витков w_1 и w_2 вторичных обмоток трансформатора, то условие равновесия моста запишется в виде

$$\frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_2} = \frac{w_1}{w_2}.$$

Для схемы рис. 9.5, *б* условие равновесия будет аналогичным. Существенным преимуществом последней схемы трансформаторного моста является то, что нуль-индикатор гальванически отдален здесь от всей остальной цепи, в частности от источника питания. Это значительно облегчает защиту его от влияний паразитных токов и э. д. с.

Основными положительными свойствами всех трансформаторных мостов являются высокая стабильность плеч отношения (отношение чисел витков), пренебрежительно малое влияние на них температуры и сопротивлений утечки, возможность уравновешивания моста изменением числа витков обмотки и использование образцовых мер постоянного значения, широкий частотный диапазон (до сотен мегагерц). Схемы таких мостов позволяют производить измерения в некоторых случаях с точностью до 0,01...0,002 %.

Развитие мостов переменного тока за последнее время идет по пути построения автоматических цифровых приборов. Наметилась тенденция создания *универсальных* мостов широкого назначения. Это, например, мост переменного тока типа Р5010. Он является быстродействующим универсальным измерителем параметров комплексного сопротивления на частоте 1000 Гц и предназначен для измерений емкости и тангенса угла потерь, индуктивности и сопротивления потерь, активного сопротивления, остаточной индуктивности и постоянной времени. Диапазон измерений моста составляет: емкости от 0,1 пФ до 100 мкФ;

tg δ от 0 до 0,5; индуктивности от 1 мкГн до 1 Гн; сопротивления потерь (при tg $\delta \leqslant 0{,}5$) от 0 до 10 кОм. В зависимости от предела измерения допустимая погрешность равна 0,5 или 1 %.

9.3. Компенсаторы напряжения постоянного тока

Принцип действия компенсатора напряжения (потенциометра) постоянного тока (рис. 9.6) заключается в том, что измеряемая э. д. с. E_x (или напряжение U_x) уравновешивается соответствующим падением напряжения $U_к = I_р R_{кx}$, возникающим на компенсационном сопротивлении $R_к$ при прохождении по нему тока $I_р$ от внешнего источника напряжения *GB*.

В момент равновесия, достигаемого регулированием компенсационного напряжения, показание гальванометра, включенного в исследуемую цепь (переключатель *SA* — в положении *X*), будет равно нулю. Тогда

$$E_x = U_к = I_р R_{кx},$$

где $R_{кx}$ — часть компенсационного сопротивления, с которого снимается компенсирующее напряжение.

Значение компенсирующего напряжения может быть отсчитано по положению декадного переключателя компенсационного сопротивления, т. е. по значению $R_{кx}$ лишь при условии, что через $R_к$ протекает точно известное значение рабочего тока $I_р$. Для установки рабочего тока переключатель *SA* устанавливают в положение *НЭ* и с помощью регулировочного резистора *R* добиваются такого значения рабочего тока, при котором падение напряжения на установочном сопротивлении $R_у$ равно э. д. с. нормального элемента *НЭ*, о чем свидетельствует нулевое показание гальванометра. Тогда

$$I_р = \frac{E_{НЭ}}{R_у},$$

а

$$E_x = U_к = \frac{E_{НЭ}}{R_у} R_{кx} = E_{НЭ} \frac{R_{кx}}{R_у}.$$

Таким образом, в конечном результате измерение E_x сводится к сравнению его значения со значением э. д. с. нормального элемента в масштабе отношения $R_{кx}/R_у$, а погрешность определения E_x определяется погрешностью э. д. с. нормального элемента и погрешностью отношения $R_{кx}/R_у$.

Предел допускаемой основной погрешности в процентах для потенциометров со значением постоянной *c*, равным 0,0001...0,05, определяется по двухчленной формуле

$$\delta_U = \pm\left[c + d\left(\frac{U_к}{U} - 1\right)\right],$$

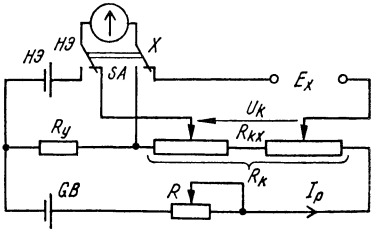


Рис. 9.6. Принципиальная схема компенсатора постоянного тока

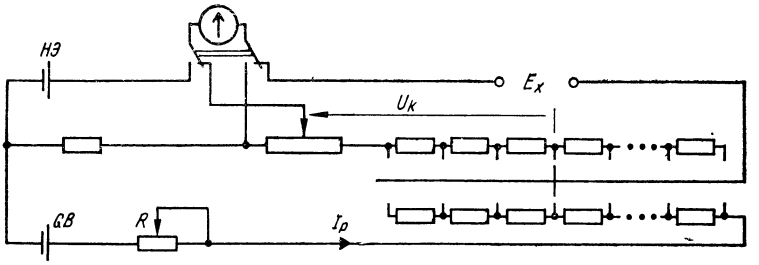


Рис. 9.7. Схема включения замещающей декады

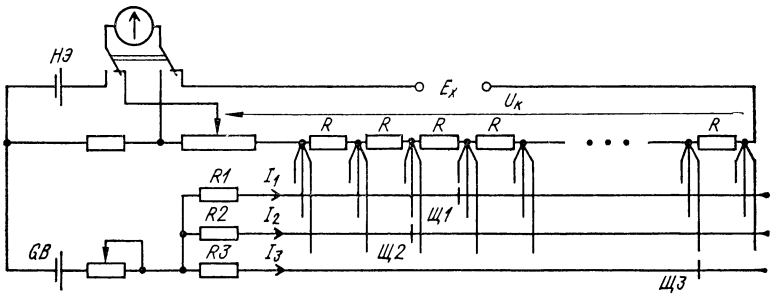


Рис. 9.8. Схема включения компенсационных сопротивлений с наложением тока

где $d = 40\frac{U_{min}}{U_к}$ для потенциометров с постоянной c, равной 0,0001...0,02, и $d = 50\frac{U_{min}}{U_к}$ для потенциометров с постоянной c, равной 0,05; $U_к$ — верхний предел измерения; U — значение компенсационного напряжения, получаемое при измерении с помощью данного потенциометра; U_{min} — цена деления младшей декады.

Предел допускаемой основной погрешности для потенциометров с постоянной $c = 0{,}1$ нормируется одночленной формулой

$$\delta_U = \frac{100\Delta U}{U_к} = c.$$

Потенциометры постоянного тока могут быть разделены на две группы: потенциометры *большого* сопротивления и потенциометры *малого* сопротивления. У первых сопротивление рабочих цепей (компенсационных декад) достигает 10 000 Ом на 1 В, их рабочий ток равен 10^{-4} А. Верхний предел измерения таких потенциометров равен 1,2...2,5 В. Потенциометры малого сопротивления при верхнем пределе измерения десятки милливольт имеют рабочий ток 1, 10, 25 мА.

Следует отметить очень важное свойство компенсаторов, заключающееся в том, что в момент компенсации ток в измерительной цепи практически отсутствует. При этом практически отсутствует и методическая погрешность, вызываемая потреблением энергии от исследуемого объекта.

Основные требования, которые предъявляются к компенсаторным декадам потенциометров, заключаются в необходимости обеспечения постоянства рабочего тока при изменении компенсирующего напря-

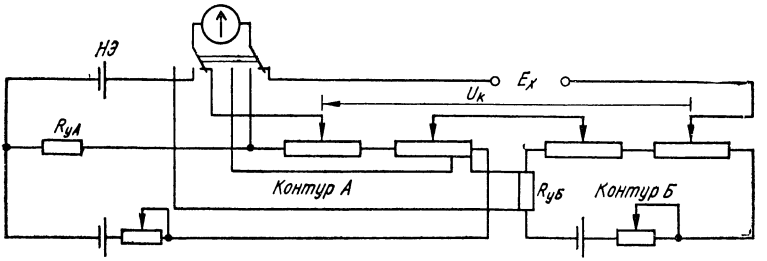


Рис. 9.9. Принципиальная схема двухконтурного компенсатора

жения и достаточного количества знаков отсчета. Для обеспечения указанных требований в многодекадных потенциометрах применяют специальные схемы соединения компенсационных сопротивлений, например с *замещающими декадами* (рис. 9.7). Для сохранения неизменности рабочего тока в процессе уравновешивания в этом случае, кроме основных декад (с которых снимается компенсирующее напряжение), предусмотрены замещающие, имеющие такие же значения сопротивлений. Основные и замещающие декады соединены электрически и выполнены конструктивно таким образом, чтобы при изменении положения контактных щеток суммарное сопротивление в цепи рабочего тока, а тем самым и рабочий ток компенсатора оставались неизменными.

Приведенная схема компенсационных сопротивлений имеет тот недостаток, что в цепи компенсационного напряжения $U_к$ находятся трущиеся контакты, которые могут являться источником паразитных э.д.с. Поэтому такие схемы могут быть только в сравнительно высокоомных компенсаторах, когда переходные сопротивления малы по сравнению с большим сопротивлением $R_к$, а компенсационные напряжения, с которыми складываются паразитные э. д. с., относительно велики.

Возможность получить несколько знаков отсчета с помощью одной декады сопротивлений дает схема компенсационных сопротивлений с *наложением токов* (рис. 9.8). Действительно, если через сопротивления R компенсационной декады протекают токи I_1, I_2 и I_3, то падение напряжения на них будет равно сумме падений напряжений, вызванных протеканием каждого из токов. Если $I_1 : I_2 : I_3 = 1 : 0{,}1 : 0{,}01$, то значение компенсационного напряжения будет

$$U_к = I_1 n_1 R + I_2 n_2 R + I_3 n_3 R = I_1 R\,(n_1 + 0{,}1 n_2 + 0{,}01 n_3),$$

где n_1, n_2, n_3 — положения контактных щеток *Щ1*, *Щ2*, *Щ3*, определяющие количество резисторов R, через которые протекают соответственно токи I_1, I_2 и I_3.

Недостатком схемы компенсационных сопротивлений с наложением токов является некоторое непостоянство рабочего тока, значение которого зависит от положения щеток декадных переключателей. Для уменьшения этой зависимости сопротивления резисторов *R1*, *R2* и *R3* берут значительно больше сопротивления резисторов R, а компенсационные сопротивления с наложением токов используют в качестве последних (младших) декад многодекадного компенсатора.

Один из способов построения современных многодекадных компенсаторов состоит в использовании нескольких компенсационных конту-

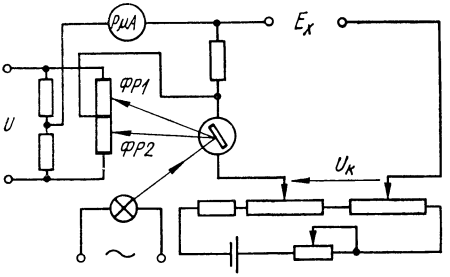


Рис. 9.10. Принципиальная схема полуавтоматического компенсатора

ров, питающихся от отдельных источников напряжения. Простейшая схема *двухконтурного* компенсатора показана на рис. 9.9. Рабочий ток в контуре *А* устанавливается путем сравнения падения напряжения на установочном сопротивлении $R_{уА}$ с э. д. с. нормального элемента *НЭ*. Установка рабочего тока в контуре *Б* осуществляется сравнением падения напряжения на установочном сопротивлении $R_{уБ}$ и падения напряжения на одной ступени младшей компенсационной декады контура *А*.

Таких контуров может быть несколько, однако практически применяется не более трех, как в восьмидекадном компенсаторе Р332 класса точности 0,0005.

В настоящее время широкое распространение получили *полуавтоматические* компенсаторы (рис. 9.10). Уравновешивание основной части измеряемого напряжения осуществляется здесь ручным способом, и нескомпенсированная часть измеряемого напряжения измеряется с помощью фотогальванометрического микроамперметра.

Кроме компенсаторов с ручным уравновешиванием и полуавтоматических, существуют также самоуравновешивающиеся — *автоматические,* применяемые главным образом для измерений неэлектрических величин (см. п. 19.3).

9.4. Компенсаторы напряжения переменного тока

Принцип действия компенсаторов напряжения переменного тока, как и постоянного, состоит в уравновешивании измеряемого напряжения U_x известным напряжением $U_к$, благодаря чему при измерениях, как и в компенсаторах постоянного тока, практически не потребляется энергия исследуемого объекта.

Равновесие двух переменных величин может быть достигнуто только тогда, когда их частоты и амплитудные значения одинаковы, а фазы противоположны.

Для того чтобы одинаковыми были частоты измеряемого и компенсирующего напряжения, питание исследуемого объекта и измерительной цепи компенсатора осуществляют от общего источника напряжения с разделением этих цепей трансформатором. Учитывая то, что формы напряжений $\dot{U}_x$ и $\dot{U}_к$, сформированных в разных электрических цепях, могут быть несильно отличными от синусоиды, для фиксации момента равновесия используют частотно-избирательные индикаторы переменного тока, настроенные на основную гармонику (например, вибрационный гальванометр). Следовательно, при равновесии цепи компенсатора обеспечивается равенство мгновенных значений только первых гармоник.

В соответствии с двумя формами записи векторных величин в полярных и прямоугольных координатах существуют два способа урав-

новешивания измеряемого напряжения и две разновидности компенсаторов переменного тока — *полярно-* и *прямоугольно-координатные* (комплексные).

Пренебрегая высшими гармониками, измеряемое напряжение можно представить в комплексной форме:

$$\dot{U}_x = U_x e^{j\varphi_x} \text{ или } \dot{U}_x = U_{xx} + jU_{xy}.$$

Оно уравновешивается равным по модулю и противоположным по фазе напряжением

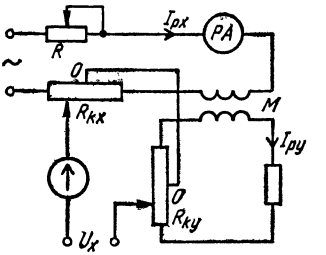


Рис. 9.11. Принципиальная схема прямоугольно-координатного компенсатора

$$\dot{U}_к = U_к e^{j(\pi+\varphi_к)} \text{ или } \dot{U}_к = -(U_{кx} + jU_{кy}).$$

В настоящее время преимущественное распространение получили прямоугольно-координатные компенсаторы (рис. 9.11). Напряжение $U_{кx}$ создается здесь рабочим током $I_{рx}$, протекающим через компенсационное сопротивление (реохорд) $R_{кx}$, и совпадает с ним по фазе. Для получения напряжения $U_{кy}$, сдвинутого по фазе на 90° по отношению к $U_{кx}$, используется катушка взаимной индуктивности M, во вторичной цепи которой находится компенсационное сопротивление (реохорд) $R_{кy}$. В момент равновесия имеет место равенство

$$|U_{xx}| = U_{кx} \text{ и } |U_{xy}| = U_{кy}.$$

Установку рабочего тока осуществляют с помощью электродинамического амперметра PA класса 0,05 или 0,1.

Основное назначение компенсаторов переменного тока — применение их для исследования маломощных цепей переменного тока. С их помощью можно непосредственно измерять э. д. с. и напряжение, а косвенным методом — ток, магнитный поток, индукцию, напряженность магнитного поля, полные, активные и реактивные сопротивления электрических и магнитных цепей, потери в ферромагнитных материалах и т. п.

Для измерений на промышленной частоте широкое распространение получили прямоугольно-координатные компенсаторы переменного тока Р56/2 с пределами измерений по каждой оси координат — от 0 до 0,16 В и от 0 до 1,6 В. Допустимая погрешность показаний компенсатора для значений напряжений, снимаемых с каждой из двух измерительных цепей при рабочем токе 0,5 А

$$\delta = \pm (1 \cdot 10^{-3}U + 0{,}5\Delta U),$$

где U — показание компенсатора; ΔU — цена деления реохорда.

Глава 10. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

10.1. Общие сведения

Несмотря на весьма короткий промежуток времени от появления первых разработок цифровых измерительных приборов (середина 50-х годов) эта область измерительной техники претерпела наиболь-

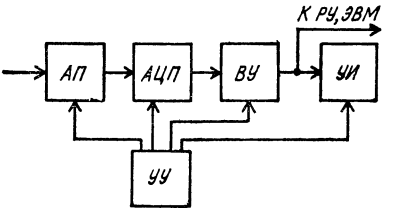


Рис. 10.1. Обобщенная схема ЦИП

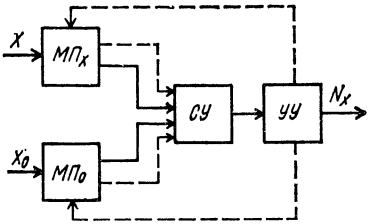


Рис. 10.2. Обобщенная схема АЦП

шие качественные изменения. Решающее влияние на усовершенствование цифровых средств измерения оказало развитие электроники, а также смежных областей, в первую очередь — аналоговой и цифровой вычислительной техники. Поскольку измерения любых физических величин предназначены для получения измерительной информации, т. е. числовых значений измеряемых величин, процесс каждого измерения, как и процесс измерительного аналого-цифрового преобразования, состоит из операций дискретизации во времени, квантования по размеру и кодирования числа квантов в выбранной системе счисления.

Цифровыми средствами измерений называются такие средства, в которых операции дискретизации, квантования и кодирования осуществляются автоматически.

Поскольку операция квантования осуществляется в процессе сравнения размеров измеряемой величины и выходной величины меры, она в основном определяет метод аналого-цифрового преобразования, а следовательно, и характеристики цифрового средства измерения.

Измерительные преобразователи, в которых автоматически осуществляются операции дискретизации, квантования и представления значения входной величины в выбранной системе счисления с выработкой цифровых кодовых сигналов измерительной информации, называются *аналого-цифровыми преобразователями* (АЦП) [15, 26].

Аналого-цифровой преобразователь может быть отдельным средством измерения или применяться в качестве неотъемлемой части *цифрового измерительного прибора* (ЦИП), обобщенная структурная схема которого изображена на рис. 10.1. В состав ЦИП входят: *АП* — аналоговый преобразователь; *АЦП* — аналого-цифровой преобразователь; *ВУ* — вычислительное устройство; *УИ* — устройство индикации; *УУ* — устройство управления. Аналоговые преобразователи применяются для масштабирования, а также преобразования одних величин в другие с определенной интенсивностью, распределением во времени или пространстве. В частности, АП могут применяться для преобразования напряжения или силы переменного тока в напряжение постоянного тока, сопротивления или силы постоянного тока в напряжение постоянного тока, активных и пассивных величин во временной интервал или частоту следования импульсов, а также различных величин в угловое или линейное перемещение.

Цифровые сигналы с выхода *АЦП* могут дополнительно обрабатываться в вычислительном устройстве (*ВУ*). ВУ применяется для обработки информации, заключенной в выходных сигналах АЦП, например при определении частоты по информации о периоде, при усредне-

нии результатов нескольких преобразований с целью уменьшения случайной погрешности и т. п. Устройство индикации (*УИ*) содержит дешифратор для преобразования кодов выходных сигналов *АЦП* или *ВУ* в десятичный цифровой код, схему управления индикатором и собственно индикатор. Выходной цифровой сигнал *ВУ* может поступать на регистрирующее (зачастую цифропечатающее) устройство (*РУ*) или в цифровую *ЭВМ*. Работа всех основных узлов ЦИП и задание алгоритма измерения осуществляются устройством управления *УУ*.

Обобщенная структурная схема АЦП приведена на рис. 10.2, где обозначены: $МП_x$ и $МП_0$ — масштабные преобразователи преобразуемой X и образцовой X_0 величин соответственно; *СУ* — сравнивающее устройство; *УУ* — устройство управления; N_x — выходной цифровой сигнал.

Посредством $МП_x$ и $МП_0$ в процессе аналого-цифрового преобразования осуществляется масштабное изменение (деление или умножение) величин X или (и) X_0. Преимущественно в процессе преобразования осуществляется масштабное преобразование X_0, а масштабное преобразование величины X используется, как правило, при выборе пределов. На выходе сравнивающего устройства возникают сигналы неравенства масштабированных величин X и X_0. Эти сигналы поступают на вход устройства управления, которое может осуществлять изменение коэффициентов передачи $МП_x$ или (и) $МП_0$ до установления равенств их выходных величин с определенной погрешностью. В таком случае аналого-цифровые преобразователи называют *замкнутыми* или *АЦП уравновешения*. Связи от *УУ* к $МП_x$ и $МП_0$ могут отсутствовать. В этом случае аналого-цифровые преобразователи называют *разомкнутыми, АЦП прямого преобразования, АЦП совпадения* или *сопоставления*. Устройства управления во всех типах АЦП формируют входные кодовые сигналы.

Для создания квантованной аналоговой величины, соответствующей цифровому коду, служат *цифроаналоговые преобразователи* (ЦАП). При этом аналоговая величина воспроизводится в дискретные моменты времени, т. е. является непрерывной в интервале времени, при котором входной код остается неизменным, или, по крайней мере, на время преобразования при изменении цифрового кода ранее окончания времени преобразования.

Цифроаналоговые преобразователи используются либо как отдельные средства измерений, представляющие собой многозначные меры электрических величин, управляемые цифровым кодом, либо как составные части ЦИП и АЦП. Цифровые измерительные приборы, АЦП и ЦАП вместе с устройствами, служащими для их сопряжения, а также устройствами хранения, передачи и обработки измерительной информации составляют большую и перспективную группу цифровых средств измерения, или цифровых измерительных устройств.

Цифровые измерительные приборы получили в настоящее время широкое распространение в промышленности и в научных исследованиях благодаря ряду преимуществ, среди которых следует в первую очередь отметить следующие:

объективность и удобство отсчета и регистрации результатов измерения;

полная автоматизация процесса измерения;

возможность применения в автоматизированных системах управления;

высокая точность и быстродействие.

Цифровые измерительные приборы обладают принципиально бо́льшими возможностями повышения точности, чем аналоговые. В частности, точность последних ограничена размерами шкал. Так, для достижения погрешности отсчета 0,001 % в показывающем приборе необходима шкала длиной 10 м, а для цифрового прибора ширина его табло ограничивается шириной индикатора на 5 десятичных разрядов, т. е. не более 100...120 мм.

К недостаткам ЦИП по сравнению с аналоговыми измерительными приборами следует отнести бо́льшую сложность, иногда недостаточную надежность, высокую стоимость и в некоторых применениях недостаточную наглядность представления информации.

10.2. Основные характеристики цифровых приборов

Погрешности ЦИП. При наличии аддитивной и мультипликативной погрешностей предел допускаемой абсолютной погрешности цифровых средств измерения устанавливают по формуле

$$\Delta = \pm (a + bX),$$

где X — значение измеряемой величины; a и b — положительные числа, не зависящие от X.

Тогда предел допускаемой относительной погрешности определится по формуле

$$\delta = \pm \left[c + d \left(\left| \frac{X_к}{X} \right| - 1 \right) \right],$$

где $|X_к|$ — бо́льший по модулю из пределов измерения; c и d — положительные числа, выбираемые из ряда согласно требованиям ГОСТ 8.401—80. Коэффициенты c и d определяют по формулам

$$c = b + d; \quad d = \frac{a}{|X_к|},$$

где b — коэффициент при пределе мультипликативной погрешности; a — предел аддитивной погрешности Δ_0 (см. гл. 1).

Согласно требованиям ГОСТ 14014—82 «Приборы и преобразователи измерительные напряжения, тока, сопротивления цифровые. Общие технические условия» соотношение между значениями коэффициентов c и d выбирают из условия $2 \leqslant c/d \leqslant 20$.

В зависимости от принципа аналого-цифрового преобразования члены a и bX могут определяться различными факторами, однако в большинстве случаев аддитивная составляющая зависит от дрейфов эквивалентных напряжений смещений и шумов аналоговых узлов, порога срабатывания, его нестабильности и погрешности квантования. Мультипликативная составляющая в основном зависит от нестабильности чувствительности аналоговых узлов прибора (коэффициентов деления или усиления), нестабильности образцового сигнала и т. п.

Диапазон измерений. Это — область значений измеряемой величины, для которой нормированы допускаемые погрешности средства измерений. Если ЦИП предназначен для измерения величины, изменяющейся в широких пределах, то с целью повышения точности измерения предусматривается несколько диапазонов, которые переключаются вручную, дистанционно или автоматически. В АЦП, как правило, предусматривается один диапазон измерения.

Важными характеристиками ЦИП являются *порог чувствительности* и *разрешающая способность*. Определение этих понятий дано в гл. 1.

Входное сопротивление измерительного устройства. Входное активное сопротивление вольтметра выбирают намного больше, а амперметра — намного меньше внутреннего сопротивления источника сигнала. У современных цифровых вольтметров входное сопротивление на некоторых пределах достигает 10^{10} Ом.

В приборах переменного тока и быстродействующих АЦП нормируется не только активная составляющая входного сопротивления, но и входная емкость.

Быстродействие. Под *быстродействием* понимают число измерений (для прибора) или преобразований (для АЦП и ЦАП), выполняемых средством измерений с нормированной погрешностью за единицу времени (чаще всего за секунду).

Помехоустойчивость. Ослабление действия помех в цифровых вольтметрах характеризуется *коэффициентом подавления помех,* который в децибелах определяется следующим образом:

$$B = 20 \lg \frac{u_{\text{п max}}}{\Delta_{\text{п}}},$$

где $u_{\text{п max}}$ — максимальное значение напряжения помехи; $\Delta_{\text{п}}$ — обусловленное воздействием этого напряжения изменение показания.

Для цифровых приборов нормируют коэффициент подавления помех нормального вида, обусловленных наводками от промышленной сети для двух диапазонов частот: $(f_{\text{ном}} - \Delta f_{\text{ном}})$ до $(f_{\text{ном}} + \Delta f)$ и от $2\,(f_{\text{ном}} - \Delta f)$ до $2\,(f_{\text{ном}} + \Delta f)$; Δf — отклонение частоты от номинального значения $f_{\text{ном}} = 50$ Гц. Кроме того, отдельно для помех постоянного и переменного тока нормируется коэффициент подавления помех общего вида.

10.3. Системы счисления и коды

Системой счисления называют способ изображения чисел посредством цифровых знаков. Основу системы счисления составляет количество цифровых знаков данной системы. Наиболее простой является *единичная* система счисления, в которой целое число отображается определенной совокупностью единиц (например, 3 как 111). Наиболее широко используются *двоичная* и *десятичная* системы счисления, относящиеся к позиционным.

В позиционной системе каждый знак имеет, кроме своего числового значения k, определенный вес, определяющийся положением (позицией) знака в данном числе. Поскольку каждая позиционная система

содержит цифровой знак 0 (нуль) и числовые значения соседних знаков отличаются на единицу, наибольшее числовое значение числового знака $k_{max} = h - 1$.

Целое число в позиционной системе записывается в виде суммы

$$N = \sum_{i=1}^{n} k_i h^{i-1},$$

где n — количество разрядов (позиций); k_i — цифровой знак с весом от 0 до k_{max} i-го разряда; h — основание системы счисления.

Дробное n-разрядное число M с m разрядами после запятой записывают в виде

$$M = h^{-m} \sum_{i=1}^{n} k_i h^{i-1} = qN,$$

где $q = h^{-m}$ — единица младшего разряда.

Любая система счисления представляет собой код для изображения чисел посредством цифровых знаков.

Кодом называется совокупность символов и способов их использования для передачи информации в пространстве и во времени.

Цифровые коды, используемые в цифровых средствах измерений, строятся на основе одной, двух, а иногда и большего числа систем счисления. Это определяет и название кода, например *единичный* (унитарный), *двоичный* (бинарный), *двоично-десятичный* и др.

Единичный (унитарный) код основан на единичной системе счисления. В цифровых измерительных устройствах его также называют *число-импульсным* или *последовательным* кодом. Для регистрации или индикации числа импульсов этот код преобразуют в десятичный с помощью пересчетных схем. Находит применение *единичный позиционный* код, при использовании которого число выражается положением (порядковым номером) элемента кода на оси времени (*последовательный* код) или номером канала с элементом кода (*параллельный* код).

На рис. 10.3, *а*, *б* представлены соответственно последовательный и позиционный единичные коды числа 58.

При непосредственном использовании десятичного кода необходимо десять импульсов, различающихся, например, вольт-секундной площадью (в частности, с разной амплитудой). Такой код практически не применяется, поскольку для образования и передачи этого кода необходима сложная аппаратура. Поэтому получил распространение *единично-десятичный* код, построенный с использованием единичной и десятичной систем счисления, в котором для передачи каждого десятичного разряда требуются десять элементов кода с весами 0, 1, 2, ..., 9 (на рис. 10.3, *в* представлено в этом коде число 58).

Двоичный (бинарный) код основан на использовании двоичной системы счисления. Для его реализации необходимо наименьшее число элементов, имеющих два устойчивых состояния. Наиболее простым примером бистабильного элемента могут служить релейные элементы. Веса элементов кода k_i соответственно равны 2^0, 2^1, 2^2 и т.д. На рис.10.3, *г* изображено число 58 в двоичном коде. При кодировании чисел от 0 до 999 в двоичном коде необходимо всего 10 бистабильных элементов, тогда как в десятичном — не менее 27.

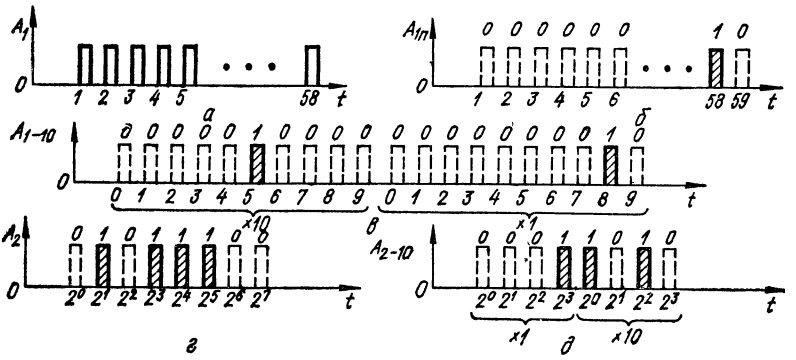


Рис. 10.3. Коды числа 58

В двоично-десятичном коде каждый десятичный разряд выражается четырьмя двоичными разрядами, веса знаков которых соответствуют позициям десятичной системы счисления. Этот код выгодно отличается от других тем, что сравнительно просто преобразуется в десятичный (который используется для визуального отсчета) и не требует для реализации большого количества бистабильных элементов. Так, для реализации чисел от 0 до 999 необходимо $3 \times 4 = 12$ бистабильных элементов. Представление числа 58 в двоично-десятичном коде изображено на рис. 10.3, *д*.

Коды могут образовываться и без использования каких-либо определенных систем счисления. Например, при использовании *тетрадно-десятичного* кода каждый десятичный разряд может быть выражен линейной комбинацией весовых коэффициентов a_1, a_2, a_3, a_4 в виде

$$N' = k_1a_1 + k_2a_2 + k_3a_3 + k_4a_4 = \sum_{j=1}^{4} k_ja_j,$$

где k_j — символы 0 или 1, выраженные таким образом, чтобы при определенных значениях весовых коэффициентов (например, 2—4—2′—1, 8—5—2—1, 3—3′—2—1, 5—2—2′—1, 8—4—2—1) N' могло достигать значения от 0 до 9. Количество бистабильных элементов для реализации тетрадно-десятичных кодов такое же, как и при двоично-десятичных.

10.4. Средства аналого-цифрового преобразования физических величин

В зависимости от назначения средств аналого-цифрового преобразования, их метрологических и эксплуатационных характеристик применяют те или иные методы преобразования, которые определяют качество реализованных на их основе средств. Поэтому рассмотрим основные методы аналого-цифрового преобразования и проиллюстрируем примеры их реализации на уровне структурных схем.

Классификация аналого-цифровых преобразований. Правильная и наиболее информативная классификация облегчает изучение методов и средств преобразования измерительной информации. Рассматривае-

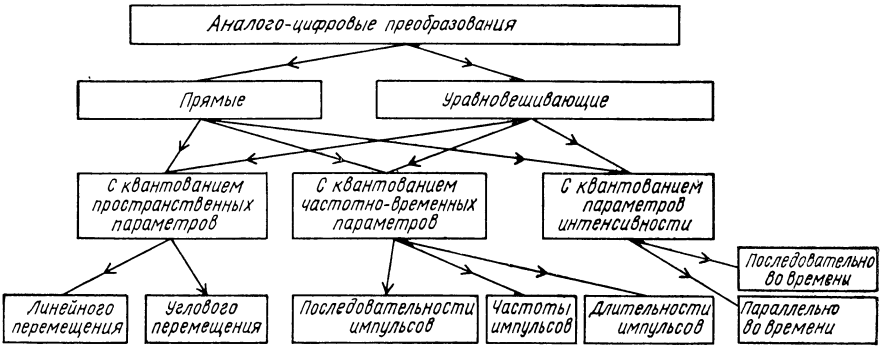


Рис. 10.4. Схема классификации аналого-цифровых преобразователей

мая здесь классификация, представленная на рис. 10.4, основана на обобщенных признаках, представляющих интерес для выявления особенностей методов аналого-цифрового преобразования, и охватывает практически все известные типы цифровых средств измерений.

При прямых аналого-цифровых преобразованиях отсутствует общая отрицательная обратная связь с выхода преобразователя на его вход и с выхода устройства управления на управляющие входы масштабного преобразователя $МП$ или $МП_0$ (см. рис. 10.2). В преобразователях с уравновешивающим преобразованием входная величина уравновешивается (компенсируется) выходной величиной цепи обратной связи, причем эта величина изменяется либо пропорционально входной (*следящее уравновешивание*), либо независимо, поступая от отдельного источника (*автономное уравновешивание*).

Одним из наиболее общих классификационных признаков является метод квантования, осуществляемого в процессе сравнения однородных величин X и X_0.

Поскольку каждую физическую величину можно преобразовать посредством аналогового преобразователя (см. рис. 10.1) в другую физическую величину, в том числе характеризующуюся распределением в пространстве (линейное или угловое перемещение) или во времени (частота, период, временной интервал), обобщенно можно выделить три способа квантования: с квантованием пространственных, частотно-временных параметров и параметров интенсивности измерительных сигналов.

ЦИП с квантованием пространственных параметров. В АЦП с пространственным квантованием осуществляется сравнение измеряемого пространственного параметра с известным, причем все разряды кода определяются одновременно. Эти устройства в большинстве случаев содержат маски с прямолинейными или концентрическими дорожками по числу разрядов с резко различными свойствами (прозрачные и непрозрачные, проводящие и непроводящие), которые размещены соответственно принятому коду.

В электромеханических АЦП кодовая линейка или диск смещаются пропорционально преобразуемой аналоговой величине относительно неподвижного устройства считывания, в электронных — маска неподвижна, а смещается считывающий луч электронно-лучевой трубки,

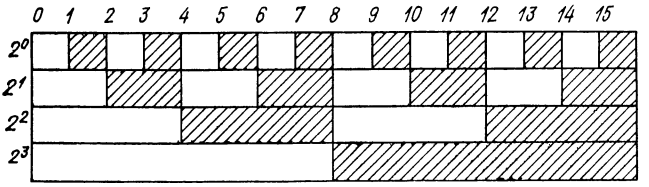


Рис. 10.5. Кодовая линейка с двоичным кодом

которая является преобразователем входной величины в перемещение. Получили распространение *электромеханические* АЦП, используемые в преобразователях угол — код. Вид кодовых масок с двоичным кодом изображен на рис. 10.5, а структурная схема АЦП — на рис. 10.6, где обозначены: *П* — преобразователь входной величины *X* в угловое перемещение α; *КД* — кодирующий диск; *Д* — диафрагма; *ФП* — фотопреобразователь; *ПК* — преобразователь кода; *ДШ* — дешифратор; *ОУ* — отсчетное устройство. Преобразователь кода преобразует выходной сигнал *ФП* в определенном коде в сигнал в двоичном или тетрадно-десятичном коде для подачи на цифровые вычислительные устройства, а затем преобразуется дешифратором в десятичный код для индикации посредством *ОУ*.

В таких устройствах может применяться общая отрицательная связь. При построении АЦП с пространственным сравнением кодовая маска может перемещаться линейно. Прямым назначением таких цифровых приборов является измерение линейных или угловых перемещений.

ЦИП с квантованием частотно-временны́х параметров измерительных сигналов. При этом способе квантования входная величина преобразуется в число импульсов или какой-либо частотно-временный параметр (частоту следования импульсов или временной интервал). Такие приборы называют *приборами число-импульсного преобразования*. Каждое из таких аналого-цифровых преобразований имеет несколько вариантов реализации.

При число-импульсном преобразовании последовательного счета отсчет

$$x = \sum_{i=1}^{n_x} q_i = n_x q_i = N_x \cdot 1_x,$$

где n_x — количество импульсов; q_i — шаг квантования; N_x — числовое значение величины при единице 1_x, представленное в принятом коде.

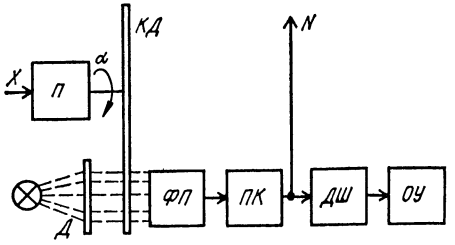
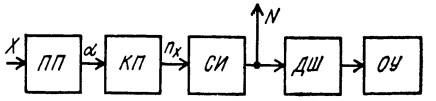


Рис. 10.6. Структурная схема АЦП с пространственным квантованием

Рис. 10.7. Схема ЦИП число-импульсного преобразования



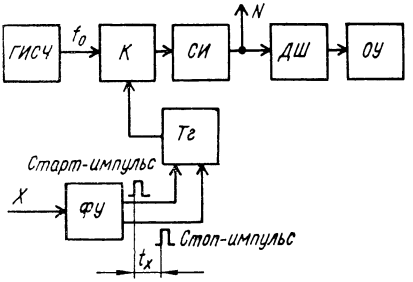


Рис 10.8. Упрощенная схема цифрового хронометра

На рис. 10.7 представлена структурная схема ЦИП число-импульсного кодирования с последовательным счетом импульсов при прямом преобразовании углового перемещения α в число импульсов n_x. Посредством предварительного преобразователя *ПП* измеряемую величину X можно преобразовать в угловое перемещение α, которое квантуется квантующим преобразователем *КП*, на выходе которого появляются импульсы, поступающие затем на счетчик импульсов *СИ*. В качестве *КП* можно применять, например, зубчатый диск, посредством которого прерывается световой поток от источника света до светоприемника.

Наиболее широко применяется метод последовательного счета с прямым преобразованием при построении измерителей частотно-временны́х параметров непрерывных и импульсных электрических сигналов, в частности измерителей временны́х интервалов, частотомеров, периодомеров и фазометров.

Упрощенная схема прибора для измерения интервалов времени (хронометра) изображена на рис. 10.8, где обозначены: *ГИСЧ* — генератор импульсов стабильной частоты; *К* — ключ; *Тг* — триггер (устройство с двумя устойчивыми состояниями); *ФУ* — формирующее устройство.

Временной интервал измеряется путем подсчета количества импульсов стабильной частоты $f_0 = \frac{1}{T_0}$, прошедших на счетчик импульсов *СИ* на протяжении интервала времени t_x, на который открыт ключ *К*. Формирующее устройство служит для образования из входных импульсных сигналов импульсов начала и конца измерения, которые поступают на триггер, выходные состояния которого изменяются при подаче сигналов на его входы. При подаче на один вход триггера *Тг* стартового импульса открывается ключ *К*, открывая доступ импульса частоты f_0 на счетчик *СИ*. В момент окончания временного интервала t_x на втором выходе *ФУ* возникает стоп-импульс, вследствие чего ключ закрывается и прохождение импульсов от *ГИСЧ* на *СИ* прекращается. Количество импульсов, подсчитанных *СИ*, номинально равно

$$n_x = \frac{t_x}{T_0} = t_x f_0.$$

По такой схеме, в частности, построен отечественный щитовой цифровой прибор типа Ф209, предназначенный для измерения времени срабатывания реле в интервале 1...10^4 мс с основной приведенной погрешностью 0,005 %.

Цифровые периодомеры отличаются от измерителей временны́х интервалов наличием вместо формирующего устройства выделителя одного или несколько периодов T_x входного сигнала. При этом интервал времени квантуется импульсами от *ГИСЧ* до сравнения t_x с nT_x (где $n = 1, 2, 3, \ldots$ — целое число). Поскольку в этом случае точность

измерения временнóго интервала или периода ограничена погрешностью квантования, которая зависит обратно пропорционально от количества импульсов, прошедших на счетчик за время t_x, возможности точного измерения весьма малых промежутков времени (10^{-4} с и менее) ограничены значением частоты f_0 и быстродействием элементов счетчика импульсов.

При весьма малых периодах (менее десятых и сотых долей миллисекунды) используют режим измерения частоты, задавая точно установленный промежуток времени T_0 и заполняя его импульсами, длительность которых равна T_x. В этом случае количество импульсов, прошедших на *СИ*,

$$n_x = \frac{T_0}{T_x} = T_0 f_x.$$

Точное измерение частот требует значительного времени T_0, что так же, как и в случае измерения T_x, обусловлено наличием погрешности квантования.

Поэтому при измерении низких и инфранизких частот используют режим измерения периода с различными функциональными преобразованиями промежуточных или окончательных результатов подсчета импульсов частоты f_0 с целью получения гиперболической зависимости показания прибора от T_x, т. е. для измерения f_x. Эта зависимость реализуется, как правило, вычислительным устройством (см. рис. 10.1).

Цифровые измерители частотно-временных параметров, зачастую называемые просто *частотомерами,* являются сложными измерительными устройствами и обычно выпускаются в виде приборов для измерения частоты, отношения частот, периода, малых временны́х интервалов и для счета числа импульсов. К таким приборам, в частности, относятся отечественные частотомеры Ф5137 и ЧЗ-57 с пределами измерения частоты от 0,1 до 10^8 Гц, интервалов времени от 10^{-6} с до 10^5 и 10^4 с соответственно. При этом погрешности измерения нормируются $\pm 5 \cdot 10^{-6}$ % за 10 сут для Ф5137 и $\pm 1{,}5 \cdot 10^{-6}$ % за месяц для ЧЗ-57. В настоящее время известны частотомеры с погрешностью $5 \times \times 10^{-8}$ % за сутки и 10^{-7} % за 10 сут.

В последнее время верхний предел измерения цифровых частотомеров расширен до $1{,}8 \cdot 10^9$ Гц (прибор ЧЗ-58), а разрешающая способность измерения временны́х интервалов уменьшена 10^{-11} с (приборы ЧЗ-54, ЧЗ-50).

Разность фаз двух электрических сигналов нетрудно преобразовать во временной интервал, применив формирователи начала и конца последнего и моменты перехода этих сигналов через нуль. Затем этот временной интервал измеряется, как описано ранее (см. рис. 10.7).

Количество импульсов, прошедших на счетчик,

$$n_x = \frac{t_x}{T_0} = t_x f_0.$$

Поскольку $\varphi_x = \omega t_x$, показания прибора

$$n = \frac{\varphi_x f_0}{2\pi f_x}.$$

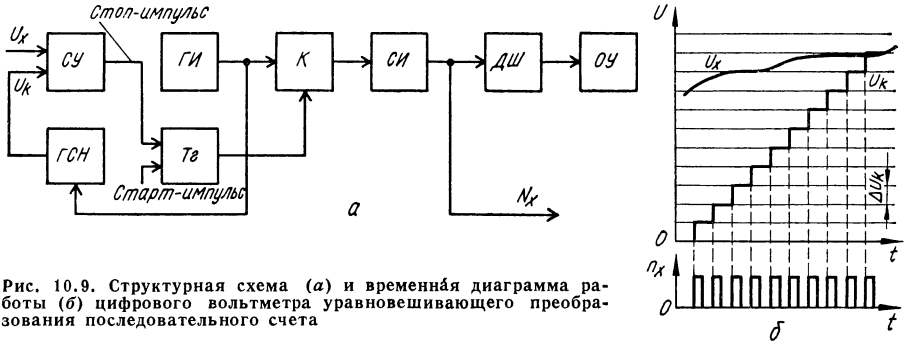


Рис. 10.9. Структурная схема (*а*) и временна́я диаграмма работы (*б*) цифрового вольтметра уравновешивающего преобразования последовательного счета

Недостатком таких приборов является зависимость показаний от частоты входных сигналов.

Для устранения этого недостатка применяется усреднение измеряемых временны́х интервалов. В этих приборах из частоты формируется импульс времени измерения $t_n = kT_0$. За это время на счетчик поступит N_1 временны́х интервалов, количество которых равно t_n/T_x (T_x — период входного сигнала), причем каждый временной интервал заполнен частотой f_0, т. е. в нем содержится t_x/T_0 импульсов. Следовательно, отсчет

$$n_x = \frac{t_n}{T_x}\frac{t_x}{T_0} = \varphi\frac{k}{2\pi}.$$

Одним из наиболее точных отечественных цифровых фазометров является прибор Ф5126, выпускаемый ПО «Точэлектроприбор» (г. Киев). Диапазон измерения фазы — 0...359°; предел основной допускаемой погрешности ±0,3°; частотный диапазон входных сигналов — 1...150 Мгц.

Метод число-импульсного преобразования может выполняться с использованием развертывающего образцового сигнала. Примером такого варианта его реализации может служить структурная схема цифрового вольтметра, изображенная на рис. 10.9, *а*. График, объясняющий процесс преобразования напряжения U_x в число импульсов, изображен на рис. 10.9, *б*. Измеряемое напряжение U_x уравновешивается образцовым напряжением $U_к$, создаваемым генератором ступенчатого напряжения *ГСН*. Это напряжение изменяется на $\Delta U_к =$ $=$ const с приходом каждого импульса с выхода генератора импульсов *ГИ* через ключ *К* на генератор *ГСН* и счетчик импульсов *СИ*. Этот процесс продолжается до момента сравнения $U_к$ и U_x. В этот момент на выходе сравнивающего устройства *СУ* появляется стоп-импульс, который через триггер *Тг* закрывает ключ *К*, прекращая тем самым доступ импульсов от *ГИ* на счетчик. Счетчик *СИ* подсчитывает число импульсов от момента начала преобразования, задаваемого старт-импульсом, до момента появления стоп-импульса. При использовании такого преобразования можно реализовать следящий режим его. В этом случае вместо обычного счетчика импульсов необходимо применить реверсивный счетчик, состояния которого изменяются в зависимости от сигнала «больше» или «меньше» с выходов *СУ*. Появление этих

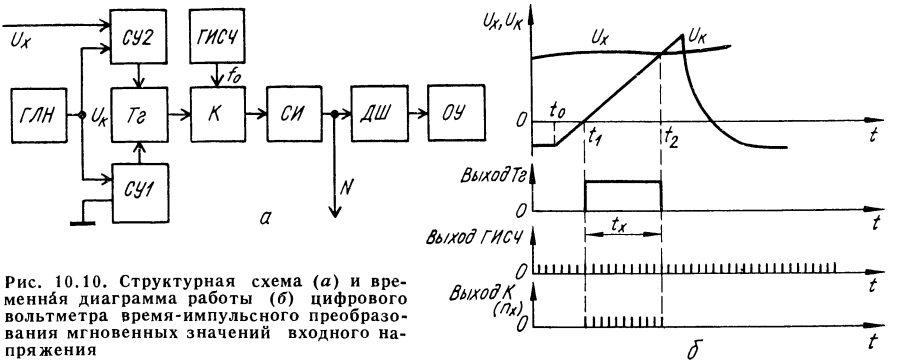


Рис. 10.10. Структурная схема (*а*) и временна́я диаграмма работы (*б*) цифрового вольтметра время-импульсного преобразования мгновенных значений входного напряжения

сигналов свидетельствует о том, что входное напряжение увеличилось, либо уменьшилось по сравнению с первоначальным. Напряжение на выходе *ГСН* также либо увеличивается, либо уменьшается и при этом реверсивный счетчик работает в режиме суммирования, либо вычитания, вследствие чего показание увеличивается или уменьшается.

В ЦИП с наличием частотно-импульсного преобразования, которые также относятся к устройствам с число-импульсным преобразованием, входная величина предварительно преобразуется в частоту импульсов, которая далее измеряется любым из описанных выше методов счета.

Зачастую преобразователи напряжения в частоту в приборах высокой точности строят на основе электронных интеграторов, причем для достижения помехоустойчивости преобразования интервал времени T, за который производится подсчет импульсов, равен или кратен периоду помехи промышленной частоты. Напряжение симметричных помех при равенстве времени преобразования входного сигнала периоду помехи интегрируется за это время и его влияние на результат существенно уменьшается, поскольку интеграл от симметричной функции за период равен нулю.

Одним из наиболее совершенных приборов этого типа является цифровой вольтметр В7-25 с пределом измерения 0,1; 1; 10; 100; 1000 В; классом точности 0,01/0,005 и временем измерения 0,03 с.

Цифровые вольтметры время-импульсного преобразования подразделяются на приборы с преобразованием *мгновенных* и *средних* за определенное время значений входных сигналов. В тех и других входная величина преобразуется во временной интервал, который затем преобразуется в цифровую форму, как, например, показано на рис. 10.8.

Упрощенная структурная схема цифрового измерителя мгновенных значений входных напряжений представлена на рис. 10.10, *а*, а временна́я диаграмма, поясняющая принцип действия его, изображена на рис. 10.10, *б*.

Выход генератора линейно-изменяющегося напряжения (*ГЛН*) соединен со входами двух сравнивающих устройств *СУ1* и *СУ2* и с момента запуска t_0, когда напряжение $U_к$ начинает линейно нарастать, сравнивающие устройства поочередно срабатывают в моменты времени t_1 и t_2. При этом на выходах *СУ1* и *СУ2* появляются импульсы, переводящие триггер *Тг* в два состояния. На протяжении интервала времени

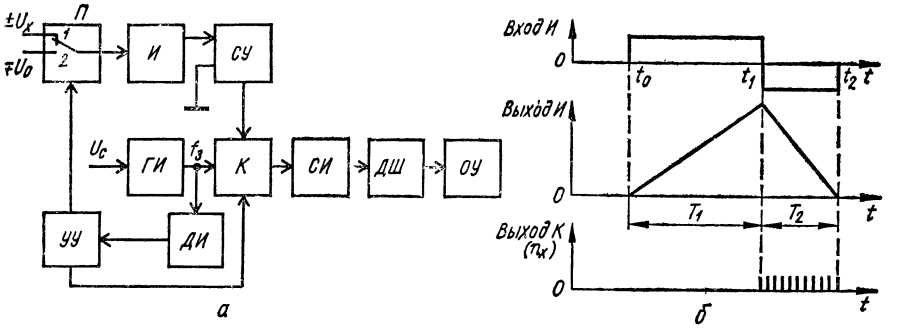


Рис. 10.11. Структурная схема (*а*) и диаграмма работы (*б*) вольтметра с двухтактным интегрированием

$t = t_2 - t_1$ открыт ключ K, через который импульсы стабильной частоты от генератора *ГИСЧ* проходят на счетчик *СИ*. Число импульсов, которые прошли на счетчик, определится как $n_x = \frac{t_x}{T_0}$.

Поскольку $U_к = at$ (a — коэффициент наклона линейного напряжения), то в момент t_x $U_x = U_к = at_x = aT_0n_x$, где $T_0 = 1/f_0$ — период поступления счетных импульсов.

ЦИП время-импульсного преобразования мгновенных значений отличаются простотой реализации, возможностью построения отдельных узлов и АЦП в целом в виде интегральных микросхем. Эти приборы при основной приведенной погрешности (0,05...0,15) % отличаются достаточно высоким быстродействием. Погрешность в основном обусловлена нелинейностью $U_к$, нестабильностью порогов срабатывания СУ и нестабильностью частоты f_0. Недостатком таких приборов является их низкая помехоустойчивость. Для увеличения помехоустойчивости при времени преобразования 0,02...0,1 с применяют цифровое усреднение восьми и более результатов преобразований. Именно таким образом построены цифровые вольтметры Ф4830, В7-16 и В7-16А.

Существенно лучшее подавление помех можно получить при использовании метода время-импульсного аналого-цифрового преобразования с двухтактным интегрированием.

В приборах с двухтактным интегрированием (рис. 10.11) сначала интегрируется за определенный интервал времени T_1 (преимущественно равный или кратный периоду помехи промышленной частоты) измеряемое напряжение U_x, а затем — противоположное ему по знаку образцовое напряжение U_0 до момента полного разряда интегратора *И*.

В момент времени t_0 переключатель *П* устанавливается в положение *1*. При этом на протяжении времени T_1 от t_0 до t_1 на вход интегратора *И* поступает входное напряжение U_x, а его выходное напряжение изменяется по закону

$$U_1 = \frac{1}{\tau}\int_0^{T_1} U_x dt = \frac{T_1}{\tau} U_x,$$

где τ — постоянная времени интегрирующей цепи.

Интервал времени T_1, как правило, задается делением выходных импульсов частоты $f_з$ генератора импульсов *ГИ* посредством делите-

ля импульсов *ДИ*, причем частоту $f_з$ поддерживают пропорциональной частоте сети, подавая на генератор импульсов напряжение сети $U_с$.

Поскольку в конце второго такта (момент времени t_2) выходное напряжение интегратора равно нулю, можно записать:

$$\frac{T_1}{\tau} U_x - \frac{T_2}{\tau} U_0 = 0,$$

откуда

$$T_2 = \frac{U_x}{U_0} T_1.$$

На время T_2 от момента t_1 подключения на вход интегратора образцового напряжения U_0 до момента t_2 равенства выходного напряжения нулю (что фиксируется сравнивающим устройством *СУ*) открывается ключ *К*, через который импульсы от генератора проходят на счетчик импульсов *СИ*. Поскольку интервал времени $T_1 = n_1/f_з$, количество импульсов, прошедших на счетчик,

$$n_x = T_2 f_з = \frac{U T_1 f_з}{U_0} = \frac{U n_1}{U_0}.$$

Преимуществом таких приборов является возможность измерять напряжения низкого уровня, что достигается благодаря интегрированию входного сигнала за время, равное или кратное периоду симметричных помех. Погрешность приборов с двухтактным интегрированием практически не зависит от постоянной времени интегрирующей цепи τ, а также от изменения частоты $f_з$ при использовании схемы, изображенной на рис. 10.11. Основная приведенная погрешность таких приборов может достигать 0,005 %, время одного измерения — от 30 до 100 мс, низкий предел измерения (10 мВ), обеспечивается при разрешающей способности 10^{-7} В. Преимущественно погрешность таких приборов составляет несколько сотых долей процента. К ним относятся приборы Щ68002, Щ68001, Щ48000, Ф4801, Ф4833 и др.

Отметим, что на основе двухтактного интегрирования выпускается около 25 % всех цифровых вольтметров и комбинированных приборов.

ЦИП с квантованием параметров интенсивности. В цифровых измерительных устройствах с квантованием по интенсивности квантование может осуществляться *одно-* или *разновременно.*

Прямое и уравновешивающее преобразование с одно- или разновременным квантованием интенсивности, называемое в [27] *амплитудным преобразованием,* иногда называют *взвешивающим преобразованием с параллельным или с последовательным взвешиванием.*

В приборах с параллельным квантованием по интенсивности операции дискретизации, квантования и кодирования выполняются одновременно и почти мгновенно. Структурная схема реализации такого метода представлена на рис. 10.12, в которой измеряемая величина *X* подается одновременно на ряд пороговых схем *ПС1*, ..., $ПС_n$, значения величин срабатывания которых X_{01}, X_{02}, ..., X_{0n} отличаются на шаг квантования $q = X_0 a^{-m}$, где *a* и *m* — соответственно основание и значность кода. В процессе преобразования должна сработать

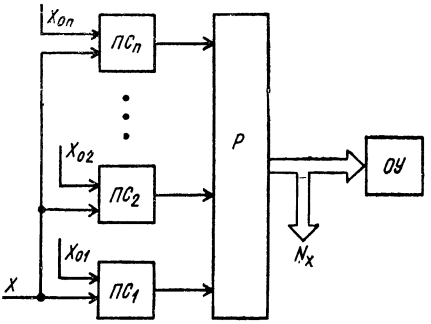


Рис. 10.12. Структурная схема цифрового прибора с параллельным квантованием

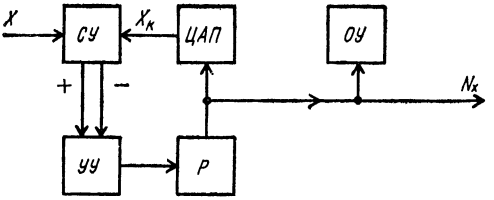
лишь та пороговая схема, величина срабатывания которой X_{0i} немного меньше или больше (в зависимости от способа округления) входной величины X. Сработавшая схема включает через регистр P в отсчетном устройстве соответствующее число. Наиболее удобна в этом случае десятичная система счисления, однако поскольку точность прямо пропорциональна количеству элементов (например, в простейшем случае реализации для обеспечения предельной приведенной погрешности квантования $\pm$ 1 % необходимо 100 пороговых элементов), практическая реализация такого метода усложнена, что в значительной степени уменьшает несомненные достоинства метода по быстродействию. Минимальное время преобразования таких устройств практически определяется временем срабатывания наименее быстродействующей схемы.

Последовательное во времени сравнение при квантовании по интенсивности очень часто применяется в высокоточных АЦП и ЦИП. Алгоритм преобразования в таких цифровых измерительных устройствах предполагает осуществление последовательного взвешивания, причем квантование информативного параметра X и кодирование измерительной информации в цифровом коде осуществляются в процессе последовательного во времени сравнения X с комбинациями уровней $X_к$. Упрощенная схема такого цифрового измерителя изображена на рис. 10.13, *а*, где обозначены: *СУ* — сравнивающее устройство, на выходах которого появляются сигналы при $X < X_к$, $X > X_к$; *УУ* — управляющее устройство, посредством которого через регистр P дискретно изменяется выходной сигнал цифроаналогового преобразователя *ЦАП*.

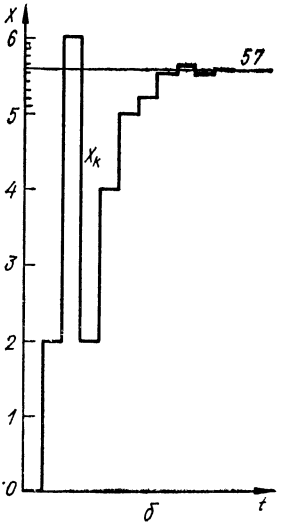
На рис. 10.13, *б* изображен процесс преобразования входной величины $X = 57$ в коде 2—4—2′—1. В первый момент включается вес «2» старшего разряда, т. е. $X_к = 20$. Поскольку $X_к < X$, с выхода *СУ* на устройство управления поступает сигнал «+», что означает необходимость увеличить сигнал $X_к$. В регистре P (соответствующем разряде) записывается единица. Далее включается вес «4», т. е. величина $X_к = 60$. Поскольку теперь $X < X_к$, с выхода *СУ* на *УУ* подается сигнал «—», после которого значение $X_к$ возвращается до предыдущего состояния. В последующем разряде регистра записывается нуль. Далее включается вес «2» и $X_к = 40 < X_к$. Так продолжается до тех пор, пока $X_к$ не станет равным X с погрешностью квантования. Состояние регистра P передается в момент равновесия на отсчетное устройство *ОУ*. Показание прибора при этом

$$x = q \sum_{i=0}^{n-1} 10^i \sum_{j=1}^{n} k_{ij} a_j,$$

Рис. 10.13. Упрощенная схема цифрового измерительного прибора с последовательным квантованием (*а*) и диаграмма, поясняющая принцип преобразования (*б*) при $x = 57$ в коде 2-4-2-1



а



б

где k_{ij} — коэффициент, значения которого 0 либо 1; a_j — тетрадный весовой коэффициент; q — квант, на который может измениться $X_к$, т. е. единица младшего разряда; n — число десятичных разрядов отсчета. Например, числовое значение X, согласно рис. 10.13, *б*, можно записать таким образом:

$$N_x = 10(1 \cdot 2 + 0 \cdot 4 + 1 \cdot 2' + 1 \cdot 1) + 10^0(1 \cdot 2 + 1 \cdot 4 + \\ + 0 \cdot 2 + 1 \cdot 1) = 57$$

для тетрадно-десятичного кода 2—4—2′—1.

Алгоритм преобразования таких приборов может быть циклическим либо следящим с изменением показания лишь в случае изменения X.

По методу последовательного взвешивания, называемого иногда *кодоимпульсным,* можно строить ЦИП и АЦП высокой точности (погрешности ±0,001 %) при быстродействии несколько десятков измерений в секунду. Этот же метод используется при построении быстродействующих АЦП ($10^4...10^6$ преобразований) с погрешностью 0,5...0,1 % при основном пределе (без предварительных делителей и усилителей), как правило, равном 1 В. К ним относятся, например, АЦП типов Ф4881, Ф4891, Ф4892 и др. Основной недостаток таких приборов, как и приборов время-импульсного преобразования с генераторами линейно-изменяющегося напряжения,— их низкая помехозащищенность, что приводит к необходимости использования фильтров на входе приборов. При этом существенно снижается быстродействие.

Компромиссным решением в случае, когда необходимо обеспечить и высокую точность (тысячные и даже десятичные доли процента), стабильность и линейность, с одной стороны, и существенную помехозащищенность, с другой, является использование комбинированного преобразования. В таких приборах сперва входную величину преобразуют в цифровой код посредством частотно- или время-импульсного интегрирующего промежуточного преобразования, заполняют старшие разряды счетчика, а затем посредством ЦАП формируют напряжение,

пропорциональное полученному цифровому коду. Это напряжение вычитают из входного и разностное напряжение опять преобразуют посредством промежуточного преобразования в цифровой код и заполняют младшие разряды.

В СССР выпуск подобных приборов освоен на ленинградском ПО «Вибратор». Например, цифровой вольтметр типа Щ1611 имеет класс точности 0,0025/0,001; пределы измерения 0,1...1000 В; время измерения от 0,5 до 1,8 с и ослабление помех нормального вида не менее 70 дБ.

Цифровые мосты постоянного тока также относятся к приборам с последовательным взвешивающим преобразованием. Строятся они на основе мостовых схем с учетом их особенностей, причем в одну из диагоналей моста включается нуль-орган (сравнивающее устройство, выявляющее равенство нулю напряжения на диагонали), который связан с устройством управления, имеющим два выхода, один из которых подключен ко входу отчетного устройства, а другой через регистр к управляющим входам ключей, коммутирующим резисторы плеча сравнения для достижения равновесия мостовой схемы. В настоящее время выпускаются обычные и процентные цифровые мосты постоянного тока с приведенной погрешностью ±0,01...0,1 % [13].

В качестве примера можно указать мост типа Щ34 с пределами измерения сопротивления от 10^{-3} до 10^{9} Ом. Относительная основная погрешность — от 0,025 до 0,5 %; быстродействие — одно измерение в секунду.

Цифровые мосты переменного тока отечественного производства являются лучшими в мире и обеспечивают полную автоматизацию процесса измерения при высокой точности и быстродействии. Мостовые измерительные схемы цифровых мостов в основном аналогичны описанным ранее в соответствующих разделах.

На киевском ПО «Точэлектроприбор» разработана и выпускается серия цифровых мостов переменного тока типов Р570, Р589, Р591, Р5016, Р5010, Р5058 и других, данные которых приведены в [15].

ЦИП переменного тока. Цифровые приборы переменного тока строятся с предвключенными аналоговыми преобразователями определенного значения переменного сигнала (амплитудного, среднего, средневыпрямленного или среднего квадратического) или определенных величин, характеризующих взаимные соотношения двух сигналов (активная, реактивная и полная мощности, отношение определенных значений и т. п.).

Выходными величинами таких преобразователей чаще всего бывают напряжение постоянного тока или частота импульсов. По такому методу строились, в частности, цифровой вольтметр действующего значения Ф4850 и цифровой измеритель активной мощности переменного тока Ф4860.

Отечественной приборостроительной промышленностью выпускаются преобразователи действующих значений В9-6, класс точности которых 0,5 в частотном диапазоне входных сигналов до 10 МГц при коэффициенте амплитуды 7 и диапазоне входных напряжений 10 мВ... ...300 В. В последнее время разрабатываются приборы с преобразованием мгновенных значений переменных сигналов в цифровые коды

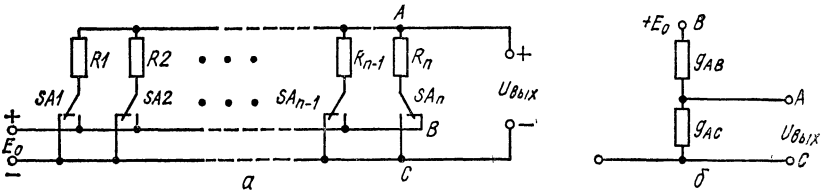


Рис. 10.14. Принципиальная схема ЦАП с параллельным дискретным делителем напряжения

с дальнейшей обработкой последних с помощью цифровых вычислительных устройств. Оба направления, естественно, имеют свои недостатки и преимущества [8].

Пока что представляется компромиссным, с точки зрения технических характеристик и аппаратурных затрат, метод, заложенный в основу построения цифрового мультиметра переменного тока Ф4852, в котором часть преобразований входных сигналов (в том числе и функциональных) производится в аналоговой форме, а часть — в цифровой. Прибор Ф4852 предназначен для измерения среднего квадратического значения напряжения и силы переменного тока, активной мощности и напряжения постоянного тока. Время измерения всех выпускаемых приборов переменного тока пока большое и достигает 0,5...2 с при погрешностях измерения 0,05...0,5 % и частотном диапазоне входных сигналов от 20 Гц до 1 мГц.

Цифроаналоговые преобразователи (ЦАП). Преобразование цифровых кодовых сигналов в квантованную аналоговую величину осуществляется *цифроаналоговыми* преобразователями, которые могут быть выполнены в виде отдельных средств измерения, содержащих источник образцовых напряжений, дискретные делители, ключи, схему управления и блоки питания, которые размещены в одном корпусе. *Цифроаналоговым преобразователем* называют также управляемые цифровым кодом источники дискретно-изменяющегося напряжения, основными узлами которых являются источники образцовых напряжений, дискретные делители и коммутирующие элементы. Дискретные делители напряжения и тока строят с использованием резисторов или элементов реактивного сопротивления (например, индуктивных делителей), информативные параметры которых изменяются в двоичной, двоично-десятичной или тетрадно-десятичной системах.

В настоящее время в ЦАП широко используются параллельные дискретные делители, значения сопротивлений резисторов $R1$, $R2$, ..., R_n (рис. 10.14, *а*) которых выбраны согласно принятому коду. На рис. 10.14, *б* представлена эквивалентная схема этого делителя, где g_{AB} — суммарная проводимость резисторов, подключенных посредством переключателей SA на шину B, а g_{AC} — суммарная проводимость резисторов, подключенных посредством переключателей SA на шину C. Благодаря этому входное напряжение $E_0 = \text{const}$ делится в зависимости от значения g_{AB}, причем выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = \frac{E_0 g_{AB}}{g_{AB} + g_{AC}} = E_0 \frac{g_{AB}}{g} = \frac{E_0}{g} \sum_{i=1}^{n} k_i \frac{1}{R_i},$$

где $g = g_{AB} + g_{AC} = \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{R_i}$ — суммарная проводимость всех резисторов;

k_i — коэффициент, равный 1 или 0 в зависимости от того, подключен резистор R_i к шине B или нет.

Переключение весовых резисторов осуществляется с помощью электромеханических (контактных) или электронных ключей, управляемых сигналами в зависимости от преобразуемого кода. В последнее время все шире применяются *микроэлектронные* (гибридные и монолитные) ЦАП.

Элементы и узлы цифровых измерительных устройств. Цифровые измерительные устройства реализуют с использованием аналоговых и цифровых (логических) узлов, назначение которых в различных устройствах аналогично. Основными функциональными элементами, применяемыми для построения аналоговых узлов, в последнее время стали операционные усилители в гибридном и монолитном интегральном исполнении. Основой же построения цифровых блоков являются схемы, выполняющие логические операции. К аналоговым узлам относят: источники стабильного и изменяющегося по определенному закону напряжения (тока), ключи (коммутаторы аналоговых сигналов), интеграторы, делители напряжения и тока, сравнивающие устройства, предварительные усилители и фильтры. Среди цифровых узлов наибольшее распространение в ЦИП получили: триггеры (элементы с двумя устойчивыми состояниями), счетчики импульсов, логические схемы, запоминающие устройства, дешифраторы, отсчетные устройства, генераторы импульсов и др.

10.5. Характеристики современных цифровых измерительных устройств и перспективы их развития

Большие успехи достигнуты в области построения цифровых приборов для измерения частотно-временны́х параметров электрических сигналов. В частности, разработаны и находятся в стадии внедрения приборы, дающие возможность измерять частоты от 1 Гц до 40 ГГц. Разрешающая способность измерения однократных интервалов уменьшена до единиц пикосекунд. Цифровые фазометры позволяют измерять фазовые сдвиги с погрешностью менее 0,3° в широком диапазоне частот (до 150 МГц).

Погрешности наиболее точных отечественных и зарубежных моделей цифровых вольтметров постоянного тока близки к погрешностям государственных эталонов. Так, погрешность лучших моделей цифровых вольтметров постоянного тока составляет $\pm\left(0{,}001 + 0{,}0001 \frac{U_к}{U_x}\right)$ % на протяжении трех месяцев работы, а порог чувствительности достигает единиц нановольт.

У лучших в мировой практике вольтметров среднего квадратического значения напряжения переменного тока при коэффициенте амплитуды до 7 достигнуто значение приведенной погрешности 0,05 %

в частотном диапазоне от 30 Гц до 100 кГц при разрешающей способности несколько микровольт. Рабочий диапазон частот входных сигналов таких вольтметров достигает 20 МГц. Разработаны электронные цифровые ваттметры, логометры, счетчики электрической энергии и другие средства измерения.

Тенденции развития ЦИП, АЦП и ЦАП направлены на улучшение их метрологических характеристик, расширение функциональных возможностей, повышение надежности, снижение стоимости. Решению этих задач будут способствовать разработка и использование в ЦИП структурных методов повышения точности с использованием интегральных микросхем высокого уровня интеграции. В частности, будут широко использоваться большие интегральные микросхемы микропроцессоров, представляющих собой вычислительно-логические устройства в интегральном исполнении.

Применение микропроцессоров позволяет осуществлять, например, такие функции, как автоматическая калибровка, коррекция систематических погрешностей, диагностика неисправностей, обработка данных, изменение вида функций преобразования прибора и т. д. К таким приборам относится, например, отечественный цифровой мультиметр Щ1531, который обеспечивает работу по 11 программам при основной погрешности 0,01 % [15]. В дальнейшем ожидаются рост производства подобных приборов и улучшение их метрологических характеристик при расширении функциональных возможностей.

10.6. Цифровые информационно-измерительные системы

Согласно ГОСТ 16263—70, *измерительной системой* называется совокупность средств измерений (мер, измерительных приборов и преобразователей) и вспомогательных устройств, соединенных между собой каналами связи, которая предназначена для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для автоматической обработки, передачи и (или) использования в автоматизированных системах управления. Кроме того, информационно-измерительная система (ИИС) должна обеспечить представление измерительной информации в форме, доступной для восприятия человеком в виде именованных чисел, графиков, высказываний, отображающих состояние исследуемого объекта.

ИИС совместно с цифровыми ЭВМ, осуществляющими обработку измерительной информации и выполняющими функции управления работой системы, составляют *измерительно-вычислительные комплексы* (ИВК).

По функциональному назначению ИИС подразделяются на несколько групп.

Одну из групп составляют системы, которые автоматически осуществляют прямые, косвенные, совокупные и совместные измерения, причем три последних вида измерений выполняются путем математической обработки результатов прямых измерений аппаратурным либо программным путем.

К другой группе относятся ИИС, которые выполняют функции измерения и контроля параметров исследуемого объекта. Эти системы именуются *системами автоматического контроля* (САК).

К третьей группе принадлежат системы, выполняющие функции *технической диагностики* (СТД), которые на основании полученной информации об исследуемом объекте дают возможность определить место его повреждения и выявить его причину. Обычно эти системы работают совместно со средствами вычислительной техники и выдают результаты в виде определенных логических выводов либо обобщенных характеристик. Дальнейшим развитием СТД явились ИИС *распознавания образов*.

ИИС может быть либо *автономной*, либо *неавтономной*. Автономность предусматривает восприятия выходной информации человеком-оператором. Если информация предназначена для ввода в иную, более сложную систему (например, автоматизированную систему управления, измерительно-вычислительный комплекс и т. п.), то ИИС неавтономна и является составной частью более сложной системы.

Классификацию ИИС целесообразно проводить по виду входных величин, форме выходной информации, принципам построения системы.

Входные величины могут быть независимыми либо взаимосвязанными, их значения могут изменяться во времени и распределяться в пространстве по определенным законам. Измеряемые величины могут быть непрерывными либо дискретными, активными либо пассивными.

В зависимости от протяженности линии связи различают системы *ближнего* и *дальнего* (телеизмерительные) действия. Важной особенностью телеизмерительных систем является существенное влияние характеристик линии связи на качество работы системы.

По виду информации, курсирующей в ИИС, средства измерения, обработки, хранения и передачи могут быть *аналоговыми, цифровыми* либо *гибридными* (аналого-цифровыми).

По виду организации ИИС различают системы с *жесткими алгоритмами*, *программируемые* и *адаптивные*. Программируемые системы изменяют алгоритм работы в соответствии с различными, заранее известными фазами функционирования объекта исследования, адаптивные — в соответствии с текущей ситуацией.

В связи с усложнением объектов исследования требуется производить измерение и передачу значений значительной совокупности величин. Тракты прохождения всех сигналов должны быть определенным способом разделены, чтобы каждый из сигналов попал к своему адресату. Простейшее разделение — *пространственное,* при котором каждой из измеряемых величин отводится индивидуальная линия связи; иные методы разделения — как *линейные* (временно́е, частотное, по форме сигналов), так и *нелинейные* предполагают передачу сообщений по одной линии связи.

Основные блоки ИИС. В состав обобщенной структурной схемы ИИС входят [25]:

1. Средства первичных измерительных преобразований (блок датчиков).

2. Измерительные устройства, обеспечивающие выработку сигналов измерительной информации.

3. Средства обработки измерительной информации, в которых осуществляется математическая и логическая обработка результатов измерения по определенному алгоритму.

4. Средства транспортировки информации в пространстве (на расстояние) или (и) во времени (хранение). Содержат линии связи и запоминающие устройства.

5. Средства представления информации, содержащие устройства преобразования информации к удобному для потребителя виду, а также устройства индикации и регистрации. Измерительная информация, полученная посредством ИИС, отображается: показаниями группы аналоговых приборов соответственно числу измерительных каналов; показаниями одного прибора, который подключается к выходам измерительных трактов последовательно по времени; с помощью группы цифровых отсчетных устройств; с помощью мнемонических схем; в виде графиков на выходе аналоговых самописцев либо дисплеев (с коментариями в виде знаковой информации), точечных графиков, таблиц, цифр на выходе специальных пишущих машин и соответствующего размещения точек на перфокартах.

Выбор того или иного способа отображения выходной информации ИИС зависит от ее значения, числа измерительных каналов, целей использования полученной информации и т. п.

6. Устройства управления, организующие взаимодействие блоков ИИС согласно заранее заложенной программе либо в соответствии с текущим временем или текущей ситуацией в системе.

В состав ИИС, кроме основных, входят и вспомогательные блоки, обеспечивающие нормальное функционирование системы:

1. Блок адаптации по измеряемому параметру (уменьшающий статистическую либо смысловую избыточность) и по условиям связи (приспосабливающий систему к изменению помеховой обстановки в линии связи).

2. Блоки унификации выходных сигналов датчиков, осуществляющие преобразования выходной электрической величины последних в унифицированную электрическую, а также смещение нулевого уровня, масштабирование и коррекцию статических и динамических характеристик первичных преобразователей. Унифицированными сигналами являются: напряжение постоянного тока 0...10 мВ, 0...1 В, 0...10 В, —0,25...+ 0,25 В, 0...0,5 В, 0...2 В; сила тока 0...5 мА, 4...20 мА, 0...20 мА, —5...+5 мА, 0...100 мА; частота 50 либо 400 Гц (ГОСТ 9895—78).

Унифицирующие преобразователи (УП) могут быть *индивидуальными* и *групповыми*. В первом случае УП включен на выходе только одного первичного измерительного преобразователя, а в другом — подключается последовательно во времени к выходам отдельных преобразователей совокупности. Если выходным информативным параметром первичного измерительного преобразователя является напряжение либо сила постоянного тока, то УП выполняют чаще всего в виде схемы с модуляцией — демодуляцией, позволяющей гальванически разделить вход и выход УП, включая трансформатор на входе либо выходе усилителя переменного тока. УП можно выполнять с использованием операционных усилителей, в том числе с нелинейными функциями преобразования.

3. Коммутирующие устройства, используемые при временно́м разделении каналов. К коммутаторам ИИС предъявляется ряд требований,

обусловленных условиями их работы и необходимостью обеспечения качественной работы системы. Особо важными характеристиками являются погрешность и быстродействие коммутаторов, но при этом также существенное значение имеют размеры, надежность (ресурс), потребляемая мощность, виброустойчивость и др. В зависимости от конструкции ключевых элементов коммутаторы подразделяются на *контактные* (с механическими контактами) и *бесконтактные,* у которых включение либо отключение канала осуществляется изменением проводимости диодов, транзисторов (в том числе полевых), чувствительных элементов оптоэлектронных и гальваномагнитных устройств. Контактные ключи обладают незначительным сопротивлением в замкнутом состоянии и большим — в разомкнутом. Благодаря этому аддитивная и мультипликативная составляющие погрешности незначительны. Быстродействие контактных ключей мало, их можно использовать на частотах переключения, не превышающих нескольких сотен герц. Бесконтактные ключи могут работать на частотах до десятков и сотен мегагерц, но наряду с этим преимуществом они обладают недостатком, заключающимся в значительно большем сопротивлении в замкнутом состоянии и меньшим в разомкнутом, чем контактные.

По принципу функционирования коммутаторы подразделяются на такие, которые *отключают* либо *закорачивают* неопрашиваемые каналы, и *комбинированные.* Коммутаторы с отключением неопрашиваемых каналов бывают *одно-* и *многоступенчатыми,* в которых каждая из групп первичных преобразователей через выходные ключи соединена со своим групповым коммутатором. Преимуществом многоступенчатого коммутатора является уменьшение количества элементов управления им.

Если ИИС осуществляют не только измерение, но и контроль, то используются задатчики уровней сигнала (уставок) с устройствами сравнения. С их помощью обеспечивается задание в цифровой или аналоговой форме определенных размеров контролируемых величин.

Кроме упомянутых блоков, в состав ИИС входят устройства самоповерки и диагностики, контролирующие работу собственно ИИС с целью увеличения их метрологической и эксплуатационной надежности, блоки питания и т. п.

Как уже упоминалось ранее, применение в составе ИИС электронных вычислительных машин дает возможность строить измерительно-вычислительные комплексы. ИВК, как и ИИС, строят по агрегатно-модульному принципу с обеспечением метрологической, информационной, конструктивной и эксплуатационной совместимости отдельных средств и групп средств и блоков между собой. Кроме того, в ИВК обеспечивается еще и программная совместимость, т. е. унификация, согласованность и нормирование правил обмена информацией между функциональными блоками и модулями.

Этот вид совместимости, как и информационная, и конструктивная совместимости, обеспечивается интерфейсами. Наибольшее распространение при построении сложных ИИС и ИВК в настоящее время получили интерфейс САМАС (Computer Application for Measurment and Control) и приборный интерфейс фирмы «Хьюлетт Паккард» (США), принятый Международной электротехнической комис-

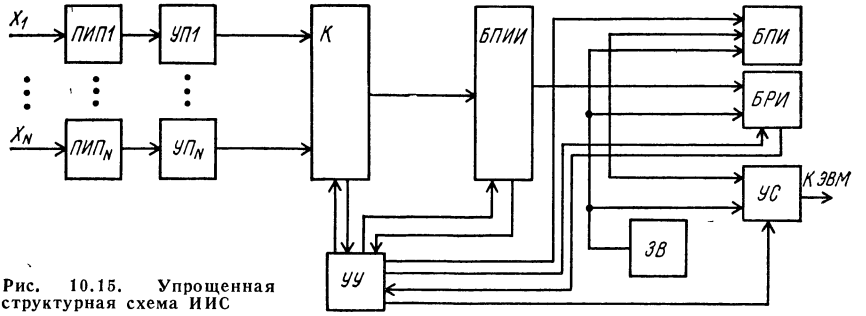


Рис. 10.15. Упрощенная структурная схема ИИС

сией в качестве международного стандарта. Отечественной промышленностью выпускается несколько типов ИВК (например, ИВК-6, ИВК-7 и др.).

Наиболее простыми в построении являются малогабаритные ИИС широкого применения, которые, как правило, строят по схеме, изображенной на рис. 10.15.

В состав системы входят: первичные измерительные преобразователи *ПИП1*,..., *ПИП*$_N$ (блок датчиков), выходы которых подключены через соответствующие преобразователи *УП* ко входам коммутатора *К*; блок преобразования измерительной информации *БПИИ* (можно использовать АЦП либо ЦИП определенного унифицированного электрического сигнала); *БПИ* и *БРИ* — блоки представления и регистрации измерительной информации соответственно; *ЗВ* — задатчик времени (таймер); *УС* — устройство сопряжения и *УУ* — устройство управления работой отдельных блоков и системы в целом.

По такой схеме, в частности, построены отечественные ИИС типов К200, К484/1, К484/2м, К729-11, К-70 и др.

Глава 11. ИЗМЕРЕНИЕ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ

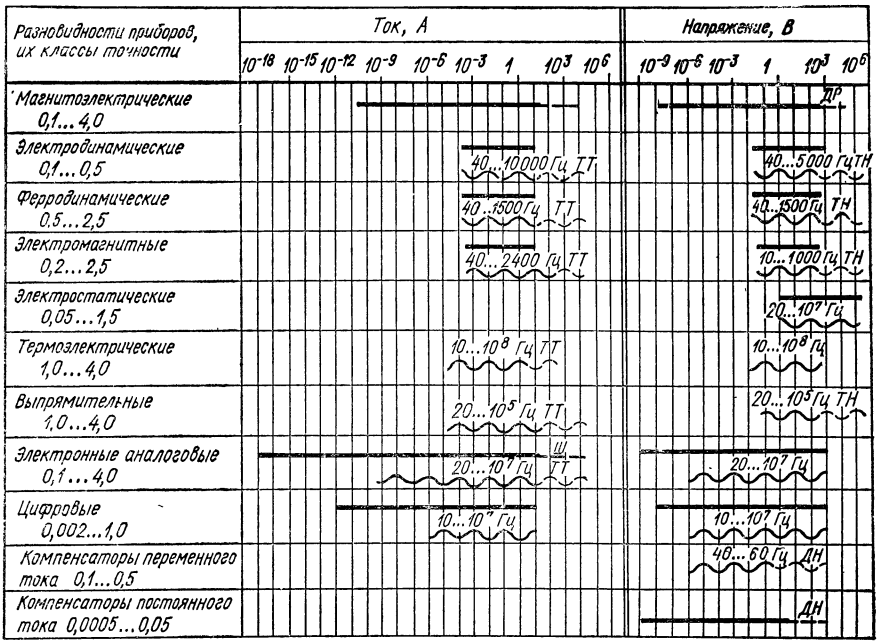
11.1. Общие сведения

Диапазон значений тока и напряжения, измеряемых в современной практике, весьма широк: от 10^{-17} до 10^6 А и от 10^{-9} до 10^6 В; их частотный диапазон составляет от нуля до сотен мегагерц. В табл. 11.1 приведены ориентировочные данные о приборах, наиболее часто применяемых для измерений тока и напряжения.

Выбор приборов должен осуществляться исходя из соответствия их свойств конкретным условиям измерений, а также с учетом особенностей методик измерений, которые рассмотрены в последующих параграфах. При этом следует иметь в виду, что, как правило, наиболее высокий класс точности имеют приборы, пределы измерений которых отвечают средней области диапазонов применения, указанных в табл. 11.1 (примерно от 0,01 до 10 А и от 0,1 до 600 В); с приближением к краям диапазонов, особенно в сторону малых значений тока и напряжения, классы точности снижаются (характеристики конкретных типов приборов приводятся в справочной литературе).

Выбирая метод и средство измерения, следует учитывать не только примерное значение амплитуды и частоты измеряемой величины, допустимую погрешность измерения, ожидаемые значения влияющих величин, но также и мощность цепи, в которой осуществляется измерение. Дело в том, что включение амперметра или вольтметра в эле-

Таблица 11.1



Примечание. Сплошными линиями обозначены диапазоны измерения самими приборами: прямой — постоянных, волнистой — переменных тока и напряжения; штриховые линии обозначают диапазоны измерения при использовании дополнительных преобразователей: шунтов (Ш), добавочных резисторов (ДР), трансформаторов тока (ТТ) и напряжения (ТН), делителей напряжения (ДН).

ктрическую цепь, особенно маломощную, может вызывать изменение измеряемой величины и возникновение погрешности метода.

Действительно, пусть, например, требуется измерить ток I_x потребителя, обладающего сопротивлением R и питаемого от источника э. д. с. E с внутренним сопротивлением R_0. Значение тока I_x в этой цепи

$$I_x = \frac{E}{R + R_0}.$$

После включения в цепь амперметра, имеющего сопротивление R_A, ток в цепи изменится и станет равным $I_A = E/(R + R_0 + R_A)$. Амперметр измерит именно это значение, вследствие чего возникнет погрешность метода, относительное значение которой

$$\delta_{\text{м}\Delta I} = \frac{I_A - I_x}{I_x} = -\frac{R_A}{R + R_0 + R_A},$$

или, учитывая, что

$$I_A^2 R = P_R \text{ и } I_A^2 R_0 = P_{R_0}, \quad I_A^2 R_A = P_A,$$

имеем

$$\delta_{\text{м}\Delta I} = -\frac{P_A}{P_R + P_{R_0} + P_A},$$

откуда видно, что значение погрешности метода зависит от отношения мощности, потребляемой амперметром, к суммарной мощности исследуемой цепи.

В случае измерения падения напряжения U_x на сопротивлении R потребителя имеем соответственно

$$U_x = \frac{ER}{R + R_0},$$

а после включения вольтметра с сопротивлением R_V параллельно сопротивлению R

$$U_V = \frac{E\dfrac{RR_V}{R + R_V}}{R_0 + \dfrac{RR_V}{R + R_V}}.$$

Погрешность метода в этом случае

$$\delta_{\text{м}\Delta U} = \frac{U_V - U_x}{U_x} = -\frac{R/R_V}{1 + \dfrac{R}{R_V} + \dfrac{R}{R_0}},$$

или, с учетом того, что $R/R_V = \dfrac{U^2/R_V}{U^2/R} = P_V/P_R$ и, как правило, $\dfrac{R}{R_V} \ll 1$,

$$\delta_{\text{м}\Delta U} \approx -\frac{P_V/P_R}{1 + R/R_0},$$

откуда следует, что погрешность $\delta_{\text{м}\Delta U}$ пропорциональна отношению мощности вольтметра и потребителя и уменьшается с увеличением отношения сопротивлений R/R_0, а также с увеличением сопротивления вольтметра.

Таким образом, как при измерении тока, так и при измерении напряжения следует выбирать приборы, которые потребляют мощность значительно меньше мощности, рассеиваемой в исследуемой цепи. При измерениях переменных токов и напряжений необходимо считаться также с влиянием реактивных составляющих сопротивлений приборов на режим исследуемой цепи, особенно — на резонансные явления.

Следует заметить, что рассмотренные погрешности метода полностью отсутствуют в тех случаях, когда амперметр или вольтметр остается постоянно включенным в цепь в ее рабочем режиме.

При одновременном включении в цепь амперметра и вольтметра, как это имеет место, например, при измерении мощности (см. п. 12.1)

или сопротивления (см. п. 14.2), к рассмотренным выше погрешностям метода, обусловленным нарушением режима в исследуемой цепи, прибавляются погрешности метода, связанные с местом включения приборов в цепь. Действительно, при включении приборов по схеме рис. 12.1, *а* вольтметр измеряет напряжение U_x, а амперметр — сумму токов $I_x + I_V$, вследствие чего возникает погрешность метода измерения тока

$$\delta_{\text{м}I} = \frac{I_V}{I_x} = \frac{R_x}{R_V} = \frac{P_V}{P_x}.$$

В схеме рис. 12.1, *б* амперметр измеряет ток I_x, а вольтметр — сумму напряжений $U_x + U_A$, и имеет место погрешность метода измерения напряжения

$$\delta_{\text{м}U} = \frac{U_A}{U_x} = \frac{R_A}{R_x} = \frac{P_A}{P_x}.$$

Следовательно, в этом случае необходимо выбирать приборы, потребляющие мощность, значительно меньшую мощности P_x, и применять ту схему их включения, которая обеспечивает минимальную погрешность метода.

11.2. Измерение постоянных тока и напряжения

Для измерения постоянных тока и напряжения наиболее часто используются *магнитоэлектрические* приборы, которым свойственны высокая чувствительность, точность и широкий диапазон измерений. Стрелочные (а также со световым указателем) магнитоэлектрические приборы со встроенными шунтами и добавочными резисторами позволяют измерять ток от 10^{-8} до 50 А и напряжение от 10^{-5} до 1000 В, а гальванометры — обнаруживать ток и напряжение, начиная с 10^{-11} А и 10^{-8} В, причем наиболее точные магнитоэлектрические приборы, предназначенные для измерения средних токов и напряжений (примерно от 10 мкА до 30 А и от 10 мВ до 60 В), имеют классы точности 0,2 и даже 0,1. Магнитоэлектрические вольтметры с наружными добавочными резисторами можно использовать для измерения напряжения до 20 кВ, а милливольтметры с наружными шунтами — для измерения тока до 10 кА.

Основные схемы измерения напряжения и тока приборами прямого преобразования представлены на рис. 11.1. При измерении напряжения вольтметром с добавочным резистором (рис. 11.1, *в*) имеем

$$U_x = U_V + I_V R_{\text{д}} = U_V\left(1 + \frac{R_{\text{д}}}{R_V}\right),$$

где U_V — показание вольтметра; I_V и R_V — ток и сопротивление вольтметра; $R_{\text{д}}$ — сопротивление добавочного резистора.

Номинальный ток добавочного резистора должен совпадать с током полного отклонения вольтметра, а его сопротивление выбирается таким, чтобы множитель $1 + R_{\text{д}}/R_V$ был целым числом, кратным 2, 5 или 10. Класс точности добавочного резистора должен быть выше класса точности вольтметра.

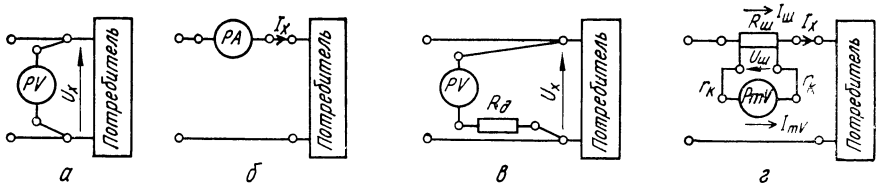


Рис. 11.1. Основные схемы измерения тока и напряжения приборами прямого преобразования

При измерении тока с помощью милливольтметра с шунтом (рис. 11.1, *г*) имеем

$$I_x = I_ш + I_{mV} = \frac{U_ш}{R_ш} + \frac{U_ш}{R_{mV}} = \frac{U_ш}{R_ш}\left(1 + \frac{R_ш}{R_{mV}}\right),$$

где $U_ш$, $I_ш$, $R_ш$ — падение напряжения на шунте, его ток и сопротивление; R_{mV}, I_{mV} — сопротивление и ток милливольтметра.

Милливольтметр подключается к потенциальным зажимам шунта калиброванными проводами ($r_к$) с нормированным сопротивлением, равным 0,035 Ом для пары проводов. Падение напряжения на проводах U_{mV} учитывается при градуировке милливольтметра, поэтому его показание определяется падением напряжения на шунте, т. е. $U_{mV} = U_ш$.

При $\frac{I_{mV}}{I_ш} \leqslant 0{,}003K$, где K — класс точности шунта, значением тока I_{mV} пренебрегают (погрешность от этого пренебрежения не превышает $0{,}3K$) и значение I_x определяют по формуле

$$I_x = \frac{U_{mV}}{R_ш} = \frac{U_{mV}}{U_{ш\,ном}} I_{ш\,ном},$$

где $U_{ш\,ном}$, $I_{ш\,ном}$ — номинальные значения напряжения и тока шунта.

Номинальное напряжение шунта и предел измерения милливольтметра должны совпадать; класс точности шунта должен быть выше класса точности милливольтметра.

Для измерения токов, превышающих 10 кА (что соответствует максимальному значению номинального тока серийных шунтов), можно воспользоваться параллельным соединением нескольких шунтов, при котором потенциальные зажимы всех включенных параллельно в цепь измеряемого тока шунтов соединяются калиброванными проводами с зажимами милливольтметра.

Для измерения самых больших токов, а также при измерении тока в цепях высокого напряжения, когда для защиты обслуживающего персонала необходимо изолировать цепь измерительного прибора от высокого напряжения, применяют измерительные трансформаторы постоянного тока (см. п. 7.2) совместно с магнитоэлектрическими измерителями.

Электродинамические приборы по точности не уступают магнитоэлектрическим, однако их диапазоны измерений намного у́же (от 1 мА до 10 А по току и от 1 до 600 В по напряжению) и они потребляют значительно бо́льшую мощность; поэтому их применение на постоянном токе ограничено. Из-за сравнительно узких диапазонов измерений, большой мощности потребления и невысокой точности не находят

широкого применения на постоянном токе также *ферродинамические* и *электромагнитные* приборы.

Существенное преимущество по сравнению с перечисленными выше приборами имеют *электростатические* вольтметры: на постоянном токе они практически не потребляют мощности от исследуемого объекта — их входное сопротивление может достигать 10^{14} Ом, что определяет особую целесообразность их применения для измерения напряжения в маломощных цепях. Немаловажное практическое значение имеет также возможность применения электростатических вольтметров для прямых измерений высоких напряжений до 300 кВ.

Наиболее широкие возможности измерений постоянных напряжения и тока имеют аналоговые и цифровые *электронные* приборы. В частности, измерение самых малых токов (начиная с 10^{-17} А) позволяют осуществлять электронные электрометры с модуляторами на динамических конденсаторах, а самые низкие напряжения (начиная с 10^{-9} В) — приборы с фотогальванометрическими усилителями. Важными положительными свойствами электронных приборов является их широкодиапазонность (от пикоампер до десятков ампер и от нановольт до киловольт), ничтожно малое потребление энергии от исследуемого объекта и высокая точность: наиболее точные аналоговые электронные приборы постоянного тока имеют класс точности 0,2, а цифровые — даже 0,002. К преимуществам цифровых приборов следует отнести также их высокое быстродействие, автоматический выбор диапазона измерений и определение полярности измеряемой величины, а также возможность передачи и регистрации результатов измерений.

Наиболее точные измерения тока и напряжения осуществляются с помощью к о м п е н с а т о р о в постоянного тока.

Если измеряемое напряжение U_x не превышает верхнего предела измерения компенсатора, то оно подается непосредственно на зажимы X компенсатора и после уравновешивания напряжением компенсатора $U_к$ определяется по показанию его декад (реохорда). Погрешность измерения зависит от класса точности компенсатора и при использовании наиболее точных компенсаторов может не превышать 0,001... ...0,002 %.

Следует, однако, иметь в виду, что точность измерений, соответствующая классу точности компенсатора, может быть обеспечена только при достаточной плавности регулирования компенсационного напряжения, которая в свою очередь зависит от чувствительности нуль-индикатора. Согласно ГОСТ 9245—79, чувствительность должна быть такой, чтобы изменению компенсационного напряжения на значение, соответствующее цене ступени младшей декады или цене деления измерительного реохорда, соответствовало отклонение указателя нуль-индикатора не менее чем на два деления в случае светового указателя и на одно деление — для стрелочного нуль-индикатора.

Недостаточная чувствительность вынуждает экспериментатора при уравновешивании компенсатора ограничиться более грубыми ступенями регулировки компенсационного напряжения, что приводит к увеличению погрешности квантования $\delta_{кв}$, предельное значение которой

$$|\delta_{кв}|_{пр} = \frac{0{,}5\Delta U_к}{U_к} 100\ \%, \qquad (11.1)$$

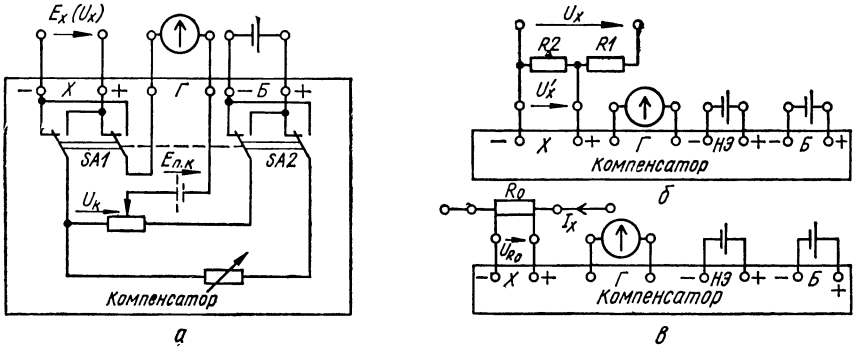


Рис. 11.2. Схемы измерения напряжения и тока компенсатором постоянного тока

где $\Delta U_к$ — цена ступени младшей используемой декады компенсатора.

Для проверки чувствительности можно пользоваться выражением для напряжения $U_г$ нуль-индикатора, возникающего при разности между напряжениями $U_к$ и U_x, равной $\Delta U_к$, которое легко получить, используя теорему об эквивалентном генераторе:

$$U_г = I_г R_г = \frac{\Delta U_к R_г}{R_г + R_{эк.к} + R_{эк.x}}, \qquad (11.2)$$

где $R_г$ — сопротивление нуль-индикатора; $R_{эк.к}$, $R_{эк\,x}$ — эквивалентные сопротивления цепей компенсатора и измеряемого напряжения.

Учитывая, что $U_г = C_U\alpha = R_г C_I \alpha$ (где C_U, C_I — постоянные нуль-индикатора по напряжению и по току; α — отклонение его указателя), для заданных значений $R_г$, $R_{эк\,к}$, $R_{эк\,x}$, $\Delta U_к$, C_U или C_I с помощью этого выражения можно определить ожидаемое значение отклонения указателя α или, задаваясь значением $\alpha = 1...2$ дел.,— максимально допустимое значение C_U (или C_I) нуль-индикатора.

Наиболее высокие требования к чувствительности нуль-индикатора предъявляются при измерении низких напряжений, когда применяются компенсаторы с малым значением единицы младшей декады (10^{-6}, 10^{-7} В), а также при измерении напряжений высокоомных источников (т. е. когда велико $R_{эк\,x}$).

При измерении низких напряжений (например, порядка единиц милливольт) заметные погрешности могут вызывать паразитные термо-э. д. с. $E_{п\,к}$, возникающие в цепи компенсатора из-за термоэлектрической неоднородности проводниковых материалов, используемых в цепи компенсатора, и градиентов температур, возникающих, например, вследствие выделения теплоты от трения в контактах декадных переключателей, неравномерного нагрева конструкции компенсатора и т. п. Чтобы устранить их влияние, в компенсаторах применяют переключатели полярности (*SA1* и *SA2* на упрощенной схеме рис. 11.2, *а*), которые позволяют одновременно изменять направление рабочего тока и полярность подключения измеряемого напряжения. Уравновесив компенсатор при двух положениях переключателей и учитывая, что полярность и значение паразитной термо-э. д. с. во время этих

уравновешиваний остаются постоянными, имеем

$$U'_к = U_x + E_{п.к}; \quad -U''_к = -U_x + E_{п.к},$$

откуда получаем результат измерений

$$U_x = \frac{U'_к + U''_к}{2},$$

свободный от влияния паразитной э. д. с. $E_{п.к}$.

Применение переключателей полярности не позволяет, однако, устранить влияние на результат измерения паразитных термо-э. д. с., которые могут возникать в цепи измеряемого напряжения, в том числе, например, в проводах, используемых для его подключения к компенсатору, и в контактах. Поэтому при измерении низких напряжений особое внимание следует уделить выполнению измерительной цепи из однородных в термоэлектрическом отношении проводников и устранению градиентов температур между отдельными ее участками (следует избегать размещения измерительной цепи вблизи отопительных батарей, под прямыми лучами солнца и т. п.).

Если измеряемое напряжение превышает предел измерения компенсатора (который у большинства современных серийных компенсаторов составляет 2,1 В), используют делители напряжения. Измерив напряжение U'_x на выходе делителя (рис. 11,2, *б*), получают

$$U_x = U'_x K_д = U_к K_д,$$

где $K_д$ — коэффициент деления напряжения. Погрешность измерения напряжения увеличивается при этом незначительно, потому что, как правило, делитель напряжения берется более высокого класса точности, чем компенсатор.

Коэффициент деления $K_д$ следует выбирать таким, чтобы напряжение $U'_x = \frac{U_x}{K_д}$ не превышало верхнего предела измерения компенсатора $U_н$, но и было не меньше $U_{к\,min}$, при котором погрешность измерения не превышает допустимого значения, т. е.

$$U_{к\,min} \leqslant \frac{U_x}{K_д} \leqslant U_н.$$

Серийные делители напряжения для компенсаторов выпускаются классов точности 0,0005; 0,001; 0,002; 0,005; они имеют коэффициенты деления 10; 10^2; 10^3; 10^4 и предназначаются для измерений напряжения до 1000 В.

Для измерения тока I_x в цепь включают резистор с точно известным сопротивлением R_0 (рис. 11.2, *в*) и измеряют с помощью компенсатора падение напряжения на нем (U_{R_0}). Поскольку $I_x = \frac{U_{R_0}}{R_0}$, погрешность измерения тока состоит из погрешностей сопротивления резистора δ_{R_0} и измерения напряжения U_{R_0}.

Значение сопротивления R_0 выбирают из условия, чтобы падение напряжения U_{R_0} не превышало верхнего предела измерения компенсатора $U_н$, но и было не меньше $U_{к\,min}$, при котором погрешность измерения не превышает допустимого значения, т. е. $U_{к\,min} \leqslant I_x R_0 \leqslant U_н$, а также учитывая, что мощность, рассеиваемая в сопротивлении R_0 при протекании тока I_x, не должна превышать номинального значения $P_{ном}$, т. е. $I_x^2 R_x \leqslant P_{ном}$.

11.3. Измерение переменных тока и напряжения

Для измерения действующего значения переменных тока и напряжения промышленной частоты чаще всего пользуются электромагнитными, электродинамическими и ферродинамическими приборами, а на повышенных частотах — термоэлектрическими, электростатическими, выпрямительными и электронными (аналоговыми и цифровыми). Среднее выпрямленное и амплитудное значения измеряют выпрямительными и электронными приборами.

Средняя область значений переменных тока и напряжения (примерно от 10 мА до 10 А и от 1 до 600 В) охватывается диапазонами измерений приборов всех перечисленных выше систем (см. табл. 11.1), однако при выборе конкретных типов приборов следует учитывать их отличительные свойства. В частности, высокоточные электродинамические приборы можно применять только для измерений в сравнительно мощных цепях, так как значительное потребление мощности этими приборами может вызывать большие погрешности метода (падение напряжения на миллиамперметрах этой системы может быть порядка 10 В, а ток низкопредельных вольтметров — порядка 0,1 А). Это же замечание относится к электромагнитным и ферродинамическим приборам. Наиболее пригодными для применения в маломощных цепях являются электростатические, электронные и выпрямительные приборы, однако последние, как правило, имеют погрешности от несинусоидальности формы кривой измеряемых тока и напряжения.

Для измерений тока менее 1 мА и напряжения ниже 0,1 В применимы только электронные приборы, нижние пределы измерений которых достигают 10^{-9} А и 10^{-6} В. Измерения очень малых токов (до 10^{-12} А) можно также осуществлять путем измерения падения напряжения на резисторе с помощью электронного вольтметра. Самый высокий предел измерения по току имеют электромагнитные амперметры (300 А), по напряжению — электростатические вольтметры (300 кВ).

Для расширения диапазонов измерения амперметров переменного тока применяются измерительные трансформаторы тока. Соответствующие схемы измерений тока в одно- и трехфазных цепях представлены на рис. 11.3, *а*...*в*. Для схемы рис. 11.3, *а* имеем

$$I_x = k_I I_A,$$

где k_I — коэффициент трансформации трансформатора тока.

Погрешность измерения включает в себя погрешности амперметра и коэффициента трансформации трансформатора тока. Чтобы уменьшить влияние последней, класс точности измерительного трансформатора берут всегда выше класса точности амперметра. Если напряжение цепи превышает 600 В, вторичную обмотку и корпус трансформатора заземляют.

Схему, представленную на рис. 11.3, *а*, можно использовать и в трехфазных цепях для измерений токов отдельных фаз. Преимущество схемы, представленной на рис. 11.3, *б*, состоит в возможности измерения токов всех трех фаз трехпроводной цепи при использовании всего

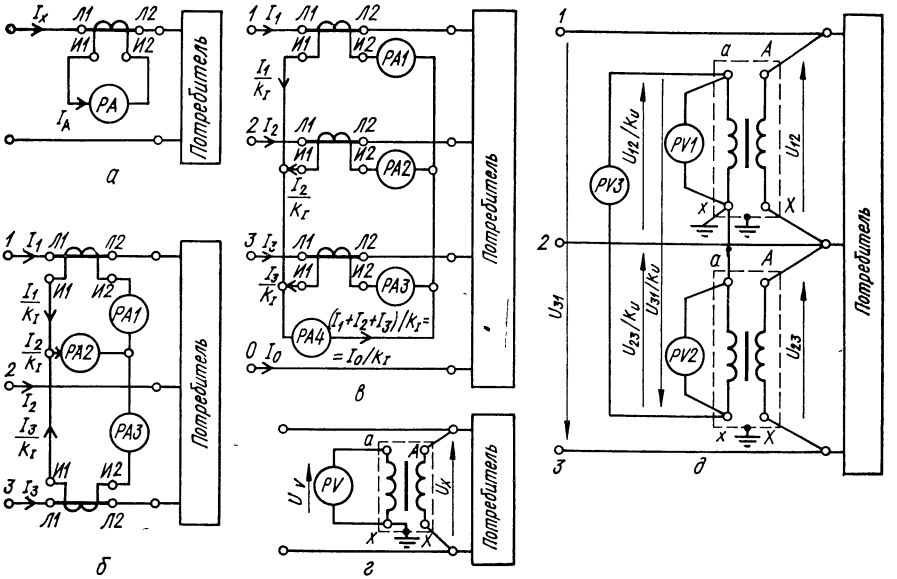


Рис. 11.3. Схемы измерения переменного тока и напряжения с применением измерительных трансформаторов

лишь двух трансформаторов тока. При равенстве коэффициентов трансформации k_I обоих трансформаторов показание амперметра *PA2* будет пропорционально геометрической сумме $I_1 + I_3$, которая в трехпроводной трехфазной цепи по модулю равняется току I_2 при любом распределении нагрузки между фазами. Аналогично в четырехпроводной трехфазной цепи можно измерять четыре тока, применяя лишь три трансформатора тока (рис. 11.3, *в*).

В тех случаях, когда необходимо производить измерение тока без разрыва цепи, по которой он протекает, можно воспользоваться трансформатором тока с разъемным магнитопроводом в виде клещей (см. п. 7.2).

Напряжения, превышающие 600 В, измеряют, используя измерительные трансформаторы напряжения (рис. 11.3, *г* и *д*). Для схемы рис. 11.3, *г*

$$U_x = k_U U_V$$

где k_U — коэффициент трансформации трансформатора напряжения.

На погрешность измерения влияет погрешность коэффициента трансформации трансформатора напряжения; поэтому необходимо, чтобы его класс точности был выше класса точности вольтметра. Для измерений высокого напряжения в трехфазных цепях удобно применять схему рис. 11.3, *д*, в которой для измерений трех линейных напряжений используются только два трансформатора напряжения.

Компенсаторы переменного тока применяются для измерений переменных тока и напряжения главным образом в тех случаях, когда кроме модуля необходимо определить и фазу измеряемой величины.

Общие принципы их применения такие же, как и компенсаторов постоянного тока: в частности, для расширения пределов измерения напряжения применяют делители напряжения; измерение тока осуществляется путем измерения падения напряжения на известном сопротивлении; остаются в силе и рекомендации к выбору значений образцового сопротивления и коэффициента деления делителя. Однако применение этих компенсаторов имеет ряд особенностей. Так, в делителях напряжения, а также в качестве R_0 при измерении тока применяют безреактивные или частотно-скомпенсированные резисторы. Возможно также использование индуктивных или емкостных делителей напряжения (особенно на повышенных частотах).

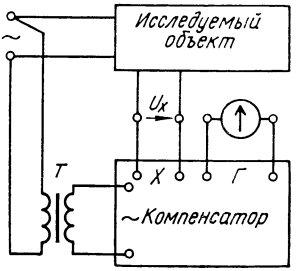


Рис. 11.4. Схема измерения напряжения компенсатором переменного тока

Выполнение условий компенсации возможно только при равенстве частот компенсирующего и измеряемого напряжений, поэтому цепи рабочего тока и исследуемого объекта должны питаться от одного источника. Гальваническое разделение этих цепей обеспечивается за счет трансформатора *T* (рис. 11.4).

Компенсаторы переменного тока и приборы прямого преобразования обеспечивают измерение тока и напряжения с погрешностью не менее 0,1 %. Для более точных измерений применяются к о м п а р а т о р ы (от латинского «compraro» — сравниваю) — устройства для сравнения переменного тока (напряжения) с постоянным током (напряжением). Упрощенные схемы измерений тока и напряжения с помощью наиболее распространенных на практике термоэлектрических компараторов представлены на рис. 11.5. Сравнение действующих значений постоянного и переменного токов осуществляется с помощью термоэлектрического преобразователя *ТП* (рис. 11.5, *а*), содержащего нагреватель и термопару, и милливольтметра. Сначала переключатель *SA* ставят в положение *1* и по нагревателю пропускают измеряемый переменный ток, что вызывает нагрев рабочего спая термопары и

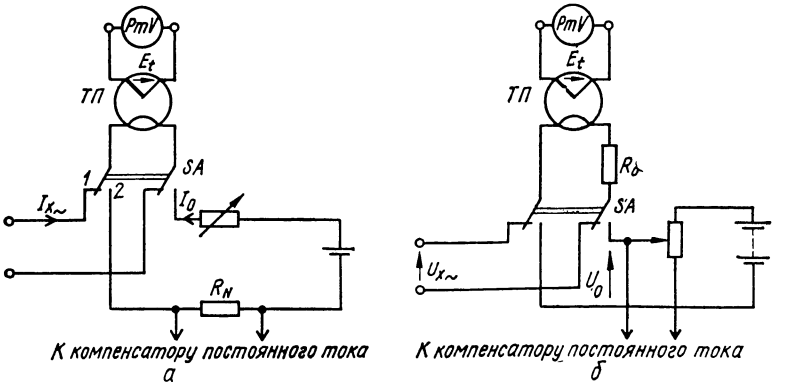


Рис. 11.5. Упрощенные схемы измерения переменного тока (*а*) и напряжения (*б*) с применением термоэлектрического компаратора

появление на ее свободных концах э. д. с.

$$E_{t_x} = k_п I_x^2,$$

где $k_п$ — коэффициент преобразования *ТП*; I_x — действующее значение тока.

Измерив с помощью милливольтметра значение E_{t_x}, переключают *SA* в положение *2* и регулируют значение постоянного тока I_0 до получения э. д. с. E_{t_0}, равной E_{t_x}. Учитывая, что $E_{t_0} = k_п I_0^2$ (значение $k_п$ для постоянного и переменного тока остается одинаковым), имеем $I_x^2 = I_0^2$, т. е. $I_0 = I_x$ (для действующих значений), и, измерив значение I_0 с помощью компенсатора постоянного тока, определяем I_x.

Схема измерения напряжения (рис. 11.5, *б*) отличается наличием добавочного резистора $R_д$ к нагревателю. Для расширения диапазона измерения компаратора по току используют шунты, по напряжению — добавочные резисторы.

Погрешность измерений переменного тока (напряжения) состоит из погрешности измерения постоянного тока (напряжения) и погрешности сравнения значений I_x и I_0 (U_x и U_0). Последняя зависит в основном от равенства значений $k_п$ на переменном и постоянном токе; она растет с увеличением частоты из-за влияния поверхностного эффекта на сопротивление нагревателя и увеличения паразитных проводимостей. Чтобы повысить точность «запоминания» э. д. с., вместо милливольтметра используют компенсатор постоянного тока.

Промышленные образцы термоэлектрических компараторов обеспечивают измерение переменных тока и напряжения в диапазоне от 10^{-5} до 10 А и от 0,05 до 300 В с погрешностью порядка 0,02...0,2 % в диапазоне частот 20 Гц ... 200 кГц.

Для измерений несинусоидальных токов и напряжений следует пользоваться приборами, рабочий частотный диапазон которых охватывает все те гармонические составляющие исследуемого сигнала, пренебрежение которыми недопустимо по условиям требуемой точности измерений. В частности, для измерений действующих значений несинусоидальных токов и напряжений лучше всего пользоваться термоэлектрическими, электродинамическими, электростатическими и электронными приборами, для измерений средних выпрямленных значений — электронными, градуированными в средних выпрямленных значениях; а для измерений амплитудных значений напряжений — электронными пиковыми вольтметрами.

Большинство выпрямительных и многие электронные приборы имеют шкалы, градуированные в действующих значениях переменного тока и напряжения, в то время как на самом деле их показания пропорциональны средним или амплитудным значениям. Несмотря на широкий рабочий диапазон частот, такие приборы не следует использовать для измерений действующих значений несинусоидальных токов и напряжений, так как они градуируются для строго синусоидальной формы кривой и при отклонениях от синусоидальности могут давать значительные погрешности.

Для наблюдения и регистрации мгновенных значений несинусоидальных токов и напряжений можно пользоваться электронными и электромеханическими осциллографами.

Глава 12. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ, ЭНЕРГИИ И КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

12.1. Измерение мощности в цепях постоянного тока

Мощность в цепи постоянного тока можно определить, измерив ток и напряжение с помощью амперметра и вольтметра (рис. 12.1):

$$P = U_V I_A,$$

где U_V и I_A — показания вольтметра и амперметра.

Погрешность измерения состоит из погрешностей вольтметра и амперметра и погрешности метода. Последняя обусловлена потреблением мощности приборами и зависит от схемы их включения (см. п. 11.1). Для схемы рис. 12.1, *а* имеем $U_V = U_x$; $I_A = I_x + I_V$, откуда

$$P_1 = U_x(I_x + I_V) = P_x + P_V,$$

где $P_x = U_x I_x$ — значение измеряемой мощности; $P_V = U_x I_V$ — мощность, потребляемая вольтметром.

Значение мощности, определенное по показаниям приборов в этой схеме, превышает значение P_x на величину P_V, т. е. имеет место положительная относительная погрешность метода

$$\delta_{м1} = \frac{P_V}{P_x}.$$

Соответственно для схемы рис. 12.1, *б*, $I_A = I_x$; $U_V = U_x + U_A$, откуда

$$P_2 = (U_x + U_A) I_x = P_x + P_A,$$

где $P_A = U_A I_x$ — мощность, потребляемая амперметром, и относительная погрешность метода

$$\delta_{м2} = \frac{P_A}{P_x}.$$

Таким образом, значение погрешности метода для обеих схем зависит от отношения мощности, потребляемой соответствующим прибором, к измеряемой. При измерении сравнительно больших мощностей это отношение пренебрежимо мало; при измерении небольших мощностей следует выбирать схему, обеспечивающую меньшее значение погрешности метода. При необходимости эту погрешность можно уменьшить, введя поправку на мощность, потребляемую приборами и определяя P_x по формулам:

для схемы рис. 12.1, *а*

$$P_x = U_V I_A - P_V;$$

для схемы рис. 12.1, *б*

$$P_x = U_V I_A - P_A.$$

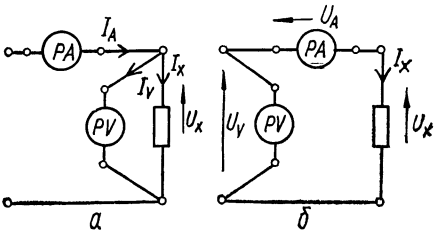


Рис. 12.1 Схемы измерения мощности в цепи постоянного тока с помощью амперметра и вольтметра

Значение P_V или P_A можно определить, исходя из параметров

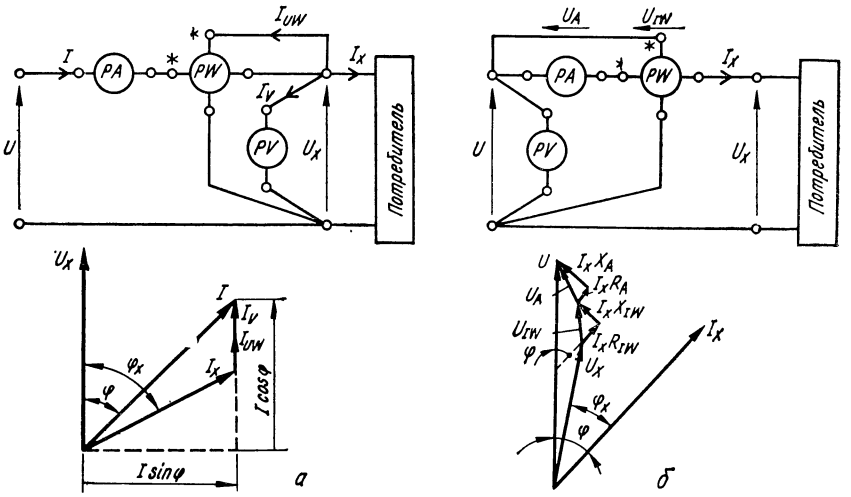


Рис. 12.2. Схемы измерения мощности в цепях постоянного и однофазного переменного токов с помощью ваттметров

приборов и их показаний. Степень уменьшения погрешности метода в этом случае зависит от точности определения значений P_V и P_A.

Для измерений мощности с помощью амперметра и вольтметра наиболее часто пользуются магнитоэлектрическими приборами, которые обеспечивают широкий диапазон измерений и сравнительно высокую точность (см. табл. 11.1). Измерения с наивысшей точностью производят, используя для измерения тока и напряжения компенсаторы постоянного тока или цифровые приборы.

При использовании электронных амперметров и вольтметров с заземленными входами следует учитывать заземления генератора и исследуемого объекта. Если последний заземлен, используют схему рис. 12.1, *а* с включением амперметров в нижний провод, а в случае заземления генератора — схему рис. 12.1, *б* с аналогичным включением амперметра.

Недостатком метода амперметра и вольтметра является необходимость одновременного отсчета показаний двух приборов и выполнения вычислений. Более удобен метод прямого измерения мощности ваттметром, где также возможно применение двух схем (рис. 12.2, *а* и *б*).

Чтобы не перегрузить обмотки ваттметра, для контроля напряжения и тока в цепь включают амперметр и вольтметр. Результат измерения определяется по показанию ваттметра:

$$P = C_W N_W,$$

где C_W и N_W — постоянная и отсчет по шкале ваттметра.

Погрешность измерения, кроме погрешности ваттметра, содержит также погрешность метода, обусловленную потреблением мощности измерительными приборами. Для анализа и оценки погрешности метода можно воспользоваться выражениями (12.1) ... (12.4), приведенными ниже. Желая уменьшить погрешность метода, следует для определения P_x воспользоваться выражениями (12.5) или (12.6).

Несмотря на удобства, ваттметры на постоянном токе имеют ограниченное применение, прежде всего, из-за сравнительно узкого диапазона измерения. Так, электродинамические и ферродинамические ваттметры выпускаются на токи от 0,01 до 10 А и напряжения от 30 до 600 В, что значительно у́же диапазона измерений амперметров и вольтметров постоянного тока (см. табл. 11.1).

12.2. Измерение мощности в цепях однофазного переменного тока

Измерение активной мощности. Для измерений активной мощности в цепях однофазного переменного тока применяются ваттметры — электро- и ферродинамические на частотах до 10 000 Гц, термоэлектрические и электронные — на более высоких частотах.

Как видно из схем рис. 12.2 и соответствующих векторных диаграмм токов и напряжений, кроме мощности исследуемого объекта ваттметр измеряет мощность, потребляемую измерительными приборами, что вызывает погрешность метода. В частности, для схемы рис. 12.2, *а* мощность, измеренная ваттметром

$$P_1 = C_W N_W = P_x + P_V + P_{UW}, \tag{12.1}$$

откуда погрешность метода

$$\delta_{м1} = \frac{P_V + P_{UW}}{P_x}, \tag{12.2}$$

где P_V и P_{UW} — мощности, потребляемые вольтметром и цепью напряжения ваттметра. Для схемы рис. 12.2, *б* соответственно

$$P_2 = C_W N_W = P_x + P_A + P_{IW}; \tag{12.3}$$

$$\delta_{м2} = \frac{P_A + P_{IW}}{P_x}, \tag{12.4}$$

где P_A и P_{IW} — мощности, потребляемые амперметром и цепью тока ваттметра.

При измерении сравнительно больших мощностей, когда мощность, потребляемая приборами, а соответственно, и погрешность метода пренебрежимо малы, можно применить любую схему. Измеряя малые мощности, необходимо выбрать ту схему, для которой значение погрешности метода меньше.

Погрешность метода можно уменьшить, если внести поправку на мощность, потребляемую приборами, и определить P_x по формулам:

для схемы рис. 12.2, *а*

$$P_x = C_W N_W - (P_V + P_{UW}) = C_W N_W - \left(\frac{U_x^2}{R_V} + \frac{U_x^2}{R_{UW}}\right); \tag{12.5}$$

для схемы рис. 11.2, *б*

$$P_x = C_W N_W - (P_A + P_{IW}) = C_W N_W - (I_x^2 R_A + I_x^2 R_{IW}), \tag{12.6}$$

где R_V, R_A, R_W, R_{IW} — значения активного сопротивления вольтметра, амперметра, цепей напряжения и тока ваттметра. На практике в этом случае пользуются схемой рис. 12.2, *а*, так как мощность,

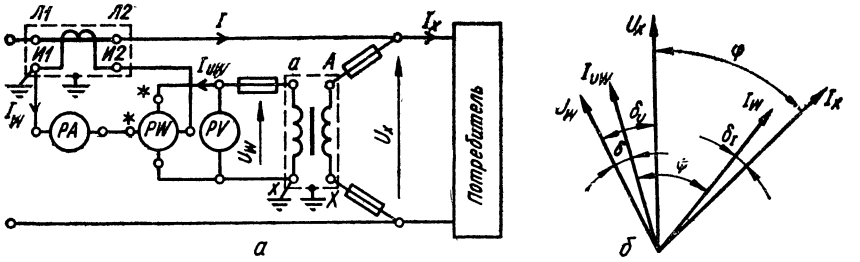


Рис. 12.3. Схема измерения мощности ваттметром с применением измерительных трансформаторов

потребляемую вольтметром и параллельной обмоткой ваттметра, можно определить более точно: сопротивление вольтметра и параллельной цепи ваттметра обозначается на этих приборах с погрешностью, не превышающей их класса точности, а для сопротивления амперметра и токовой цепи ваттметра даются только приближенные значения. Значение поправки ($P_V + P_{UW}$) для схемы рис. 12.2, *а* можно также определить экспериментально по показанию ваттметра, полученному при отключении потребителя и обеспечении неизменного показания вольтметра.

Уточненное значение тока I_x (рис. 12.2, *а*) можно определить по формуле

$$I_x = \sqrt{(I \sin \varphi)^2 + (I \cos \varphi - I_V - I_{UW})^2}, \qquad (12.7)$$

где I — показание амперметра; $I_x = \frac{U_x}{R_V}$ и $I_{UW} = \frac{U_x}{R_{UW}}$ — токи вольтметра и цепи напряжения ваттметра; $\cos \varphi = \frac{C_W N_W}{U_x I}$ — косинус угла сдвига фаз между напряжением U_x и током I. Отметим, что в схеме, представленной на рис. 12.2 *а*, целесообразно использовать электростатический или электронный вольтметр, током и мощностью которого можно, как правило, пренебречь.

При измерении малых мощностей и, особенно, при малых значениях $\cos \varphi$ (когда значение φ близко к 90°), следует пользоваться малокосинусными ваттметрами с $\cos \varphi = 0{,}1$, которые в этом случае обеспечивают более высокую точность благодаря большему отклонению указателя и малому значению угловой погрешности. Электродинамические малокосинусные ваттметры позволяют измерять мощность начиная с 0,1 Вт, электронные — с 10^{-7} Вт.

Непосредственное включение ваттметра в цепь применяется обычно при значениях тока и напряжения до 10 А и 600 В соответственно. Если измеряемый ток превышает 10 А, применяют трансформаторы тока, а при напряжении выше 600 В — трансформаторы тока и напряжения (рис. 12.3). Для защиты обслуживающего персонала от высокого напряжения заземляют вторичные обмотки и корпуса измерительных трансформаторов. Чтобы заземление вторичной обмотки трансформатора напряжения сохранялось при перегорании предохранителя, последний должен подключаться к незаземленному концу обмотки.

Результат измерения мощности для схемы, представленной на рис. 12.3, определяется как

$$P = C_W N_W k_I k_U,$$

где k_I, k_U — значения коэффициентов трансформации тока и напряжения.

Соответственно относительная погрешность измерения мощности

$$\delta_P = \delta_W + f_I + f_U + \delta_{\varphi_{I,U}} + \delta_м, \qquad (12.8)$$

где δ_W — относительная погрешность ваттметра; f_I, f_U — погрешности коэффициентов трансформации; $\delta_{\varphi_{I,U}}$ — угловая погрешность измерения; $\delta_м$ — погрешность метода.

Погрешность $\delta_м$, аналогично как и для схемы рис. 12.2, *а*, определяется мощностью, потребляемой соответствующими приборами, но с учетом мощности, потребляемой измерительным трансформатором напряжения.

Значение угловой погрешности (%)

$$\delta_{\varphi_{I,U}} = 0{,}03\,(\delta + \delta_I - \delta_U)\,\mathrm{tg}\,\varphi, \qquad (12.9)$$

где δ, δ_U и δ_I — значения угловых погрешностей ваттметров, трансформатора напряжения и трансформатора тока (в минутах); φ — фазовый сдвиг между током и напряжением (знаки в последней формуле соответствуют случаю, представленному на рис. 12.3, *б*, когда величины δ, δ_U, δ_I и φ имеют положительные значения).

Угловые погрешности измерительных трансформаторов могут особенно увеличить погрешность измерения при измерениях мощности в цепях с малым $\cos\varphi$, когда значение $\mathrm{tg}\,\varphi$ возрастает; поэтому в этом случае следует выбирать измерительные трансформаторы, обладающие возможно меньшими угловыми погрешностями.

Измерение реактивной мощности в однофазных цепях не имеет большого практического значения, поэтому однофазные варметры серийно не выпускаются. Реактивную мощность однофазного потребителя при синусоидальных токах и напряжениях можно определить, измерив его активную и полную мощности с помощью ваттметра, амперметра и вольтметра:

$$Q_x = \sqrt{(U_x I_x)^2 - P_x^2}.$$

12.3. Измерение активной мощности в цепях трехфазного тока

Для измерения активной мощности в цепях трехфазного тока можно применить однофазные ваттметры, включив их на соответствующие токи и напряжения, или трехфазные ваттметры, объединяющие в одном приборе два или три однофазных измерительных механизма, которые включаются в трехфазную цепь согласно схемам, аналогичным соответствующим схемам включения однофазных ваттметров.

Рассмотрение схем измерения активной мощности в трехфазных цепях удобно начать с простейших принципиальных схем прямого включения ваттметров (без измерительных трансформаторов), которые применяются при напряжении до 600 В и токе до 10 А.

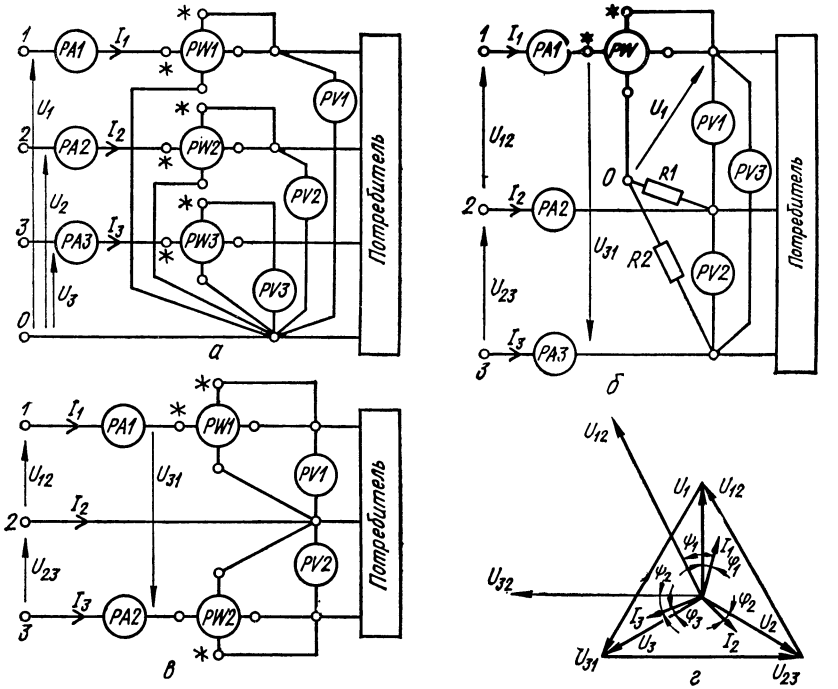


Рис. 12.4. Схемы измерения активной мощности в трехфазной цепи

В четырехпроводной цепи в общем случае несимметрии применяются три однофазных ваттметра, включенных на фазные напряжения и токи (рис. 12.4, *а*). Значение мощности определяется суммой показаний трех ваттметров:

$$P = P_1 + P_2 + P_3.$$

При полной симметрии напряжений, токов и фазовых сдвигов между ними можно воспользоваться одним из ваттметров, показание которого следует умножить на 3. Аналогичные схемы применяются в трехпроводной цепи, когда нагрузка соединена звездой.

Если в трехпроводной цепи нельзя подключиться к нулевой точке или нагрузка соединена треугольником, при полной симметрии токов и напряжений можно использовать схему рис. 12.4, *б*, в которой резисторы *R1*, *R2* и цепь напряжения ваттметра образуют искусственную нулевую точку. Значения сопротивлений резисторов *R1*, *R2* и цепи напряжения ваттметра должны быть одинаковыми. Показание ваттметра здесь тоже умножается на 3.

В трехпроводной цепи, даже при несимметрии токов и напряжений, можно применить два ваттметра, токовые цепи которых включаются в любые две линии, а цепи напряжения подсоединяются к ним генераторными концами и другими концами — к свободной линии (рис. 12.4, *в*). Учитывая векторную диаграмму (рис. 12.4, *г*), для мощности трехфазной цепи имеем

$$P = U_{12}I_1 \cos \psi_1 + U_{32}I_3 \cos \psi_2 = P_1 + P_2,$$

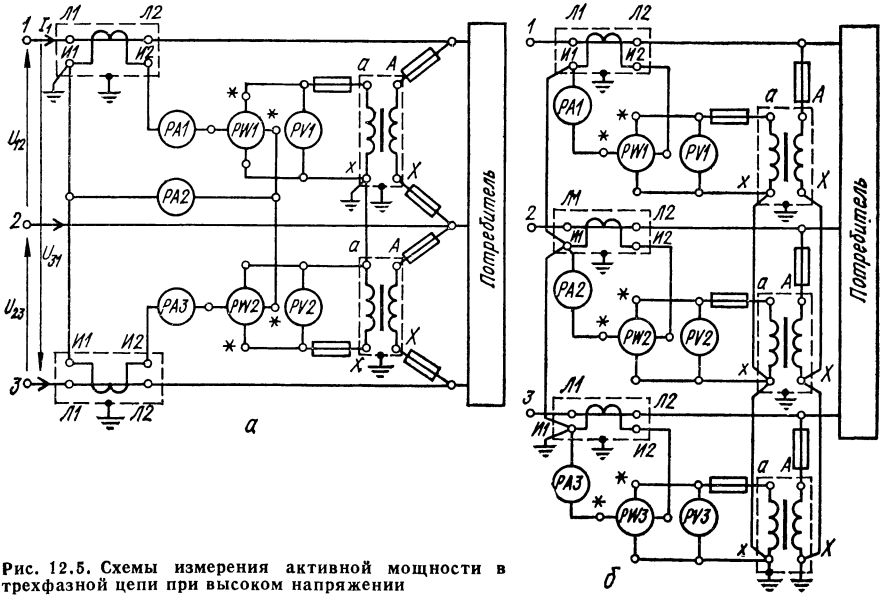


Рис. 12.5. Схемы измерения активной мощности в трехфазной цепи при высоком напряжении

где ψ_1 и ψ_2 — разности фаз токов и напряжений ваттметров; P_1 и P_2 — показания ваттметров.

Как это видно из векторной диаграммы, в зависимости от характера нагрузки один из углов ψ_1 или ψ_2 может быть больше 90°. В этом случае указатель соответствующего ваттметра отклонится влево от нуля и, чтобы получить отсчет, необходимо изменить направление тока в одной из его обмоток (показание берется со знаком минус).

При полной симметрии, когда $U_{12} = U_{23} = U_{31} = U_л$; $I_1 = I_2 = I_3 = I_л$; $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = \varphi$, для схемы, представленной на рис. 12.4, *в*, учитывая соответствующую векторную диаграмму, имеем

$$P_1 = U_л I_л \cos(30° + \varphi); \quad P_2 = U_л I_л \cos(30° - \varphi),$$

откуда видно, что даже при полной симметрии показания ваттметров могут быть равны между собой только при $\varphi = 0$. В общем случае их показания разные. Так, при $\varphi = 60°$ (т. е. $\cos\varphi = 0{,}5$ — индуктивная нагрузка) имеем $P_1 = 0$ и $P_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} U_л I_л$, а при $\varphi = 90°$ показания ваттметров становятся одинаковыми, но с противоположными знаками: $P_1 = -\frac{1}{2} U_л I_л$; $P_2 = \frac{1}{2} U_л I_л$ и, следовательно, $P_1 + P_2 = 0$.

Таким образом, для определения мощности трехфазной цепи следует брать алгебраическую сумму показаний ваттметров, и поэтому необходимо строго соблюдать правильное подсоединение генераторных концов цепей ваттметров.

Для расширения диапазонов измерения тока последовательные обмотки ваттметров включают через трансформаторы тока.

При измерении мощности в цепях, напряжение которых превышает 600 В, используют трансформаторы тока и напряжения. В трехпровод-

ных цепях применяют схему с двумя ваттметрами (рис. 12.5, *а*), преимущество которой состоит в использовании только двух трансформаторов тока для измерения токов всех трех фаз (см. п. 11.3). Для защиты обслуживающего персонала от высокого напряжения в случае пробоя изоляции измерительных трансформаторов их вторичные обмотки и корпуса необходимо заземлять.

При наличии токов утечки через изоляцию и емкости между линиями и относительно земли следует применять схему с тремя ваттметрами и тремя трансформаторами тока и напряжения (рис. 12.5, *б*). Результат измерения определяется по сумме показаний всех трех ваттметров, так как их цепи напряжения включаются на фазное напряжение (как вторичные, так и первичные обмотки трансформаторов напряжения соединены звездой и образуют искусственный нуль).

Погрешности измерений. Погрешность измерения активной мощности в цепях трехфазного тока, как и в однофазных цепях, включает в себя погрешности ваттметров, погрешности коэффициентов трансформации измерительных трансформаторов, угловую погрешность и погрешность метода, которая возникает из-за потребления энергии измерительными приборами.

При использовании для измерения одного ваттметра, включенного на фазный ток и фазное напряжение, когда результат измерения получают, умножив показание ваттметра на 3, погрешность измерения определяется аналогично, как и в случае измерения однофазной мощности. Однако здесь может прибавиться погрешность от несимметрии (%):

$$\delta_{\text{нес}} = \frac{3P_{\text{ф}i} - (P_{\text{ф}1} + P_{\text{ф}2} + P_{\text{ф}3})}{P_{\text{ф}1} + P_{\text{ф}2} + P_{\text{ф}3}} 100,$$

где $P_{\text{ф}i}$ — мощность фазы, в которую включен ваттметр; $P_{\text{ф}1} + P_{\text{ф}2} + P_{\text{ф}3}$ — суммарная мощность всех трех фаз.

В общем случае, когда результат измерения определяется алгебраической суммой показаний двух или трех ваттметров (рис. 12.4, *а* и *в*, 12.5), для определения относительного значения погрешности измерения мощности необходимо определить абсолютные погрешности измерения мощности каждым ваттметром (как для однофазной мощности) и их сумму разделить на результат измерения. При определении относительного значения погрешности метода для каждой из схем, представленных на рис. 12.4 и 12.5, необходимо определить мощность, которую потребляют вольтметры и цепи напряжения ваттметров, и разделить ее на результат измерения. При необходимости погрешность метода можно уменьшить, если из результата измерения вычесть сумму мощностей, которые потребляют вольтметры и цепи напряжения ваттметров (мощностью, потребляемой трансформаторами напряжения, как правило, можно пренебречь).

При определении угловой погрешности для каждого ваттметра в формулу для $\delta_{\varphi_{I,U}}$ вместо $\operatorname{tg} \varphi$ необходимо подставлять тангенс фазового угла ψ между током и напряжением, на которые включен этот ваттметр. Это значение $\operatorname{tg} \psi$ можно определить по показаниям ваттметра P, соответствующего амперметра I_A и вольтметра U_V как $\operatorname{tg} \psi = \operatorname{tg} \arccos \frac{P}{U_V I_A}$.

Значение относительной погрешности измерения мощности трехфазной цепи растет с уменьшением значения cos φ потребителя мощности. Как и в случае однофазной мощности, уменьшения погрешности измерения при малых значениях cos φ здесь можно достичь за счет применения малокосинусных ваттметров. Однако применение таких ваттметров нецелесообразно, а иногда даже невозможно для схем рис. 12.4, *в* и 12.5, *а*, в которых разность фаз тока и напряжения каждого ваттметра заметно отличается от разности фаз фазного тока и напряжения потребителя.

12.4. Измерение реактивной мощности в цепях трехфазного тока

Для измерений реактивной мощности в цепях трехфазного тока применяют однофазные ваттметры, включая их по схемам, представленным на рис. 12.6, или же трехфазные измерители реактивной мощности — варметры.

При полной симметрии для измерения реактивной мощности в трех- или четырехпроводной трехфазной цепи можно применить один ваттметр, токовая цепь которого включается последовательно в одну из трех линий, а цепь напряжения подключается к двум остальным. Генераторный конец следует подключать к линии, следующей по порядку чередования фаз относительно линии, в которую включена токовая обмотка. Возможные варианты такого включения представлены на рис. 12.6, *а*.

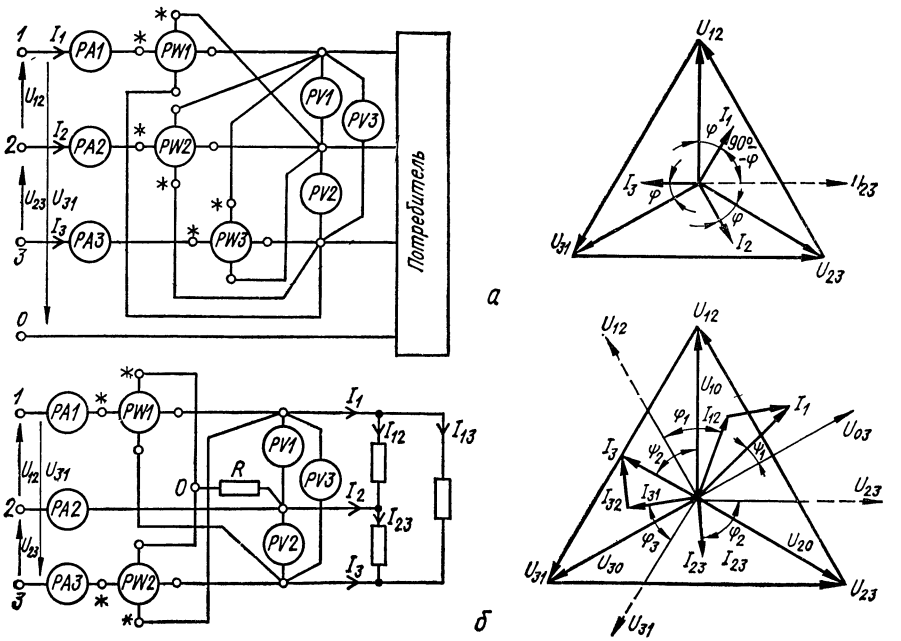


Рис. 12.6. Схемы измерения реактивной мощности в трехфазной цепи

Учитывая векторную диаграмму, для ваттметра, включенного в первую линию, имеем

$$P_1 = C_W N_W = U_{23} I_1 \cos(90° - \varphi) = U_л I_л \sin \varphi.$$

Значение реактивной мощности трехфазной цепи найдем, умножив показание ваттметра на $\sqrt{3}$. Аналогичные результаты получим, включая ваттметр во вторую или третью линию.

При простой асимметрии, т. е. когда линейные напряжения симметричны, а токи разные, реактивную мощность как в трех-, так и в четырехпроводной трехфазной цепи можно измерить с помощью трех ваттметров, включенных по схеме, представленной на рис. 12.6, *а*. Значение реактивной мощности равняется среднему арифметическому из показаний трех ваттметров, умноженному на $\sqrt{3}$, т. е., обозначив показания ваттметров P_1, P_2 и P_3, имеем

$$Q = \frac{P_1 + P_2 + P_3}{3} \sqrt{3}.$$

Для измерения реактивной мощности в трехпроводных трехфазных цепях при полной симметрии и простой асимметрии можно также применить два ваттметра, включенных по схеме с искусственным нулем, которая представлена на рис. 12.6, *б*. Для создания нулевой точки необходимо выполнить условие

$$R = R_{UW1} = R_{UW2},$$

где R_{UW1} и R_{UW2} — значения сопротивлений цепей напряжения ваттметров; R — сопротивление вспомогательного резистора.

Как видно из схемы и векторной диаграммы (рис. 12.6, *б*), мощности, полученные по показаниям ваттметров, равны

$$P_1 = U_{03} I_1 \cos \psi_1; \quad P_2 = U_{10} I_3 \cos \psi_2,$$

где U_{03}, U_{10} — фазные напряжения; ψ_1, ψ_2 — фазовые сдвиги между токами и напряжениями ваттметров.

Заменив проекции векторов линейных токов I_1 и I_2 на векторы фазных напряжений U_{03} и U_{10} проекциями векторов фазных токов I_{12}, I_{13} и I_{32}, получим *

$$P_1 = U_{03} [I_{12} \cos(90° - \varphi_1) + I_{13} \cos(\varphi_3 - 30°)];$$

$$P_2 = U_{10} [I_{31} \cos(150° - \varphi_3) + I_{32} \cos(90° - \varphi_2)],$$

откуда, учитывая, что фазные напряжения, созданные за счет искусственной нулевой точки, в $\sqrt{3}$ раз меньше фазных напряжений потребителя, соединенного треугольником, и равны между собой (система напряжений симметрична), для суммы показаний ваттметров после тригонометрических преобразований получим

$$P_1 + P_2 = \frac{1}{\sqrt{3}} (U_ф I_{12} \sin \varphi_1 + U_ф I_{32} \sin \varphi_2 + U_ф I_{31} \sin \varphi_3).$$

---

* Рассматривается соединение потребителя треугольником; в случае соединения звездой получим аналогичные результаты, заменив ее эквивалентным треугольником.

Таким образом, для определения значения реактивной мощности трехфазной цепи сумму показаний ваттметров надо умножить на $\sqrt{3}$:

$$Q = (P_1 + P_2)\sqrt{3}.$$

При полной симметрии, когда линейные токи сдвинуты по фазе по отношению к фазным токам на 30°, и $\psi_1 = 60° - \varphi$, $\psi_2 = 120° - \varphi$, учитывая, что $I_1 = I_3 = I_л = \sqrt{3} I_ф$, получим

$$P_1 = U_ф I_ф \sin(30° + \varphi); \quad P_2 = U_ф I_ф \sin(\varphi - 30°).$$

Отсюда видно, что даже при полной симметрии показания ваттметров в зависимости от угла φ могут иметь одинаковые (при $\varphi = \pm 30 \ldots \pm 90°$) или разные знаки (при $\varphi = 0 \ldots \pm 30°$); поэтому для получения результата измерения надо всегда брать алгебраическую сумму показаний.

Если измеряемый ток превышает номинальное значение тока ваттметров, их токовые обмотки включают через измерительные трансформаторы тока, а если напряжение превышает 600 В, применяют измерительные трансформаторы тока и напряжения.

Погрешности измерений реактивной мощности имеют те же составляющие, что и при измерении активной мощности, и для их оценки можно использовать аналогичную методику. Имеются здесь и некоторые особенности. Так, при использовании схем рис. 12.6 погрешность метода практически отсутствует, так как вольтметры и обмотки напряжения ваттметров потребляют только активную мощность, которая не влияет на показания ваттметров.

12.5. Измерение энергии

Для измерения и учета энергии постоянного тока применяются *электродинамические* и *ферродинамические* счетчики электрической энергии. В отдельных случаях, когда основным показателем технологического процесса является количество потребленных ампер-часов или вольт-часов (в гальванических ваннах, при зарядке аккумуляторов и т. п.), применяют счетчики ампер-часов или вольт-часов.

В цепях переменного тока промышленной частоты измерение и учет электроэнергии осуществляются главным образом с помощью *индукционных* счетчиков электрической энергии. Для учета электрической энергии на электротранспорте применяются *электронные* счетчики. При измерении энергии сравнительно мощных потребителей счетчики включаются через измерительные трансформаторы тока, а при высоком напряжении — через трансформаторы тока и напряжения (рис. 12.7).

Измерение и учет активной и реактивной энергии трехфазного переменного тока осуществляются с помощью трехфазных индукционных, а также электронных счетчиков.

При использовании трансформаторов тока и напряжения для расширения диапазонов измерения тока и напряжения счетчиков энергии переменного тока пользуются теми же правилами, что и при включении ваттметров. Схема одновременного включения трехфазных

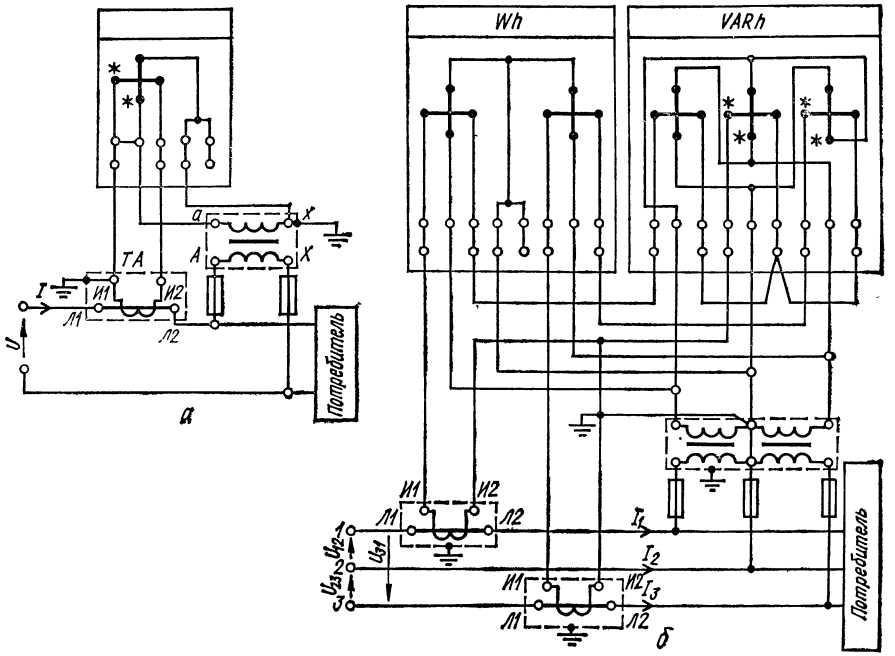


Рис. 12.7. Схемы включения однофазного счетчика активной энергии и трехфазных счетчиков активной и реактивной энергии через измерительные трансформаторы

счетчиков активной и реактивной энергии в цепь высокого напряжения ($U > 600$ В) показана на рис. 12.7, *б*. В этой схеме, как и в схеме рис. 12.5, *а*, для измерения трех линейных токов применяются только два трансформатора тока. Для защиты обслуживающего персонала от высокого напряжения вторичные обмотки и корпуса измерительных трансформаторов должны быть обязательно заземлены.

В настоящее время все более широкое применение в энергосистемах находят информационно-измерительные системы (ИИСЭ), которые наряду с учетом потребляемой электроэнергии дают возможность осуществлять измерение и контроль ряда параметров, характеризующих процесс электроснабжения. Так, система ИИСЭ2 позволяет осуществлять: сбор, обработку и накопление нарастающим итогом информации о потребляемой электроэнергии (активной, реактивной) по отдельным цехам, агрегатам в течение расчетного периода времени (по сменам, суткам, месяцам, кварталам); определение среднего за заданный промежуток времени (час, полчаса, минуту) значения активной и реактивной мощностей и отдельно — в часы максимума и минимума нагрузки энергосистемы; прогнозирование потребления мощности и сигнализацию превышения заданной потребляемой мощности; вывод информации в коде для ее регистрации, а также передачи в АСУ предприятия или энергосистемы и т. п.

В качестве первичных датчиков в ИИСЭ используются электронные (типа Ф441) или индукционные трехфазные счетчики активной и реактивной энергии с телеметрическими датчиками импульсов. Число пер-

вичных датчиков может достигать 192. Импульсы, имеющие определенную цену в единицах энергии (например, 0,001 или 0,0001 кВт × × ч/импульс или квар · ч/импульс), по линиям связи передаются в информационно-вычислительное устройство, осуществляющее обработку и выдачу информации на индикаторное табло, в регистрирующее устройство и для дальнейшей передачи.

Применение таких ИИСЭ дает возможность существенно улучшить использование энергетических ресурсов и обеспечивает народному хозяйству страны большой экономический эффект.

12.6. Измерение угла сдвига фаз и коэффициента мощности

Во время изготовления и исследования различных электрических устройств часто возникает потребность в определении угла сдвига фаз между отдельными напряжениями, токами или между током и напряжением. В устройствах, работающих на промышленной частоте, наиболее часто измеряют угол сдвига фаз φ между током и напряжением или косинус этого угла $\cos\varphi$, который позволяет оценить активную мощность (активную составляющую сопротивления) при определенных значениях тока и напряжения.

Значения φ и $\cos\varphi$ являются полностью определенными только для однофазных и строго симметричных трехфазных цепей. Для трехфазной цепи с несимметричной нагрузкой понятие сдвига фаз между током и напряжением и $\cos\varphi$ становятся неопределенными, так как в каждой фазе они могут иметь свои определенные, отличающиеся от других, значения. В этом случае применяют понятие коэффициента мощности λ, который определяется как отношение суммарных значений активной и полной (кажущейся) мощностей всех трех фаз. В однофазной и симметричной трехфазной цепях при синусоидальных токах и напряжениях понятия коэффициента мощности λ и $\cos\varphi$ совпадают.

Для прямых измерений угла сдвига фаз между током и напряжением или $\cos\varphi$ в одно- и трехфазных цепях переменного тока промышленной и повышенной частот (от 50 до 8000 Гц) можно пользоваться электродинамическими и электромагнитными фазометрами, которые отличаются простотой применения и надежностью при достаточно высокой точности. Наиболее широкий диапазон рабочих частот (до 100 МГц) имеют электронные фазометры; к их положительным свойствам относятся также сравнительно малое потребление мощности от исследуемой цепи и возможность исследования низковольтных сигналов (начиная с 0,1 В).

В однофазных и симметричных трехфазных цепях значение $\cos\varphi$ можно определить, измерив с помощью амперметра, вольтметра и ваттметра соответствующие значения тока, напряжения и мощности.

Для однофазной цепи (см. рис. 12.2)

$$\cos\varphi = \frac{P}{UI},$$

а для симметричной трехфазной (см. рис. 12.4)

$$\cos\varphi = \frac{P}{3U_ф I_ф} = \frac{P}{\sqrt{3}\,U_л I_л},$$

где P, U, $U_ф$, $U_л$, I, $I_ф$, $I_л$ — измеренные значения мощности, напряжений и токов. Погрешность измерения $\cos\varphi$ состоит из погрешностей измерения мощности, напряжения и тока.

В симметричной трехпроводной трехфазной цепи значение $\cos\varphi$ можно также определить по показаниям двух ваттметров, включенных по схеме рис. 12.4, *в*. Действительно,

$$\frac{P_2 - P_1}{P_2 + P_1} = \frac{U_л I_л [\cos(30° - \varphi) - \cos(30° + \varphi)]}{U_л I_л [\cos(30° - \varphi) + \cos(30° + \varphi)]} = \frac{1}{\sqrt{3}}\operatorname{tg}\varphi,$$

откуда

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{P_2 - P_1}{P_2 + P_1}\sqrt{3}; \quad \cos\varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2\varphi}}.$$

Коэффициент мощности λ в несимметричной трехфазной цепи можно определить, измерив активную P и реактивную Q мощности:

$$\lambda = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}.$$

Значение λ характеризует режим работы цепи только в момент выполнения измерений. Для контроля режима эксплуатации промышленных энергосистем, которым свойственны переменные нагрузки, важную роль играет среднее значение коэффициента мощности за определенный интервал времени (например, за сутки, декаду, месяц). Его можно определить из отношения показаний счетчиков активной и реактивной энергии:

$$\lambda_{ср} = \frac{W_а}{\sqrt{W_а^2 + W_р^2}},$$

где $W_а$, $W_р$ — значения активной и реактивной энергий за определенный промежуток времени.

Для визуального наблюдения угла сдвига фаз между токами или напряжениями (в том числе несинусоидальными) можно использовать электромеханические или электронные осциллографы. Электромеханические осциллографы можно применять для частот до 20 кГц, электронные — до сотен мегагерц.

Определение угла сдвига фаз с помощью электронных осциллографов возможно двумя способами: с помощью осциллограмм исследуемых процессов и фигур Лиссажу. В первом случае используют многолучевой осциллограф (или однолучевой, если на вход канала вертикального отклонения подавать поочередно сравниваемые напряжения через электронный коммутатор). Измерив на осциллограмме (рис. 12.8, *а*) длины отрезков l и L, определяют угол сдвига фаз $\varphi = \frac{l}{L}\,360°$. Погрешность измерения φ таким способом составляет от 3 до 10%.

Для определения угла сдвига фаз с помощью фигур Лиссажу исследуемые напряжения $u_1 = U_{m1}\sin\omega t$ и $u_2 = U_{m2}\sin(\omega t + \varphi)$ пода-

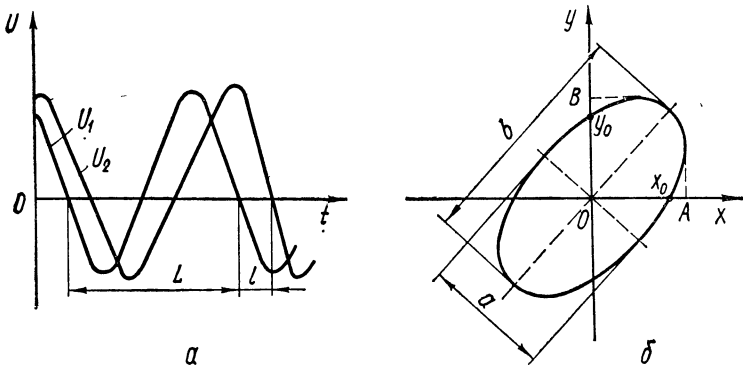


Рис. 12.8. К измерению угла сдвига фаз с помощью электронного осциллографа

ют соответственно на входы каналов горизонтального и вертикального отклонений при включенном генераторе развертки. Отклонения электронного луча в направлении осей OX и OY (рис. 12.8, *б*) описываются уравнениями эллипса в параметрической форме: $x = A \sin \omega t$ и $y = B \sin (\omega t + \varphi)$. Точка y_0 пересечения эллипса с осью OY соответствует значению $\sin \omega t = 0$, т. е. $\omega t = k\pi$, где $k = 0, 1, 2, \ldots$. Таким образом,

$$y_0 = B \sin (k\pi + \varphi) = B \sin \varphi,$$

откуда

$$\varphi = \arcsin y_0/B.$$

Аналогично для точки x_0 можно найти

$$\varphi = \arcsin x_0/A.$$

При $\varphi = 0$ уравнение эллипса преобразуется в уравнение прямой, проходящей через начало координат (штриховая линия на рис. 12.8, *б*); при $\varphi = 90°$ оси эллипса совпадают с осями координат. Центр осей координат O, от которого ведется отсчет длины отрезков, определяется перед началом измерений по положению светового пятна при отсутствии сигналов.

Недостатком такого метода измерения является невозможность непосредственного определения знака угла сдвига фаз. Погрешность измерения зависит от значений измеряемого сдвига фаз и составляет от $\pm 1 \ldots 2°$ (при $\varphi \approx 0$ и $\varphi \approx 180°$) до $\pm 10°$ (при $\varphi = 90°$). Точность измерения значений, близких к 90°, можно повысить, если выбрать коэффициенты усиления в обоих каналах осциллографов такими, чтобы получить $A = B$ и угол сдвига фаз определять через соотношение между размерами a и b осей эллипса:

$$\operatorname{tg} \frac{\varphi}{2} = \frac{a}{b}; \quad \varphi = 2 \operatorname{arctg} \frac{a}{b}.$$

Погрешность измерения φ в этом случае может не превышать $\pm 1 \ldots 2°$.

Наиболее высокую точность измерений угла сдвига фаз (с погрешностью не более $\pm 1'$) обеспечивают *прямоугольно-координатные* компенсаторы переменного тока (применяются в основном на промышленной частоте в лабораторных условиях) и *электронные* цифровые фазометры (частотный диапазон — до мегагерц).

Глава 13. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ

13.1. Общие сведения

Широкий диапазон частот электрических сигналов (от тысячных долей герца до 10^{10} Гц) и различные требования к точности их измерений привели к использованию различных методов измерения частоты.

Для измерения и контроля частот до 200 Гц в промышленности применяют стрелочные логометрические частотомеры электромагнитной, электро- и ферродинамической систем, а также резонансные электромагнитные частотомеры. Эти приборы потребляют сравнительно большую мощность и имеют невысокий класс точности (1,0...4,0). Более высокий верхний предел измерения (до 1 МГц) при почти такой же точности имеют электронные конденсаторные частотомеры.

Наиболее высокую точность обеспечивает метод сравнения измеряемой частоты с известной. Этот метод положен в основу построения цифровых частотомеров (см. п. 10.4), которые позволяют измерять частоту в диапазоне от 0,01 до 10^9 Гц с погрешностью, не превышающей 10^{-7} %.

Сравнение измеряемой частоты с частотой образцового генератора можно осуществлять также с помощью электронного осциллографа, нелинейного элемента (гетеродинные частотомеры) или колебательной системы (резонансные частотомеры).

13.2. Измерение частоты методом сравнения

Сравнение частот с помощью электронного осциллографа. Среди осциллографических методов сравнения при измерениях частоты наибольшее практическое применение нашли два метода: *фигур Лиссажу* и *круговой развертки*.

Измерение частоты с помощью фигур Лиссажу заключается в том, что на входы горизонтального и вертикального каналов отклонения электронного луча подается напряжение измеряемой f_x и образцовой f_0 частот. При этом на экране осциллографа наблюдается фигура (рис. 13.1), которая остается неподвижной, если отношение частот равно отношению целых чисел. Для определения этого отношения необходимо условно провести горизонтальную и вертикальную линии, которые, пересекая фигуру, не проходили бы через ее узлы. Тогда количества горизонтальных $n_г$ и вертикальных $n_в$ пересечений находятся в соотношении

$$\frac{n_г}{n_в} = \frac{f_x}{f_0},$$

откуда

$$f_x = \frac{n_г}{n_в} f_0.$$

При больших, а также дробных отношениях частот усложняется отсчет точек пересечения; поэтому рекомендуется выбирать соотношение между частотами не больше десяти.

Погрешность измерения частоты с помощью фигур Лиссажу определяется погрешностью воспроизведения образцовой частоты и ее от-

счета. Метод позволяет измерять частоту в диапазоне от единиц герц до десятков мегагерц.

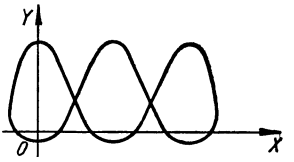


Рис. 13.1. Пример фигуры Лиссажу

Более совершенным осциллографическим методом сравнения является метод круговой развертки, использующий модуляцию яркости электронного луча. В этом случае из напряжения образцовой частоты с помощью фазосдвигающей цепочки формируются два сдвинутых на 90° напряжения той же частоты, которые подаются на два входа осциллографа. При этом электронный луч описывает на экране окружность за время, равное периоду образцовой частоты. Напряжение измеряемой частоты подается на модулятор электронно-лучевой трубки, что вызывает яркостную модуляцию луча. В положительный полупериод яркость изображения возрастает, в отрицательный — уменьшается. Если частоты f_0 и f_x равны между собой, то одна половина окружности на экране будет темной, а вторая — яркой. Если $f_x > f_0$, то развертка станет пунктирной и неподвижной в случае кратности частот f_x и f_0. Измеряемая частота определяется как $f_x = nf_0$, где n — количество темных или ярких штрихов на круговой развертке. Если измеряемая частота меньше образцовой, то необходимо взаимно поменять места подключения к осциллографу напряжений сравниваемых частот, и тогда $f_x = \frac{f_0}{n}$. Диапазон измеряемых частот и источники погрешностей измерения в случае круговой развертки те же, что и при измерении с помощью фигур Лиссажу.

Осциллографические методы измерения частоты, несмотря на их некоторую громоздкость, обладают тем преимуществом, что позволяют судить о значении измеряемой частоты, усредненном за более короткий промежуток времени.

В гетеродинных частотомерах процесс сравнения неизвестной и образцовой частот осуществляется с помощью нелинейного элемента (смесителя). В результате одновременного воздействия двух частот на нелинейный элемент на его выходе образуются сложные колебания, одна из составляющих которых имеет разностную частоту $\Delta f = |f_0 - f_x|$ и называется *биением*. По значениям образцовой и разностной частот определяют неизвестную частоту. Основной источник погрешности при гетеродинном методе — погрешность измерения разностной частоты. Недостатком рассмотренного метода является невозможность определения знака разностной частоты непосредственно в процессе измерения. Кроме того, метод дает ложный результат, если внутри интервала измерения знак Δf меняется. Применение гетеродинного метода совместно с частотомерами непосредственной оценки позволяет повысить верхнюю границу измеряемых частот до сотен мегагерц.

В основе резонансного способа измерений лежит сравнение частоты исследуемых колебаний с собственной частотой резонансного устройства. Различают два вида резонансных частотомеров. У *электромагнитных* резонансных частотомеров резонансное устройство состоит из электромагнита, в поле которого расположены стальные пластинки с закрепленным одним концом. В зависимости от массы пластинок

каждая обладает определенной частотой собственных колебаний. Под действием переменного магнитного поля пластинки совершают колебательные движения. Та из пластинок, частота собственных колебаний которой равна двойной частоте магнитного поля, будет колебаться с наибольшей амплитудой. Таким способом измеряется частота в узком диапазоне (45...55 или 450...550 Гц) с погрешностью 0,5... ...2,5 %.

Резонансные частотомеры с резонансными *колебательными* контурами применяются для радиоизмерений частоты, особенно в области СВЧ. Колебательная система подключена к источнику, частоту колебаний которого необходимо измерить, через определенные элементы связи. С помощью органов настройки изменяется собственная частота колебаний колебательной системы до наступления резонанса, который фиксируется индикатором. По шкале перестраиваемого элемента делают отсчет, на основании которого определяют неизвестную частоту. Погрешность измерения частоты определяется, в основном, погрешностью фиксации резонанса и составляет единицы процентов.

Глава 14. ИЗМЕРЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ

14.1. Общие сведения

В современной практике приходится измерять электрическое сопротивление в очень широком диапазоне — от наноомов (например, при исследовании явлений сверхпроводимости) до значений порядка 10^{14} Ом и более (при измерении сопротивления изоляции, определении характеристик полупроводниковых и изоляционных материалов). Очень различны требования к точности измерений. Так, если при поверке образцовых мер сопротивления 1-го разряда погрешность измерения не должна превышать десятитысячных долей процента, то при измерении переходного сопротивления контактов, сопротивления заземления или сопротивления изоляции вполне допустима погрешность порядка нескольких процентов. Широким является также диапазон допустимой мощности рассеивания различных исследуемых объектов — от микроваттов (для элементов микросхем, малогабаритных термисторов) до сотен ватт и даже больше (для обмоток мощных электрических машин, трансформаторов).

Указанные особенности обусловили применение разнообразных методов и средств измерения электрического сопротивления. Для измерений с относительно невысокой точностью пользуются приборами прямого преобразования. Точные измерения осуществляют с помощью мостов и компенсаторов постоянного тока или цифровых приборов.

Измерение сопротивления всегда связано с рассеиванием в нем некоторой мощности; поэтому при выборе средств и методов измерений следует заботиться о том, чтобы мощность, рассеиваемая в измеряемом сопротивлении, не превышала номинального для него значения, иначе могут иметь место перегрев и температурное изменение сопротивления. Это обстоятельство особенно важно учитывать при измерении сопротивлений, обладающих значительным температурным коэффициентом

(например, медных обмоток электрических машин, аппаратов и приборов, термопреобразователей сопротивления и т. п.).

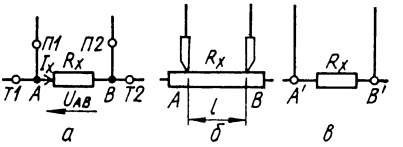


Рис. 14.1. Схемы четырехконтактного включения низкоомных сопротивлений

При измерениях сравнительно низкоомных сопротивлений следует обратить внимание на устранение влияния сопротивления соединительных проводов и контактов на результат измерения. Низкоомные резисторы следует включать в измерительную цепь через четыре отдельных контакта (зажима) — два токовых (*Т1*, *Т2* на рис. 14.1, *а* и два потенциальных (*П1*, *П2*). Значение сопротивления R_x при таком включении определяется как частное от деления падения напряжения U_{AB} между узловыми точками *А* и *В* на значение тока I_x в резисторе:

$$R_x = R_{AB} = \frac{U_{AB}}{I_x}$$

и не зависит от сопротивлений контактов и соединительных проводов.

На рис. 14.1, *б* в качестве примера представлена схема соединений при измерении сопротивления короткого отрезка провода. Длина l отрезка строго определяется расстоянием между ножевидными потенциальными контактами (точки *А* и *В*); токовые контакты подсоединяются к концам провода вне отрезка.

Схема соединений, представленная на рис. 14.1, *в*, в которой токовые и потенциальные провода подсоединены к одним и тем же зажимам, может применяться только для сравнительно грубых измерений низкоомных сопротивлений, так как она не позволяет исключить влияние на значение R_x сопротивлений контактов в точках *А* и *В*. Значения сопротивлений контактов зависят от материала, чистоты поверхности, формы наконечников соединительных проводов, силы закручивания зажимов и других факторов, вследствие чего при повторных подсоединениях R_x к нему может прибавляться разное значение суммарного сопротивления контактов. Относительное значение вариации сопротивления R_x в процентах может быть оценено по формуле

$$\delta_{\text{вар}R_x} = \frac{\Delta r_{\text{к}\Sigma}}{R_x} 100,$$

где $\Delta r_{\text{к}\Sigma}$ — значение вариации суммарного сопротивления контактов.

При измерении высокоомных сопротивлений (более 10^5 Ом) необходимо считаться с влиянием сопротивления изоляции. В отдельных случаях, например при измерении сопротивления высокоомных непроволочных резисторов, полупроводников и диэлектриков, необходимо учитывать, что сопротивление исследуемого объекта может зависеть от значения приложенного напряжения, длительности его действия и полярности, а также от температуры и влажности окружающей среды.

14.2. Измерение сопротивления приборами прямого преобразования

Для прямых измерений сопротивления в диапазоне от 10^{-5} до 10^{9} Ом можно использовать магнитоэлектрические омметры и мегомметры, а для измерений более высокоомных сопротивлений (до 10^{15} Ом) — электронные мегомметры и тераомметры.

Эти приборы, как правило, имеют очень неравномерную шкалу с конечной отметкой ∞ (бесконечность). Предельное значение относительной погрешности измерения сопротивления в этом случае определяется через класс точности (при нормировании приведенной погрешности и нормирующем значении, равном длине шкалы) по формуле

$$|\delta_{R_x}|_{\text{пр}} = K \frac{l_{\text{шк}}}{R_x} \frac{dR}{dl},$$

где K — численное значение класса точности омметра; $l_{\text{шк}}$ — длина шкалы омметра, мм; $\frac{dl}{dR}$ — чувствительность омметра в данной точке шкалы, мм/Ом.

Более подробный анализ показывает, что значение $|\delta_{R_x}|_{\text{пр}}$ для таких омметров минимально в средней области шкалы и в лучшем случае равно $4K$, а с приближением указателя к началу или концу шкалы резко возрастает, из-за чего эти приборы могут применяться только для сравнительно грубых измерений с погрешностью порядка 5...10 %.

При использовании омметров, мегомметров и тераомметров следует также иметь в виду, что напряжение, приложенное к измеряемому сопротивлению, и ток задаются используемым прибором и не могут быть выбраны произвольно (в омметрах это напряжение обычно не превышает 1,5...6 В, а в мегомметрах и тераомметрах имеет значение 100, 500, 1000 или 2500 В).

Метод амперметра и вольтметра. Измерив ток и напряжение по одной из схем, представленных на рис. 12.1, *а* и *б*, значение измеряемого сопротивления можно определить из выражения $R = \frac{U_V}{I_A}$, где U_V, I_A — показания вольтметра и амперметра.

Погрешность измерения состоит из погрешностей амперметра, вольтметра и погрешности метода, обусловленной потреблением энергии измерительными приборами и зависящей от схемы их включения. В частности, для схемы, представленной на рис. 12.1, *а*, $U_V = U_x$, $I_A = I_x + I_V$, откуда

$$R_1 = \frac{U_x}{I_x + I_V} = \frac{U_x/I_x}{1 + I_V/I_x} = \frac{R_x}{1 + \frac{R_x}{R_V}}$$

и относительная погрешность метода

$$\delta_{\text{м1}} = \frac{R_1 - R_x}{R_x} = -\frac{R_x}{R_V + R_x} = -\frac{I_V}{I_A},$$

а для схемы, изображенной на рис. 12.1, *б*, $U_V = U_x + U_A$; $I_A = I_x$, откуда

$$R_2 = \frac{U_x + U_A}{I_A} = R_A + R_x;$$

$$\delta_{м2} = \frac{R_2 - R_x}{R_x} = \frac{R_A}{R_x} = \frac{U_A}{U_x}.$$

Из полученных выражений видно, что для обеспечения возможно меньшей погрешности метода при измерении сравнительно низкоомных сопротивлений целесообразно пользоваться схемой рис. 12.1, *а*, а при измерении высокоомных сопротивлений — рис. 12.1, *б*.

Погрешность метода можно уменьшить, если, используя схему рис. 12.1, *а*, определять значение R_x с учетом тока вольтметра:

$$R_x = \frac{U_V}{I_A - I_V} = \frac{U_V}{I_A - \frac{U_V}{R_V}},$$

или с учетом падения напряжения на амперметре (для схемы рис. 12.1, *б*):

$$R_x = \frac{U_V - U_A}{I_A} = \frac{U_V - I_A R_A}{I_A}.$$

При использовании электромеханических амперметров и вольтметров класса 0,1 погрешность измерения сопротивления может не превышать ±0,2 %; значительно меньшую погрешность можно достичь, применяя прецизионные цифровые приборы. При использовании последних существенно меньшими могут быть и погрешности метода, особенно для схемы рис. 12.1, *а* (благодаря большому входному сопротивлению цифровых вольтметров).

Несмотря на некоторое неудобство, связанное с необходимостью отсчета показаний двух приборов и выполнения вычислений, метод амперметра и вольтметра находит широкое применение, особенно для измерений сопротивления обмоток мощных электрических машин и аппаратов. Преимущества этого метода состоят в возможности выполнения измерений практически при любых значениях тока и напряжения, охватываемых диапазонами измерений амперметров и вольтметров, и в широком диапазоне измеряемого сопротивления (от 10^{-6} до 10^{13} Ом).

14.3. Компенсационный метод измерения сопротивления

Сущность компенсационного метода измерения сопротивления объясним с помощью схемы, представленной на рис. 14.2. Компенсатором измеряют поочередно падения напряжения U_{R_x} и U_{R_N} на последовательно соединенных исследуемом R_x и образцовом R_N резисторах:

$$U_{кx} = U_{R_x} = IR_x; \quad U_{кN} = U_{R_N} = IR_N,$$

откуда, при неизменности значения тока I за время измерений, значение измеряемого сопротивления

$$R_x = R_N \frac{U_{кx}}{U_{кN}}, \tag{14.1}$$

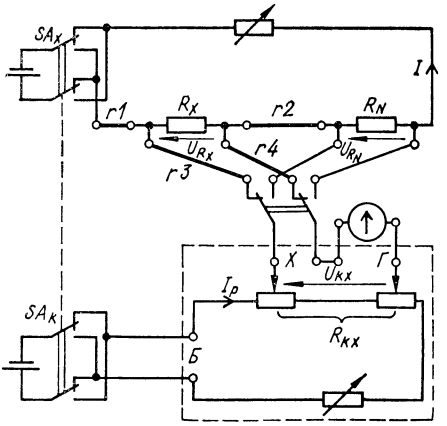


Рис. 14.2. Схема измерения сопротивления компенсационным методом

где R_N — значение сопротивления образцового резистора; $U_{кx}$, $U_{кN}$ — показания компенсатора.

Показания компенсатора $U_{кx}$ и $U_{кN}$ можно выразить через его рабочий ток $I_р$ и соответствующие значения компенсационного сопротивления $R_{кx}$ и $R_{кN}$:

$$U_{кx} = I_р R_{кx}; \quad U_{кN} = I_р R_{кN};$$

тогда

$$R_x = R_N \frac{R_{кx}}{R_{кN}}. \qquad (14.2)$$

Таким образом, результат измерения сопротивления компенсационным методом не зависит от значений токов в цепях измеряемого сопротивления и компенсатора. Вот почему при использовании компенсатора для измерений сопротивления не требуется устанавливать точное значение его рабочего тока с помощью нормального элемента. Однако необходимо, чтобы значения токов I и $I_р$ (или их отношение $I/I_р$) оставались строго постоянными за время измерений напряжений U_{R_x} и U_{R_N}. Чтобы убедиться в этом, измерения выполняют по замкнутому циклу $U_{R_N} \to U_{R_x} \to U_{R_N}$ или $U_{R_x} \to U_{R_N} \to U_{R_x}$; показания компенсатора при повторных измерениях должны совпадать.

Существенное преимущество компенсационного метода измерения сопротивлений состоит в практически полном отсутствии влияния сопротивления соединительных проводов на результат измерения. Действительно, сопротивления токовых проводов r_1 и r_2 могут влиять только на значение тока I, от которого результат измерения не зависит, а потенциальные провода (r_3 и r_4) находятся в контуре нуль-индикатора, где в момент измерения (равновесия) ток равен нулю.

Как видно из формул (14.1), (14.2), относительная погрешность измерения сопротивления компенсационным методом зависит от погрешности сопротивления образцового резистора и разности погрешностей показаний компенсатора $U_{кx}$ и $U_{кN}$. Последняя состоит из разностей относительных погрешностей компенсационных сопротивлений и соответствующих погрешностей квантования:

$$\delta_{R_x} = \delta_{R_N} + \delta_{U_{кx}} - \delta_{U_{кN}} = \delta_{R_N} + \delta_{R_{кx}} - \delta_{R_{кN}} + \delta_{квx} - \delta_{квN}.$$

Чтобы уменьшить значение погрешности δ_{R_x}, значение сопротивления R_N надо выбирать возможно близким к значению R_x. Действительно, при $R_x \approx R_N$ имеем $U_{кx} \approx U_{кN}$ и $R_{кx} \approx R_{кN}$, а следовательно, если при переходе от $U_{кx}$ к $U_{кN}$ положения старших декад компенсатора остаются неизменными, то $\delta_{R_{кx}} \approx \delta_{R_{кN}}$ и $\delta_{R_x} \approx \delta_{R_N} + \delta_{квx} - \delta_{квN}$, и для оценки предельного значения имеем

$$|\delta_{R_x}|_{пр} \approx |\delta_{R_N}|_{пр} + |2\delta_{кв}|_{пр},$$

где $|\delta_{R_N}|_{пр}$ и $|\delta_{кв}|_{пр}$ — предельные значения погрешности δ_{R_N} и погрешности квантования [см. формулу (11.1)].

Значение погрешности квантования можно уменьшить за счет соответствующего выбора значений $\Delta U_{кв}$ и тока I (или $I_р$), и тогда погрешность измерения определяется только погрешностью сопротивления образцового резистора.

При $R_x \neq R_N$, кроме погрешностей δ_{R_N} и $\delta_{кв}$, на погрешность измерения влияет погрешность метода $\delta_м$, которая определяется разностью погрешностей $\delta_{R_{кx}} - \delta_{R_{кN}}$ и растет с увеличением разности между R_x и R_N и соответственно между $R_{кx}$ и $R_{кN}$. Для приближенной оценки предельного значения этой погрешности можно пользоваться формулой

$$|\delta_м|_{пр} = |\delta_{R_{кx}} - \delta_{R_{кN}}|_{пр} \approx 2\,|\delta_к|_{пр}\,\frac{|R_{кx} - R_{кN}|}{R_{к\,б}} \approx$$

$$\approx 2\,|\delta_к|_{пр}\,\frac{|U_{кx} - U_{кN}|}{U_{к\,б}},$$

где $\delta_к$ — предельная (допустимая) погрешность компенсатора; $R_{к.б}$ и $U_{к\,б}$ — бо́льшие из значений $R_{кx}$ и $R_{кN}$, $U_{кx}$ и $U_{кN}$ соответственно.

Таким образом, при значительной разности между значениями сопротивлений R_x и R_N погрешность $\delta_м$ может достигать удвоенного значения допустимой погрешности компенсатора.

Дополнительные погрешности при измерении сопротивления компенсационным методом могут вызываться паразитными э. д. с. $E_п$, которые возникают в измерительной цепи из-за наличия контактной разности потенциалов, градиентов температур, термоэлектрических неоднородностей между участками цепи и т. п. Чтобы устранить это влияние (что особенно важно при небольших значениях напряжений U_{R_x} и U_{R_N}), цикл измерений напряжений U_{R_x} и U_{R_N} повторяют дважды, изменяя одновременно полярность токов I и $I_р$ (с помощью переключателя SA_x, $SA_к$, см. рис. 14.2), и результаты измерений определяют как средние арифметические двух соответствующих показаний компенсатора. Если паразитные э. д. с. за время повторных измерений не изменяют своего значения и полярности, то при одной полярности токов они прибавляются, а при другой вычитаются из показаний компенсатора и поэтому на средние значения показаний не влияют. Переключение полярности должно выполняться возможно быстрее, поскольку длительный разрыв цепей питания может нарушить стабильность токов. Чтобы избежать перегрузки нуль-индикатора, на время переключения полярности его чувствительность уменьшают до минимума. Вариация переходного сопротивления переключателей полярности должна быть малой, чтобы не вызывать изменений значений токов.

Таким образом, при точных измерениях сопротивления компенсационным методом выполняют ш е с т ь уравновешиваний компенсатора.

Для ускорения измерений прецизионные компенсаторы (например, типа Р363) изготовляют с двумя комплектами измерительных декад, что дает возможность использовать отдельные ряды переключателей для уравновешивания и отсчета значений $U_{кx}$ и $U_{кN}$. Чтобы упростить

вычисления, при измерении напряжения U_{R_N} на компенсаторе устанавливают показание $U_{кN} = 10^n R_{Nд}$ (где $R_{Nд}$ — действительное значение сопротивления R_N; n — целое число или нуль) и добиваются равновесия компенсатора, изменяя значение тока I или рабочего тока $I_р$; при измерении U_{R_x} компенсатор уравновешивают, как обычно, с помощью его декадных переключателей. Значение R_x в этом случае определяется по простой формуле

$$R_x = U_{кx} \cdot 10^{-n}.$$

Применение такого способа особенно целесообразно при массовых измерениях одинаковых сопротивлений.

Для анализа чувствительности компенсационного метода измерения сопротивления можно воспользоваться выражением (11.2), имея в виду, что в рассматриваемом случае $U_к = U_{кx}$ и $U_x = U_{R_x} = IR_x = \sqrt{P_x R_x}$.

Компенсационный метод измерения наиболее целесообразно применять для точных измерений сопротивления в тех случаях, когда необходимо устранить влияние сопротивлений соединительных проводов. Широкое его применение в производственных условиях ограничивается сложностью, громоздкостью, а также влиянием нестабильности токов, которое особенно ощутимо при измерении низкоомных сопротивлений из-за трудности обеспечения высокой стабильности больших значений тока I.

14.4. Мостовой метод измерения сопротивления

Мостовой метод измерения применяется для измерений сопротивления в диапазоне от 10^{-8} до 10^{16} Ом.

При измерении низкоомных сопротивлений мостовым методом важное значение имеет устранение влияния сопротивлений соединительных проводов на результат измерения. Чтобы уменьшить это влияние, в одинарных мостах применяют *четырехзажимное* подключение резисторов (см. п. 9.1), благодаря которому нижний предел измерения одинарных мостов класса 0,05 достигает 0,001 Ом. Более низкоомные сопротивления измеряют с помощью двойных мостов.

Для анализа влияния сопротивлений соединительных проводов при измерении сопротивления двойным мостом необходимо прежде всего рассмотреть влияние члена d (см. п. 9.1) на результат измерения. Пренебрежение этим членом уравнения равновесия двойного моста вызывает относительную погрешность измерения (%):

$$\delta_d = \frac{d}{R_x} 100.$$

Для анализа путей уменьшения этой погрешности удобно воспользоваться формулой для ее предельного значения, предложенной В. А. Кочаном:

$$|\delta_d|_{пр} = 4\,|\delta_R|_{пр} \frac{r}{R_x} \frac{k}{k+1},$$

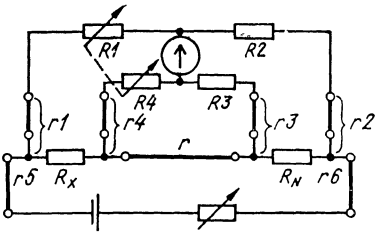


Рис. 14.3. Схема измерения сопротивления двойным мостом

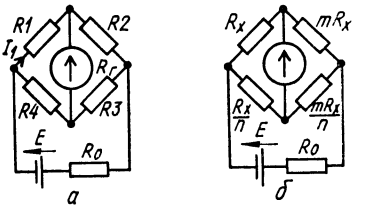


Рис. 14.4. К анализу чувствительности и выбору оптимальных параметров одинарного моста

где $|\delta_R|$ — предельное значение погрешностей сопротивлений плеч моста; $k = R_x/R_N$.

Рассмотрение этой формулы показывает, что для уменьшения погрешности δ_d необходимо выбирать $r < R_x$ и $R_N > R_x$ (т. е. $k < 1$). Чрезмерное увеличение R_N нежелательно из-за снижения чувствительности моста; поэтому прежде всего следует выполнять условие $r < R_x$.

В проведенном анализе учитывался только один соединительный провод — перемычка r. Для общей оценки влияния соединительных проводов в двойном мосте рассмотрим схему, представленную на рис. 14.3. Уравнение равновесия моста с учетом сопротивлений r_1, r_2, r_3 и r_4 имеет вид

$$R_x = R_N \frac{R_1 + r_1}{R_2 + r_2} + \frac{(R_3 + r_3)\, r}{R_3 + R_4 + r_3 + r_4 + r} \left(\frac{R_1 + r_1}{R_2 + r_2} - \frac{R_4 + r_4}{R_3 + r_3} \right).$$

Сопротивления проводов r_3, r_4 и r входят только в член d, поэтому их влияние на результат измерения сравнительно невелико. Более существенную погрешность могут вызывать сопротивления проводов r_1 и r_2, которые прибавляются к сопротивлениям основных плеч R_1 и R_2:

$$\delta_{r_1, r_2} = -\left(\frac{r_1}{R_1} - \frac{r_2}{R_2} \right).$$

Из формулы видно, что при пропорциональности сопротивлений проводов r_1 и r_2 сопротивлениям соответствующих плеч моста эти провода не влияют на результат измерения. На практике это условие выполнить сложно, поэтому для уменьшения погрешности δ_{r_1, r_2} необходимо выбирать значения сопротивлений плеч R_1 и R_2 намного больше сопротивлений r_1 и r_2.

Чувствительность. Выбор оптимальных параметров мостовой схемы. Обязательным условием выполнения измерений с заданной точностью является обеспечение соответствующей чувствительности. В частности, при нулевом методе измерения сопротивления достаточной считают такую чувствительность, когда отклонению от равновесия моста, вызванному относительным изменением сопротивления одного из его плеч $\varepsilon = \frac{\Delta R}{R}$, равным допустимой погрешности измерения, соответствует отклонение указателя нуль-индикатора на одно деление.

Чувствительность зависит от значений сопротивлений плеч моста, параметров источника питания и нуль-индикатора. Практически в

каждом отдельном случае измерений можно выбрать несколько вариантов плеч моста, которые удовлетворяют условие равновесия, но неравноценны по чувствительности. Оптимальным считают вариант, обеспечивающий достаточную чувствительность при применении возможно грубого, простого в обслуживании и дешевого нуль-индикатора. Поиск такого варианта можно проводить, рассматривая условие достижения максимума значения тока, напряжения или мощности в цепи нуль-индикатора при заданном значении ε.

В случае применения для измерений готовых мостов, имеющих ограниченные диапазоны изменения сопротивлений плеч, когда заданы приближенное значение измеряемого сопротивления R_x, допустимая погрешность измерения $\delta_{изм}$, номинальные мощности измеряемого сопротивления $P_{номx}$ и сопротивлений плеч моста $P_{ном.м}$, выбор оптимальных значений параметров моста, гальванометра и источника питания рационально проводить по максимуму мощности, выделяющейся в цепи гальванометра при заданном значении ε, используя формулу, выведенную В. А. Кочаном:

$$P_г = I_г^2 R_г = (C_I \alpha)^2 R_г = \varepsilon^2 P_{max} \frac{R_{min}}{\Sigma R} \frac{s}{(1+s)^2},$$

где C_I — постоянная гальванометра по току; α — отклонение указателя гальванометра; $R_г$ — сопротивление гальванометра; P_{max} — мощность, рассеиваемая в наиболее нагруженном плече моста; R_{min} — сопротивление наиболее низкоомного плеча моста; ΣR — сумма сопротивлений всех плеч ($\Sigma R = R_x + R_2 + R_3 + R_4$ для одинарного моста и $\Sigma R = R_x + R_N + R_1 + R_2 + R_3 + R_4$ для двойного моста); $s = \frac{R_г}{R_{м.г}}$ — отношение сопротивления гальванометра к выходному сопротивлению моста относительно зажимов гальванометра, которое для одинарного моста (рис. 14.4, *а*)

$$R_{м.г} \approx \frac{(R_x + R_4)(R_2 + R_3)}{R_x + R_4 + R_2 + R_3},$$

и для двойного (рис. 14.4, *б*)

$$R_{м.г} \approx \frac{(R_x + R_1 + R_4)(R_N + R_2 + R_3)}{R_x + R_N + R_1 + R_2 + R_3 + R_4}.$$

Для определения условий максимума $P_г$ в зависимости от выбора значений сопротивлений плеч одинарного моста рассмотрим случаи:

1) номинальная мощность резистора R_x равна или больше номинальной мощности других плеч моста, которая для них приблизительно одинакова, т. е. $P_{номx} \geqslant P_{ном.м} = P_{ном2} = P_{ном3} = P_{ном4}$. Можно убедиться, что в этом случае значение $P_г$ будет максимальным при максимуме отношения $R_{min}/\Sigma R$; поэтому следует выбирать такой вариант плеч моста, для которого значение $R_{min}/\Sigma R$ самое большое (для этого, очевидно, следует стремиться выбрать значения сопротивлений всех плеч возможно близкими друг к другу, так как величина $R_{min}/\Sigma R$ при $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ имеет максимальное значение, равное $^1/_4$);

2) номинальная мощность резистора R_x меньше номинальной мощности других плеч моста, т. е. $P_{номx} < P_{ном.м} = P_{ном2} = P_{ном3} =$

$= P_{\text{ном}4}$. Введя обозначения, согласно рис. 14.4, *б*, получим

$$P_{\text{г}} = \varepsilon^2 P_x \frac{m}{m+1} \frac{n}{n+1} \frac{s}{(1+s)^2}.$$

Отсюда видно, что для обеспечения максимального значения $P_{\text{г}}$ необходимо, чтобы значения m и n были возможно бо́льшими, т. е. сопротивление плеча, соединенного последовательно с R_x, следует выбирать возможно бо́льшим, а соединенного параллельно — меньшим по сравнению с R_x (практически достаточно обеспечить $m \approx n \approx \approx 10$).

Рассматривая формулу для определения $P_{\text{г}}$, видим, что выбор сопротивления гальванометра связан с функцией $s/(1+s)^2$. Эта функция имеет максимум при $s = 1$; поэтому для обеспечения максимума $P_{\text{г}}$ следует выбирать гальванометр, сопротивление которого возможно близко к выходному сопротивлению моста, т. е. $R_{\text{г}} = R_{\text{м г}}$. Очевидно, при измерениях низкоомных сопротивлений, когда плечи моста сравнительно низкоомны, следует применять низкоомные гальванометры, а в высокоомных мостах — высокоомные. Выбрав все элементы моста, постоянную гальванометра по току можно найти из формулы для $P_{\text{г}}$.

Метод замещения. Применяется, если необходимо измерить сопротивление с погрешностью, меньшей основной погрешности, определяемой классом точности моста. Этот метод состоит в замещении измеряемого сопротивления образцовым, возможно близким по значению к измеряемому, и осуществляется следующим образом (в дальнейшем рассматривается случай одинарного моста, но все выкладки справедливы и для двойного моста):

а) к зажимам X моста подключают образцовый резистор и, уравновесив мост, отсчитывают показание $R_N = R_{\text{ср}N} \frac{R_4}{R_3}$;

б) вместо образцового теми же проводами к зажимам X подсоединяют измеряемое сопротивление и, повторно уравновесив мост с помощью плеча сравнения, получают второе показание

$$R_x = R_{\text{ср}x} \frac{R_4}{R_3},$$

где $R_{\text{ср}N}$, $R_{\text{ср}x}$ — соответствующие показания плеча сравнения моста; R_4/R_3 — отношение сопротивлений плеч отношения моста;

в) решают систему этих двух уравнений и, подставив вместо R_N действительное значение сопротивления образцового резистора $R_{N\text{д}}$ (по его свидетельству), определяют действительное значение измеряемого сопротивления

$$R_{x\text{д}} = R_{N\text{д}} \frac{R_{\text{ср}x}}{R_{\text{ср}N}}.$$

Относительная погрешность измерения сопротивления этим методом

$$\delta_{R_x} = \delta_{R_N} + \delta_{R_{\text{ср}x}} - \delta_{R_{\text{ср}N}} + \delta_{\text{кв}x} - \delta_{\text{кв}N},$$

где δ_{R_N}, $\delta_{R_{\text{ср}x}}$, $\delta_{R_{\text{ср}N}}$ — относительные погрешности сопротивлений R_N, $R_{\text{ср}x}$, $R_{\text{ср}N}$; $\delta_{\text{кв}x}$, $\delta_{\text{кв}N}$ — относительные погрешности квантования, соответствующие показаниям плеча сравнения $R_{\text{ср}x}$ и $R_{\text{ср}N}$.

Минимальное значение погрешности измерения сопротивления методом замещения имеет место при $R_x \approx R_N$, так как тогда $R_{\text{ср}x} \approx \approx R_{\text{ср}N}$ и, если при переходе от $R_{\text{ср}x}$ к $R_{\text{ср}N}$ положения старших декад моста остаются неизменными, то $\delta_{R_{\text{ср}x}} \approx \delta_{R_{\text{ср}N}}$, откуда в этом случае $\delta_{R_x} \approx \delta_{R_N} + \delta_{\text{кв}x} - \delta_{\text{кв}N}$ или, переходя к предельному значению,

$$|\delta_{R_x}|_{\text{пр}} = |\delta_{R_N}|_{\text{пр}} + 2\,|\delta_{\text{кв}}|_{\text{пр}},$$

где предельное значение погрешности квантования

$$|\delta_{\text{кв}}|_{\text{пр}} = \frac{0{,}5\Delta R_{\text{ср}}}{R_{\text{ср}x}} \approx \frac{0{,}5\Delta R_{\text{ср}}}{R_{\text{ср}N}},$$

а $\Delta R_{\text{ср}}$ — цена ступени младшей использованной декады плеча сравнения.

Погрешность квантования может быть сделана пренебрежимо малой за счет увеличения сопротивления плеча сравнения и тогда погрешность измерения определяется только погрешностью образцового резистора.

При $R_x \neq R_N$ на погрешность измерения влияет также погрешность метода, которая определяется разностью погрешностей плеча сравнения $\delta_{R_{\text{ср}x}} - \delta_{R_{\text{ср}N}}$ и растет с увеличением разности между значениями $R_{\text{ср}x}$ и $R_{\text{ср}N}$.

Для приближенной оценки предельного значения этой погрешности, как и в случае компенсационного метода измерения, можно воспользоваться формулой

$$|\delta_{\text{м}}|_{\text{пр}} = |\delta_{R_{\text{ср}x}} - \delta_{R_{\text{ср}N}}|_{\text{пр}} = 2\,|\delta_{R_{\text{ср}}}|_{\text{пр}} \frac{|R_{\text{ср}x} - R_{\text{ср}N}|}{R_{\text{ср.б}}},$$

где $|\delta_{R_{\text{ср}}}|_{\text{пр}}$ — предельное значение погрешности сопротивления плеча сравнения; $R_{\text{ср.б}}$ — большее из значений сопротивлений $R_{\text{ср}x}$, $R_{\text{ср}N}$.

Чтобы обеспечить малое значение этой погрешности, необходимо добиваться возможно меньшего изменения резисторов плеча сравнения при переходе от его показания $R_{\text{ср}x}$ к $R_{\text{ср}N}$. Например, при необходимости перехода от $R_{\text{ср}x} = 109{,}000$ Ом к $R_{\text{ср}N} = 110{,}000$ Ом надо изменить показание декады $\times$ 1 Ом с 9 на 10, а не с 9 на 0 с выставлением единицы на декаде $\times$ 10 Ом.

Устранение влияния паразитных э. д. с. Метод условного нуля. При точных измерениях сопротивления с использованием высокочувствительных нуль-индикаторов значительные погрешности в результат измерения могут вносить паразитные контактные и термо-э. д. с., которые возникают в плечах моста или диагонали нуль-индикатора и вызывают дополнительное отклонение его указателя. Наиболее эффективным способом устранения влияния таких э. д. с. на результаты измерений является *метод условного нуля*. Рассмотрим вкратце его сущность.

Наличие паразитных э. д. с. вызывает появление в цепи нуль-индикатора дополнительного тока (напряжения), который налагается на ток (напряжения), обусловленный разбалансом моста. Вследствие этого при точном выполнении условия равновесия моста, когда ток (напряжение) небаланса моста равен нулю, указатель нуль-индикатора не установится в положение механического нуля (соответствующее

полному отсутствию тока или напряжения нуль-индикатора), а займет положение условного нуля, обусловленное действием паразитных э. д. с. Таким образом, чтобы правильно определить момент равновесия моста, необходимо при его уравновешивании привести указатель нуль-индикатора в положение условного нуля. Для определения этого положения достаточно отключить питание моста, тогда указатель нуль-индикатора будет отклоняться только под действием паразитных э. д. с.; следовательно, это и будет ложный нуль.

В дальнейшем питание включают и, уравновешивая мост, приводят указатель нуль-индикатора в положение условного нуля. Для контроля неизменности положения условного нуля целесообразно в конце уравновешивания при максимальной чувствительности опять отключить питание моста и, если условный нуль сместился, быстро уравновесить мост, ориентируясь на новое положение условного нуля.

Необходимо заметить, что эффективное устранение влияния паразитных э. д. с. методом условного нуля возможно только в том случае, когда регулятор чувствительности моста находится в его цепи питания, а не в цепи нуль-индикатора, так как любые контакты в цепи нуль-индикатора, переключаемые во время уравновешивания, могут служить источником нестабильных паразитных э. д. с., влияние которых исключить практически невозможно.

14.5. Измерение сопротивления изоляции электрических устройств и определение места повреждения изоляции

Для измерения сопротивления изоляции устройств, не находящихся под напряжением, обычно применяют электромеханические или электронные мегомметры. Выбор типа мегомметра, его предела измерения и номинального напряжения определяется параметрами исследуемого объекта. Поскольку сопротивление большинства изоляционных материалов зависит от значения приложенного напряжения, измерение осуществляется при напряжении, равном рабочему или другому вполне определенному значению, в соответствии с техническими требованиями к изоляции исследуемого устройства. Напряжение мегомметра, безусловно, не должно превышать испытательного напряжения исследуемого объекта.

Измерение сопротивления изоляции кабеля рассмотрим на примере использования логометрического мегомметра. Особенность таких измерений состоит в необходимости устранения влияния поверхностных токов утечки I_s (рис. 14.5) на результат измерения объемного сопротивления изоляции кабеля. С этой целью на изоляцию концов кабеля

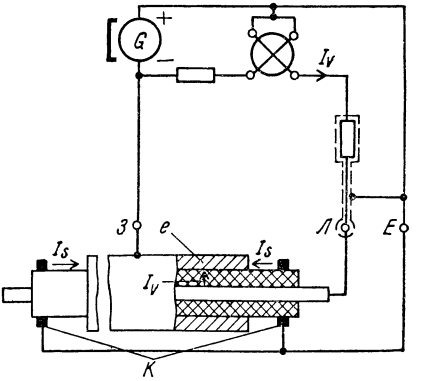


Рис. 14.5. Измерение сопротивления изоляции экранированного кабеля

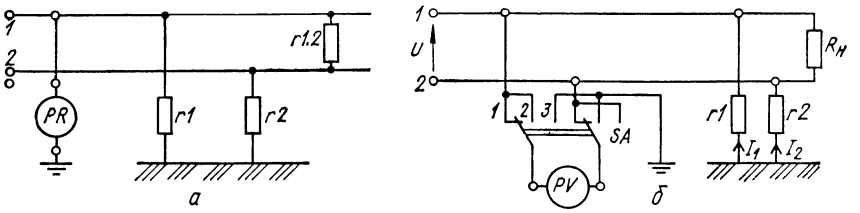


Рис. 14.6. Измерение сопротивления изоляции в двухпроводной цепи

накладывают металлические защитные кольца K (несколько витков голой медной проволоки), которые подсоединяют к зажиму E мегомметра. В этом случае ток I_s по поверхности изоляции кабеля протекает между защитными кольцами K и экраном e кабеля, не попадая в рамку логометра. Разность потенциалов между защитными кольцами и жилой кабеля пренебрежимо мала по сравнению с рабочим напряжением мегомметра (она почти равна падению напряжения на рамке логометра), и на этом участке ток практически отсутствует. Таким образом, показание мегомметра зависит только от тока I_V в объеме изоляции между жилой и экраном кабеля (т. е. пропорционально объемному сопротивлению изоляции кабеля).

Измерение сопротивлений изоляции относительно земли и между проводами электрических сетей. В случае, когда источник энергии и потребители отсоединены (рис. 14.6, *а*), с помощью мегомметра измеряют эквивалентные сопротивления изоляции R_1 и R_2 между проводами *1*, *2* и заземлением, а также R_{12} между проводами *1* и *2*. Значения отдельных сопротивлений изоляции r_1, r_2 и r_{12} определяют, решая систему уравнений

$$R_1 = \frac{r_1(r_2 + r_{12})}{r_1 + r_2 + r_{12}}; \quad R_2 = \frac{r_2(r_1 + r_{12})}{r_1 + r_2 + r_{12}}; \quad R_{12} = \frac{r_{12}(r_1 + r_2)}{r_1 + r_2 + r_{12}}.$$

Аналогично можно определить сопротивления изоляции в трехфазной сети.

Если потребители энергии не отсоединены от исследуемой сети, сопротивления изоляции между проводами r_{12}, r_{23} и r_{13} (для трехпроводной сети) шунтируются сравнительно малыми сопротивлениями потребителей и можно считать, что сопротивления изоляции проводов относительно земли r_1, r_2, r_3 соединены параллельно. В этом случае следует измерить сопротивление изоляции между одним из проводов и землей, что в результате даст значение эквивалентного сопротивления изоляции относительно земли для двух- и трехпроводной сети:

$$R_{из2} = \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2}; \quad R_{из3} = \frac{r_1 r_2 r_3}{r_1 r_2 + r_2 r_3 + r_3 r_1}.$$

Если измеренное значение сопротивления изоляции удовлетворяет требованиям, предъявляемым к данной сети, то тем более этим требованиям будет удовлетворять изоляция отдельных проводов при отсоединенных потребителях.

Для измерения сопротивления изоляции устройства или сети, находящихся под рабочим напряжением, можно использовать схему, представленную на рис. 14.6, *б*. Вольтметром PV поочередно измеряют

напряжение сети U, а также напряжения U_1 и U_2 при параллельном подключении вольтметра к сопротивлениям изоляции r_1 и r_2. Ток I_2 через сопротивление изоляции r_2 при положении *2* переключателя SA

$$I_2 = \frac{U - U_1}{r_2} = \frac{U}{r_2 + \frac{r_1 r_V}{r_1 + r_V}},$$

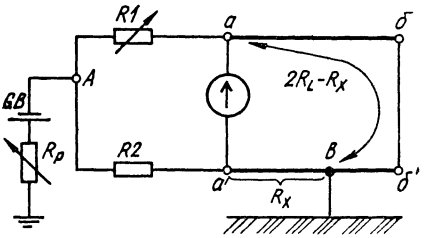


Рис. 14.7. Определение места повреждения кабеля методом петли Муррея

а ток I_1 при положении *3*

$$I_1 = \frac{U - U_2}{r_1} = \frac{U}{r_1 + \frac{r_2 r_V}{r_2 + r_V}},$$

где r_V — сопротивление вольтметра.

Решив эти уравнения, получим

$$r_1 = r_V \frac{U - U_1 - U_2}{U_2}; \quad r_2 = r_V \frac{U - U_1 - U_2}{U_1}.$$

Если сопротивления изоляции r_1 и r_2 намного превышают сопротивление вольтметра, формулы упрощаются:

$$r_1 = r_V \frac{U - U_2}{U_2}; \quad r_2 = r_V \frac{U - U_1}{U_1}.$$

Определение места повреждения изоляции кабеля. В случае пробоя изоляции между жилой кабеля и его металлической оболочкой или между двумя жилами (в трехжильном кабеле) для определения места повреждения можно воспользоваться *методом петли Муррея,* который основан на применении схемы одинарного моста (рис. 14.7). Перед измерением надо надежно закоротить одни концы (например, *б*, *б'*) поврежденной и неповрежденной жил, а к другим (*а*, *а'*) подсоединить гальванометр и два плеча одинарного моста *R1*, *R2*, одно из которых должно быть плавнопеременным и использоваться для уравновешивания. Источник питания *GB* и регулятор чувствительности $R_р$ моста включаются между общей точкой *A* плеч *R1*, *R2* и точкой *b* пробоя изоляции жилы (через землю, а в случае пробоя между двумя жилами — через третью жилу кабеля).

При равновесии моста имеем

$$\frac{R_1}{R_2} = n = \frac{2R_l - R_x}{R_x},$$

откуда

$$R_x = \frac{2R_l}{n + 1},$$

где R_l — сопротивление одной жилы кабеля.

Расстояние от точки a до места пробоя (точка b) при постоянном поперечном сечении жил S

$$l_x = R_x \frac{S}{\rho},$$

где ρ — удельное сопротивление материала жил кабеля.

14.6. Измерение сопротивления заземления

Измерение сопротивления заземления всегда выполняется на переменном токе, чтобы избежать влияния на результат измерения поляризации в местах контакта заземлителя с влажной землей.

На рис. 14.8, *а* представлена схема измерения сопротивления заземления методом амперметра и вольтметра. В этой схеме применяются два дополнительных заземлителя: токовый $З_I$, который служит для создания контура тока, и потенциальный $З_U$, к которому подсоединяется один из зажимов вольтметра, используемого для измерения падения напряжения на исследуемом заземлении. Расстояние от исследуемого до потенциального заземлителя должно быть 20 м, а до токового — от 40 до 60 м.

На рис. 14.8, *б* представлена соответствующая эквивалентная электрическая схема, где R_x, R_U, R_I — сопротивления исследуемого, потенциального и токового заземлителей.

Сопротивление заземления

$$R_x = \frac{U_V}{I_A},$$

где U_V и I_A — показания вольтметра и амперметра.

Эта формула справедлива при $R_V \gg R_U$, поэтому здесь следует использовать электростатические или электронные вольтметры.

Дальнейшее развитие этот метод получил в измерителях сопротивления заземления с логометрическим измерительным механизмом, отклонение подвижной части которых определяется отношением токов в рамках, включенных в схему на место амперметра и вольтметра (рис. 14.9). Питание прибора осуществляется от генератора постоянного тока с ручным приводом через специальный механический преобразователь постоянного тока в переменный, позволяющий обеспечить в цепи заземлителей переменный ток, а в рамках логометра — постоянный.

Широкое распространение получили измерители сопротивления заземления, построенные по компенсационному принципу. Как видно из эквивалентной схемы (рис. 14.10), напряжение на исследуемом зонде компенсируется падением напряжения на части $\Delta R_р$ реохорда $R_р$, питаемого током зонда I через трансформатор тока TA. В момент компенсации, фиксируемый с помощью нуль-индикатора $НИ$, который

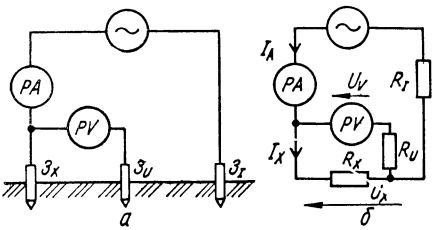


Рис. 14.8. Измерение сопротивления заземления методом амперметра и вольтметра

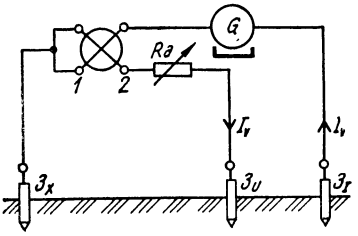


Рис. 14.9. Схема включения логометрического измерителя сопротивления заземления

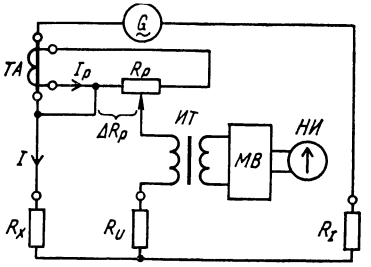


Рис. 14.10. Эквивалентная схема измерителя заземления компенсационного типа

включается в цепь через изолирующий трансформатор *ИТ* и механический выпрямитель *МВ*, имеем

$$IR_x = I_p \Delta R_p,$$

откуда

$$R_x = \frac{I_p}{I} \Delta R_p = \frac{\Delta R_p}{k_I},$$

где k_I — коэффициент трансформации трансформатора тока *TA*. Таким образом, измеряемое значение сопротивления заземления может быть отсчитано непосредственно по шкале реохорда R_p.

Серийные приборы, построенные на основе изложенных принципов, позволяют измерять сопротивление заземления в диапазонах 0...5, 0...10, 0...100 и 0...1000 Ом с погрешностью, не превышающей от 1,5 до 5% конечного значения диапазона измерений.

Глава 15. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

15.1. Особенности измерения составляющих комплексного сопротивления

Комплексное сопротивление является одной из важных характеристик участка (пасивного элемента) электрической цепи переменного тока. Следует отметить, что понятие комплексного сопротивления имеет смысл лишь при условии, что в электрической цепи действуют синусоидальные напряжения и токи. Поэтому измерения комплексных сопротивлений и их составляющих должны проводиться с соблюдением этих условий. При несинусоидальных напряжении и токе результат измерения может быть получен лишь для определенных гармоник путем использования специальных избирательных устройств.

При исследовании комплексных сопротивлений измеряемыми величинами являются не только емкость *C*, индуктивность *L* и активное сопротивление *R*, но и такие характеристики, как тангенс угла диэлектрических потерь конденсатора tg δ, добротность катушки индуктивности *Q*, а также постоянная времени резистора $\tau = \frac{L}{R} - CR$ как

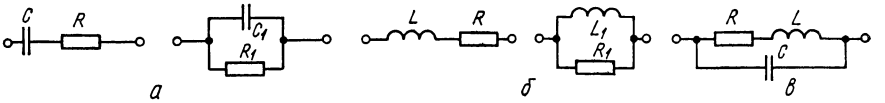


Рис. 15.1. Схемы замещения реальных конденсаторов (*а*), катушки индуктивности (*б*) и резистора (*в*)

характеристика качества последнего с точки зрения возможности его использования на переменном токе (здесь L и C — остаточные индуктивность и емкость согласно схеме замещения рис. 15.1, *в*).

Реальный пассивный элемент электрической цепи иногда представляет собой достаточно сложный объект как с сосредоточенными, так и с распределенными параметрами. Однако в большинстве случаев комплексное сопротивление можно представить эквивалентной схемой замещения, включающей в себя емкость или индуктивность, которые последовательно либо параллельно соединены с активным сопротивлением (рис. 15.1).

Соотношения между параметрами схем замещения для объектов емкостного характера определяются выражениями

$$C_1 = \frac{C}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta}; \quad R_1 = R\left(1 + \frac{1}{\operatorname{tg}^2 \delta}\right),$$

а для объектов индуктивного — соответственно

$$L_1 = L\left(1 + \frac{1}{Q^2}\right); \quad R_1 = R(1 + Q^2).$$

При этом для последовательной схемы замещения

$$\operatorname{tg} \delta = \omega C R; \quad Q = \frac{\omega L}{R},$$

а для параллельной схемы замещения

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\omega C_1 R_1}, \quad Q = \frac{R_1}{\omega L_1}.$$

Такие параметры, как C, L, R, τ, в первом приближении можно считать независимыми от частоты, а остальные являются функциями частоты и поэтому при их количественной оценке необходимо указывать частоту, на которой проводится измерение. Очевидно также, что последние целесообразно измерять на той частоте, на которой объект используется в реальных условиях.

При высокой добротности комплексных сопротивлений емкости и индуктивности в последовательной и параллельной схемах замещения практически не отличаются между собой. Однако неоднозначность получаемых результатов существенно проявляется, когда измеряемые комплексные сопротивления имеют значительную активную составляющую. Так, при $Q = 10$ для параллельной схемы замещения значение индуктивности возрастает на 1 % по сравнению с результатом, полученным для последовательной схемы замещения, а при $Q = 1$ различие достигает 100 %.

Реальные конденсаторы в достаточно широком диапазоне частот имеют малый $\operatorname{tg} \delta$, и поэтому их емкости независимо от принятой схемы замещения будут иметь приблизительно одно и то же значение ($C_1 \approx \approx C$).

Реальные катушки индуктивности однозначно трудно представить какой-либо одной схемой замещения, поскольку сопротивление потерь содержит как параллельную, так и последовательную составляющие. Кроме того, в реальных катушках имеется собственная емкость, а свойства материала сердечника зависят от частоты.

Обычно в катушках индуктивности без ферромагнитного сердечника преобладают потери в обмотке, и эквивалентное активное сопротивление можно представить включенным последовательно с индуктивностью, а у катушек с ферромагнитным сердечником основная составляющая потерь приходится на потери в сердечнике; тогда более реальна параллельная эквивалентная схема.

Собственную емкость катушек следует рассматривать включенной параллельно индуктивности. Ее влияние сказывается на результате измерения в виде завышенных значений последней. Кажущаяся индуктивность катушки возрастает по мере приближения частоты напряжения питания измерительной схемы вплоть до резонансной частоты катушки, а после того, как частота питающего напряжения превысит резонансную частоту катушки, ее реактивное сопротивление изменит свой характер на емкостный.

Во многих случаях собственная емкость обмоток трансформаторов, дросселей со стальными сердечниками начинает сказываться на сравнительно низких частотах и может вызывать значительные погрешности измерения индуктивности. Поэтому измерения индуктивности таких объектов следует проводить либо на рабочих частотах, либо на возможно более низкой частоте.

Если переменный ток, протекающий через обмотку со стальным сердечником, приводит к существенному изменению его магнитной проницаемости, то вследствие изменения индуктивности обмотки возникает искажение формы напряжения. Это в свою очередь вызывает дополнительные погрешности измерения.

В ряде случаев характер комплексного сопротивления (индуктивный или емкостный) заранее неизвестен или даже меняется при изменении частоты; поэтому может возникать необходимость, чтобы измерительное устройство позволяло определять характер комплексного сопротивления.

Диапазоны измерения параметров комплексного сопротивления могут быть весьма широки. Так, значения измеряемых емкостей заключены в пределах от тысячных долей пикофарада до десятков тысяч микрофарад, а индуктивностей — от тысячных долей микрогенри до тысячи генри. Диапазон измеряемых добротностей Q составляет 0,01... ...1000, $\operatorname{tg} \delta$ — от 0,00001 до 10, а в отдельных частных случаях значения измеряемых $\operatorname{tg} \delta$ и Q могут иметь значения, лежащие за пределами указанного диапазона.

15.2. Измерение емкости и угла потерь

Для измерений емкости конденсаторов могут быть использованы приборы непосредственной оценки — ф а р а д м е т р ы. Следует, однако, отметить сравнительно низкую точность этих приборов, зависимость показаний от частоты, ограниченный диапазон измерений.

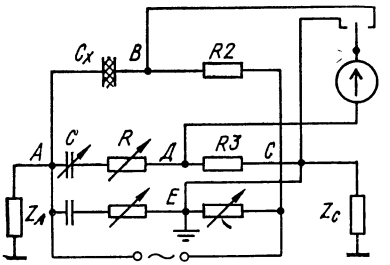


Рис. 15.2. К эквипотенциальной защите мостов переменного тока

Относительная погрешность измерения емкости фарадметрами составляет 2...4 %.

Значение емкости конденсатора может быть также определено с помощью амперметра и вольтметра. Если при напряжении U через конденсатор протекает ток I, то при частоте напряжения питания, равной ω, пренебрегая активными потерями в конденсаторе, получим

$$C_x = \frac{I}{\omega U}.$$

Емкость конденсатора может быть измерена способом заряда и разряда исследуемого конденсатора, с помощью баллистического гальванометра по количеству электричества, однако эти способы громоздки, малоточны и позволяют измерять лишь один параметр конденсатора — только его емкость.

Наиболее распространенными являются мостовые способы измерения емкости и тангенса угла потерь конденсаторов. Существующие мосты переменного тока (см. п. 9.2) позволяют измерять емкости конденсаторов в очень широких пределах, начиная от тысячных долей пикофарада до сотен микрофарад. При этом погрешность измерения может быть достигнута, равной 0,02...0,1 %.

При измерениях очень малых емкостей (доли пикофарада и меньше) существенное влияние на результат измерений могут оказать паразитные, главным образом емкостные, сопротивления утечек. Эффективным способом защиты от влияния паразитных утечек является эквипотенциальная защита. Мост (рис. 15.2), кроме основных измерительных плеч, имеет дополнительную ветвь, состоящую из регулируемых сопротивлений и емкостей и образующую с двумя нижними плечами основного моста дополнительную мостовую цепь. При измерениях поочередно уравновешивают схему основного моста и дополнительную мостовую цепь, точка E которой заземлена. После уравновешивания точки B и $Д$ основного моста будут иметь потенциалы земли, не будучи заземленными, а токи утечек из этих вершин на землю будут отсутствовать. Паразитные сопротивления утечек между вершинами A и C шунтируют диагональ питания и на результат измерений не влияют.

15.3. Измерение индуктивности и взаимной индуктивности

Учитывая, что полное сопротивление катушки индуктивности

$$Z = \sqrt{R_{эк}^2 + (\omega L)^2}$$

может быть определено по падению напряжения U на катушке индуктивности при протекании через нее переменного тока I как

$$Z = \frac{U}{I},$$

а его составляющая $R_{эк}$ (эквивалентное сопротивление потерь) — путем измерения мощности P, потребляемой катушкой при заданном токе I, как

$$R_{эк} = \frac{P}{I^2},$$

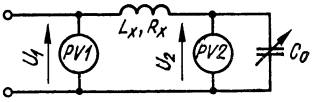


Рис. 15.3. Измерение индуктивности резонансным способом

индуктивность L катушки по показаниям амперметра, вольтметра и ваттметра может быть найдена так:

$$L = \frac{1}{2\pi f}\sqrt{Z^2 - R_{эк}^2} = \frac{1}{2\pi f}\sqrt{\frac{U^2}{I^2} - \left(\frac{P}{I^2}\right)^2}.$$

Схемы измерения в этом случае аналогичны схемам измерения активной мощности в цепях переменного тока, которые описаны в п. 11.2. Учитывая низкие значения cos φ, при этих измерениях целесообразно применять малокосинусные ваттметры.

Малые индуктивности могут быть измерены резонансным способом. Его используют главным образом для исследования высокочастотных катушек, индуктивность которых имеет значение от нескольких сотых микрогенри до нескольких миллигенри. Измерительная цепь (рис. 15.3) питается от источника регулируемого по амплитуде и частоте напряжения U_1, измеряемого электронным вольтметром *PV1* действующего значения. Градуированный конденсатор переменной емкости C_0 предназначен для настройки контура в резонанс, определяемый по максимальному показанию вольтметра *PV2*.

Так как напряжение U_2 равно

$$U_2 = \frac{I}{\omega C_0},$$

а ток I в измерительной цепи

$$I = \frac{U_1}{R_x},$$

то, учитывая, что при резонансе $\omega L_x = \frac{1}{\omega C_0}$, получим

$$U_2 = \frac{U_1 \omega L_x}{R_x} = U_1 Q_x,$$

откуда добротность Q_x исследуемой катушки индуктивности

$$Q_x = \frac{\omega L_x}{R_x} = \frac{U_2}{U_1}.$$

Значение измеряемой индуктивности можно получить по формуле

$$L_x = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_0}$$

или по показаниям конденсатора переменной емкости C_0, проградуированного в единицах индуктивности для определенной частоты генератора.

Недостатком метода является установление резонанса напряжения по максимуму показаний приборов, что снижает точность определения

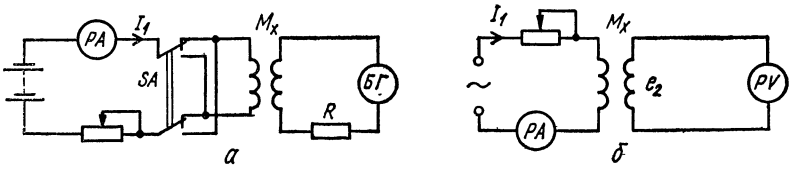


Рис. 15.4. Схемы измерения взаимной индуктивности

точки резонанса, особенно при наличии в цепи значительного активного сопротивления. Поэтому резонансный метод дает хорошие результаты только при больших добротностях объекта измерения, когда резонансная кривая имеет резко выраженный максимум.

По схеме, приведенной на рис. 15.3, строят измерители добротности — к у м е т р ы.

Чаще всего для измерений индуктивности и добротности катушек индуктивностей применяются специально предназначенные для этих измерений мосты переменного тока (см. п. 9.2).

Простейшим способом измерения взаимной индуктивности M_x является измерение баллистическим гальванометром количества электричества, проходящего во вторичной цепи при изменении направления тока в первичной (рис. 15.4, *а*):

$$M_x = \frac{R_2 Q}{2I_1} = \frac{R_2 \alpha}{2I_1 S_Q},$$

где R_2 — сопротивление вторичной цепи; Q — количество электричества, измеряемое баллистическим гальванометром *БГ*; α — отклонение указателя баллистического гальванометра; S_Q — чувствительность баллистического гальванометра по количеству электричества.

Если требуется определить взаимную индуктивность катушки при рабочем токе в ее обмотке, можно измерять э. д. с. e_2, индуктируемую во вторичной цепи током I_1 первичной обмотки (рис. 15.4, *б*). При этом желательно пользоваться вольтметром с малым потреблением тока или компенсатором. Значение взаимной индуктивности

$$M_x = \frac{e_2}{\omega I_1},$$

где e_2 — действующее значение э.д.с. вторичной обмотки.

Описанные методы не могут обеспечить высокой точности измерения взаимной индуктивности, так как результат измерения определяется по показаниям приборов непосредственной оценки.

В принципе для измерения взаимной индуктивности можно пользоваться любым методом измерения индуктивности, измеряя индуктивность последовательно соединенных катушек при встречном и согласном включениях.

Полная индуктивность наблюдается при последовательном согласном включении обмоток катушки:

$$L' = L_1 + L_2 + 2M_x,$$

а при последовательном встречном включении

$$L'' = L_1 + L_2 - 2M_x,$$

где L_1 и L_2 — индуктивности первичной и вторичной обмоток исследуемой катушки.

Взаимная индуктивность обмоток

$$M_x = \frac{L' - L''}{4}.$$

15.4. Преобразование параметров комплексного сопротивления в напряжение

В последнее время широкое распространение получили измерители параметров электрических цепей, основанные на преобразовании составляющих комплексных сопротивлений в пропорциональные им напряжения и последующем их измерении известными способами. Такие измерители C, L, R по своим метрологическим характеристикам незначительно уступают мостам переменного тока, обладают широкими функциональными возможностями, большим быстродействием и удобством в эксплуатации. Последнее качество особенно важно при решении задач производственного контроля и научных исследований, так как практика показывает, что измерение комплексного сопротивления со средней добротностью мостом с ручным уравновешиванием класса 0,5 требует многократных поочередных регулировок переменных параметров и длительность его достигает 10 с.

Быстродействие, реализуемое в лучших образцах автоматических цифровых мостов переменного тока такого же класса точности, составляет приблизительно 0,25 с, однако прибор при этом представляет собой сложное и дорогостоящее устройство.

Преобразование составляющих комплексного сопротивления в напряжения связано с необходимостью обеспечения высокой точности, линейности, однозначной зависимости, а также ряда других требований и поэтому стало технически целесообразным лишь на базе достижений современной микроэлектроники. Для создания подобных преобразователей используются операционные усилители, которые обладают, как уже отмечалось (см. п. 7.4), рядом положительных свойств (большое значение коэффициента усиления в разомкнутом состоянии; большое входное и малое выходное сопротивления; широкий частотный диапазон и др.).

В полной мере положительные свойства операционных усилителей проявляются при охвате их глубокими отрицательными обратными связями. На рис. 15.5 представлена схема операционного усилителя с параллельной отрицательной обратной связью (см. табл. 7.1), на вход которого включено сопротивление Z_1, а в цепи обратной связи — сопротивление $Z_{о.с}$.

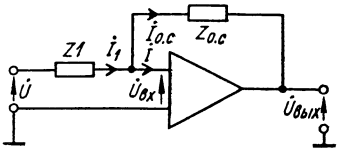


Рис. 15.5. Принципиальная схема операционного усилителя с отрицательной обратной связью

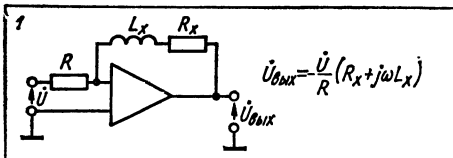
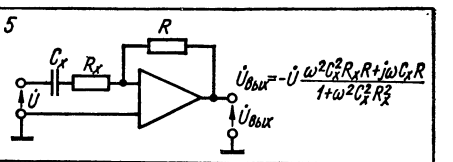
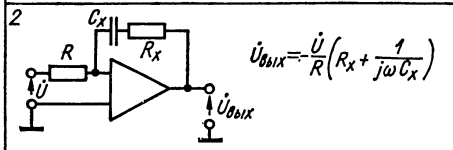
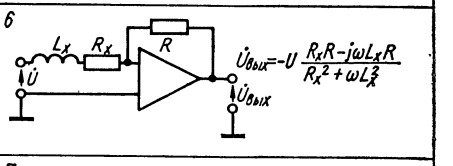
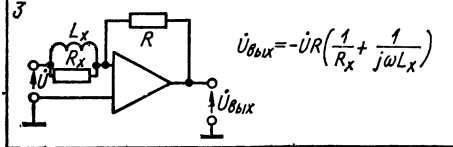
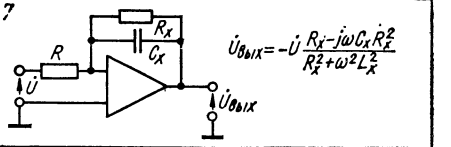
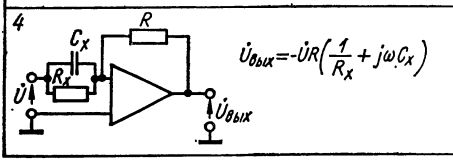
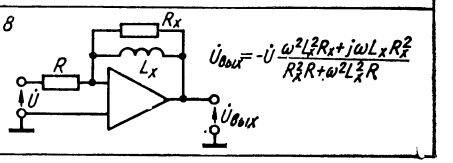
Если принять, что коэффициент усиления операционного усилителя достаточно велик, то током I в его входной цепи практически можно пренебречь и входное напряжение будет близко к ну-

лю. Следовательно, ток, протекающий через сопротивление, подключенное ко входу операционного усилителя, будет равен току, протекающему через сопротивление обратной связи, т. е.

$$\frac{\dot{U}}{Z_1} = -\frac{U_{\text{вых}}}{Z_{\text{о.с}}} \text{ или } \dot{U}_{\text{вых}} = -\frac{Z_{\text{о.с}}}{Z_1}\dot{U}. \qquad (15.1)$$

Предполагая, что одно из сопротивлений Z_1 или $Z_{\text{о.с}}$ является чисто активным, а второе — комплексным емкостного или индуктивного

Таблица 15.1

1  $\dot{U}_{\text{вых}} = -\frac{\dot{U}}{R}(R_x + j\omega L_x)$	5  $\dot{U}_{\text{вых}} = -\dot{U}\frac{\omega^2 C_x^2 R_x R + j\omega C_x R}{1+\omega^2 C_x^2 R_x^2}$
2  $\dot{U}_{\text{вых}} = -\frac{\dot{U}}{R}\left(R_x + \frac{1}{j\omega C_x}\right)$	6  $\dot{U}_{\text{вых}} = -\dot{U}\frac{R_x R - j\omega L_x R}{R_x^2 + \omega L_x^2}$
3  $\dot{U}_{\text{вых}} = -\dot{U}R\left(\frac{1}{R_x} + \frac{1}{j\omega L_x}\right)$	7  $\dot{U}_{\text{вых}} = -\dot{U}\frac{R_x - j\omega C_x R_x^2}{R_x^2 + \omega^2 L_x^2}$
4  $\dot{U}_{\text{вых}} = -\dot{U}R\left(\frac{1}{R_x} + j\omega C_x\right)$	8  $\dot{U}_{\text{вых}} = -\dot{U}\frac{\omega^2 L_x^2 R_x + j\omega L_x R_x^2}{R_x^2 R + \omega^2 L_x^2 R}$

характера, можно реализовать ряд вариантов преобразователя в зависимости от принятой схемы замещения и места включения объекта измерения — в прямую цепь или цепь обратной связи.

Наиболее распространенные схемы, позволяющие по синфазной и квадратурной составляющим выходного напряжения оценивать активную и реактивную составляющие измеряемого комплексного сопротивления, представлены в табл. 15.1.

В схеме *1* сопротивление $Z_{\text{о.с}} = R_x + j\omega L_x$, а сопротивление $Z_1 = R$. Подставляя эти значения в равенство (15.1), получаем

$$\dot{U}_{\text{вых}} = -\left(\frac{R_x}{R} + j\frac{\omega L_x}{R}\right) = \frac{\dot{U}}{R}(R_x + j\omega L_x).$$

При постоянных значениях напряжения питания U, частоты ω и образцовом сопротивлении R синфазная с напряжением питания составляющая выходного напряжения пропорциональна активной составляющей комплексного сопротивления, а квадратурная — реактивной (индуктивности).

Схема *1* позволяет обеспечить линейность отсчета активной составляющей комплексного сопротивления и реактивной ее составляющей (или индуктивности). При подобном включении в цепь обратной связи активно-емкостного сопротивления с последовательной схемой замещения (схема *2*) также обеспечивается линейность функции преобразования активного и реактивного сопротивлений, но значения емкости обратно пропорциональны соответствующей составляющей выходного напряжения. Линейная зависимость $U_{вых}$ от активной и реактивной проводимостей может быть получена в случае включения исследуемого объекта, представленного параллельной схемой замещения, во входную цепь операционного усилителя (схемы *3* и *4*). При этом обеспечивается и линейное преобразование емкости.

Использование схем *5*...*8* для определения составляющих комплексного сопротивления требует выполнения дополнительных расчетных операций, поскольку каждая из составляющих комплексного сопротивления оказывается одновременно связанной с обеими составляющими выходного напряжения. Следует, однако, отметить, что в последнее время в измерителях параметров комплексного сопротивления начинают широко применяться средства микропроцессорной техники; поэтому необходимость осуществления тех или иных расчетных операций не является препятствием к использованию приведенных схем. Кроме того, включение микропроцессора в состав измерителя параметров комплексного сопротивления позволяет значительно расширить его функциональные возможности за счет передачи микропроцессору функций автоматического управления работой измерителя, коррекции погрешностей, сокращения числа образцовых мер, организации самоконтроля и получения отсчета любых требуемых параметров комплексного сопротивления.

Часть третья

ИЗМЕРЕНИЕ МАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН

Глава 16. МАГНИТНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ И МЕРЫ МАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН

16.1. Общие сведения

Практически все современные электроэнергетические и электромеханические аппараты, значительное число устройств автоматики, измерительной и вычислительной техники построены на основе использования электромагнитных явлений и на применении магнитных материалов. Поэтому измерения параметров магнитных полей, а также исследования магнитных свойств материалов занимают значительное место в измерительной технике.

Область электроизмерительной техники, которая занимается измерением величин, характеризующих магнитное поле, магнитные цепи, а также магнитные свойства веществ и материалов, называют *магнитными измерениями*.

Магнитное поле в общем случае порождается движением электрических зарядов (токами) и характеризуется напряженностью, которая не зависит от свойств среды, а определяется лишь геометрическими размерами контура и значением тока в нем и может быть вычислена на основе закона Био—Савара—Лапласа. Например, напряженность магнитного поля в центре кругового контура радиусом R с током I равна

$$H = \frac{I}{2R}.$$

Специального названия единица напряженности магнитного поля не имеет, ее размерность ампер на метр (А/м).

Контуры с током, а также намагниченные тела, создающие магнитное поле, характеризуются также магнитным моментом $\boldsymbol{M}$, который определяет интенсивность источника магнитного поля.

Магнитный момент контура площади S, по которому протекает ток I, равен

$$\vec{M} = \vec{I}S,$$

а для многовитковой катушки

$$\vec{M}_к = K_{wS}\vec{I},$$

где $K_{wS} = wS$ — постоянная катушки; w — количество витков.

Магнитный момент намагниченного тела равен сумме магнитных моментов $\vec{M}_i$ микроскопических контуров с током:

$$\vec{M} = \sum_i \vec{M}_i.$$

Намагниченность образца $\vec{J}$ определяется отношением магнитного момента к объему образца V

$$\vec{J} = \frac{\vec{M}}{V}.$$

Намагниченность связана с напряженностью посредством коэффициента $\varkappa$, носящего название *магнитной восприимчивости:*

$$\vec{J} = \varkappa \vec{H}.$$

Порождаясь электрическим током, магнитное поле проявляется также в форме силового воздействия на движущиеся электрические заряды.

Основной характеристикой силового взаимодействия магнитного поля с током является магнитная индукция $\vec{B}$. Единица магнитной индукции — тесла (Тл). Это индукция такого однородного магнитного поля, в котором на каждый метр линейного проводника с током в один ампер действует сила в один ньютон.

Индукция магнитного поля в вакууме связана с напряженностью поля соотношением

$$\vec{B}_0 = \mu_0 \vec{H},$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная, а в среде с относительной магнитной проницаемостью μ_r

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H}.$$

Магнитное поле в среде описывается тремя основными векторами:

$$\vec{B} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{J}).$$

Поэтому $\mu_r = 1 + \varkappa$, т. е. магнитная восприимчивость среды и ее магнитная проницаемость имеют однозначную зависимость.

Неоднородность магнитного поля характеризуется градиентом по заданному направлению X напряженности dH/dX или магнитной индукции dB/dX.

Силовое взаимодействие с током не единственное проявление магнитного поля. Магнитное поле проявляется также в виде явления *электромагнитной индукции.* Согласно закону электромагнитной индукции, переменное магнитное поле наводит в контуре э. д. с., значение которой определяется скоростью изменения магнитного потока:

$$e(t) = -\frac{d\Phi}{dt}.$$

Здесь Φ — магнитный поток, который равен суммарному потоку вектора магнитной индукции через контур площадью S:

$$\Phi = \int_S B dS.$$

Единица магнитного потока — вебер (Вб).

Другой интегральной характеристикой магнитного поля является *магнитодвижущая сила* (м. д. с.), значение которой между двумя точками A и B определяется выражением

$$F_{AB} = \int_A^B H dl.$$

Единица магнитодвижущей силы — ампер.

В настоящее время существует много разнообразных приборов для измерений магнитных величин. Как правило, такие приборы состоят

из двух частей: измерительного преобразователя измеряемой магнитной величины в величину иного вида (чаще всего электрическую), более удобную для дальнейшего преобразования или измерения, и выходного измерительного устройства. В зависимости от вида выходной величины преобразователи магнитных величин подразделяют на *магнитоэлектрические, магнитомеханические* и *магнитооптические.*

К числу наиболее широко используемых явлений, положенных в основу принципа действия преобразователей магнитных величин, относятся явление электромагнитной индукции, гальваномагнитные явления, явление изменения магнитного состояния ферромагнитных материалов в магнитном поле, квантовые явления, а также силовое взаимодействие исследуемого магнитного поля с полем постоянного магнита или контура с электрическим током.

Явления электромагнитной индукции положены в основу принципа действия индукционных и ферромодуляционных преобразователей, причем в последних используется явление изменения магнитного состояния ферромагнетика. Гальваномагнитные эффекты Гаусса и Холла лежат в основе принципа действия соответственно магниторезистивных и магнитогенераторных преобразователей. На использовании атомных ядерных или электронных резонансных явлений, возникающих при возбуждении микрочастиц внешним магнитным полем, основывается работа квантовых преобразователей. В магнитомеханических преобразователях используется механическое проявление взаимодействия исследуемого магнитного поля и поля постоянного магнита или контура с током.

В последнее время при создании измерительных преобразователей магнитных величин используют и другие явления. В частности, в сверхпроводниковых преобразователях магнитных величин применяется эффект Джозефсона, который заключается в возникновении незатухающих переменных токов в сверхпроводнике при определенных значениях индукции магнитного поля. Свойство некоторых веществ вращать плоскость поляризации света под действием внешнего магнитного поля лежит в основе работы магнитооптических преобразователей.

В качестве выходного измерительного устройства применяется обычный электрический измерительный прибор или прибор со специальными характеристиками.

При градуировке и поверке приборов и средств, предназначенных для измерения магнитных величин, необходимо создавать магнитные поля с определенными параметрами в заданных объемах. Такие магнитные поля создаются с помощью соответствующих мер магнитных величин. При этом в основном используются меры магнитного потока, магнитной индукции, магнитного момента и градиента магнитного поля.

16.2. Индукционные и ферромодуляционные преобразователи

Принцип действия индукционных преобразователей основан на возникновении э. д. с., индуктируемой в измерительной катушке (ИК) (рис. 16.1) при изменении магнитного потока, пронизывающего витки

катушки:

$$e = -\frac{d\Psi}{dt} = -w\frac{d\Phi_x}{dt}\cos\alpha,$$

где $\Psi = w\Phi$ — полный магнитный поток (потокосцепление); w — число витков ИК, пронизываемой измеряемым потоком Φ_x; α — угол между направлением магнитного поля и нормалью к плоскости витков ИК.

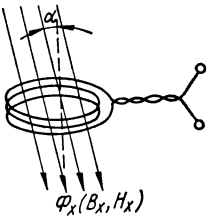


Рис. 16.1. Измерительная катушка в магнитном поле

Если магнитное поле равномерное, т. е. $\Phi_x = B_xS$, а также в случае, когда магнитная проницаемость среды во всех точках пространства, охваченного контуром витков ИК, одинакова и постоянна во времени, т. е. $\Phi_x = \mu_0\mu_rSH_x$, то наведенная в ИК э.д.с. может быть мерой не только магнитного потока, но и магнитной индукции или напряженности магнитного поля.

Индукционные преобразователи используются в приборах для магнитных измерений как в постоянных, так и в переменных полях. В первом случае изменение потокосцепления исследуемого потока с витками ИК можно осуществить быстрым удалением (выдергиванием) ее из исследуемого поля. При этом изменение потокосцепления за интервал времени между моментами начала $t_н$ и конца $t_к$ удаления ИК будет равно

$$\Delta\Psi_x = w(\Phi_к - \Phi_x) = \int_{t_1}^{t_2} edt = R\int_{t_1}^{t_2} Idt = Rq,$$

где I — ток; q — количество электричества; R — сопротивление измерительной цепи, включая сопротивление ИК и сопротивление выходного прибора.

Таким образом, изменение магнитного потока $\Delta\Phi = \Phi_к - \Phi_x$, а при $\Phi_к = 0$ значение измеряемого потока Φ_x может быть преобразовано в импульс э. д. с. или импульс тока.

Для получения непрерывного выходного сигнала изменение потокосцепления можно осуществить путем непрерывного вращения или вибрации ИК (индукционно-периодические преобразователи).

При равномерном вращении ИК с угловой скоростью $\omega = 2\pi t$ в ней наводится переменная э. д. с., изменяющаяся по синусоидальному закону:

$$e_x(t) = E_m\sin\omega t = \omega K_{wS}B_x\sin\alpha\sin\omega t,$$

где α — угол между направлением вектора магнитной индукции и осью вращения рамки.

Коэффициент преобразования вращающейся ИК по амплитуде выходной э. д. с. равен

$$K_а = \frac{E_m}{B_x\sin\alpha} = K_{wS}\omega.$$

Для устранения влияния на результат преобразования нестабильности частоты вращения рамки часто размещают на одном валике две идентичные рамки, одна из которых находится в измеряемом поле B_x, а другая — в известном поле B_0. При этом осуществляют компенсацию э. д. с. $e_x(t)$ или ее часть известной э. д. с. второй катушки, находящейся в известном поле.

Преобразователи с вращающейся катушкой имеют коэффициент преобразования до несколько сотен вольт на тесла и обеспечивают преобразование магнитной индукции от 10^{-4} до 12 Тл с погрешностью 0,1...0,2 % [4]. Недостатком таких преобразователей является наличие двигателя, служащего для обеспечения вращательного движения ИК.

В преобразователях с вибрирующей ИК наводимая в катушке э. д. с. равна [4]:

$$e(t) = \omega\alpha_m K_{wS} B_x \sin(\alpha + \alpha_m \cos\omega t) \sin\omega t,$$

где α_m, ω — амплитуда и частота угловых колебаний ИК; α — начальный угол между вектором индукции и нормалью к катушке.

По условию работы преобразователя $\alpha_m \ll \alpha$, поэтому последнее выражение упрощается:

$$e(t) = \omega\alpha_m K_{wS} B_x \sin\alpha \sin\omega t.$$

Коэффициент преобразования по амплитуде выходной э. д. с. равен

$$K_а = \omega\alpha_m K_{wS}.$$

Если $\alpha = 0$, то выходная э. д. с. имеет удвоенную частоту:

$$e(t) = \omega \frac{\alpha_m^2}{2} K_{wS} B_x \sin 2\omega t,$$

однако, так как $\alpha_m \ll \frac{\pi}{2}$, коэффициент преобразования по второй гармонике

$$K_{а_2} = \omega \frac{\alpha_m^2}{2} K_{wS} = \frac{\alpha_m}{2} K_а$$

существенно меньше, чем на основной частоте.

Вибрацию ИК можно осуществить, например, с помощью дополнительной силовой катушки, жестко связанной с измерительной и возбуждаемой переменным током. За счет электродинамического взаимодействия тока в силовой катушке с измеряемым полем обе катушки совершают колебательные движения. Вибрацию можно получить также благодаря электродинамическому взаимодействию двух упруго связанных катушек, а также с помощью электрострикционных приборов [4].

При измерениях параметров переменных магнитных полей применяются, как правило, неподвижные ИК.

Если кривая потока симметрична, то амплитуда наводимой в ИК э. д. с. связана с амплитудой преобразуемого потока Φ_{mx} соотношением

$$E_m = \omega w \Phi_{mx},$$

а среднее выпрямленное значение э. д. с.

$$E_{ср} = 4fw\Phi_{mx}.$$

При использовании преобразователей с модуляционным возбуждением для измерений в переменных магнитных полях в целях обеспечения фильтрации полезного сигнала частота модуляции выбирается значительно больше частоты преобразуемого поля (не менее чем на порядок).

Разновидностью индукционного преобразователя является *потенциалометрическая* катушка, служащая для преобразования разности магнитных потенциалов двух точек исследуемого пространства. Такая катушка (рис. 16.2) представляет собой плоскую катушку *1* на гибком *2* или жестком *3* каркасе одинакового сечения с равномерно намотанной обмоткой. Число слоев и витков четное, чтобы начало и конец обмотки размещались в одной точке посредине каркаса.

Если эту катушку поместить в однородное магнитное поле, то полный магнитный поток Ψ, сцепляющийся с витками, можно представить в виде

$$\Psi = \frac{K_{wS}}{l_{AB}} \int_A^B \vec{B}_{l,x} d\vec{l} = \frac{K_{wS}\mu_0}{l_{AB}} \int_A^B \vec{H}_{l,x} d\vec{l},$$

где l_{AB} — расстояние между точками A и B, разность магнитных потенциалов между которыми определяется; $\vec{B}_{l,x}$, $\vec{H}_{l,x}$ — составляющие индукции и напряженности поля вдоль элементарной длины $d\vec{l}$ потенциалометрической катушки.

В свою очередь, разность магнитных потенциалов

$$F_{AB} = \int_A^B \vec{H}_{l,x} d\vec{l};$$

следовательно,

$$F_{AB} = \frac{\Psi}{\mu_0 K_{wS}} l_{AB}.$$

Ферромодуляционные преобразователи (феррозонды). В таких преобразователях модуляция потокосцепления осуществляется за счет изменения магнитной проницаемости ферромагнетика, из которого изготовлен сердечник.

Наиболее распространены ферромодуляционные преобразователи с магнитным, в частности продольным, возбуждением. Такие феррозонды (рис. 16.3) имеют два идентичных пермаллоевых стержня *1* и *2* с нанесенными на них намагничивающими обмотками $w'1$ и $w''1$, включенными встречно-последовательно. Измерительная обмотка *3* охватывает оба стержня. Амплитуда напряженности намагничивающего поля должна быть значительно больше напряженности исследуемого поля и достаточной для намагничивания стержней до насыщения.

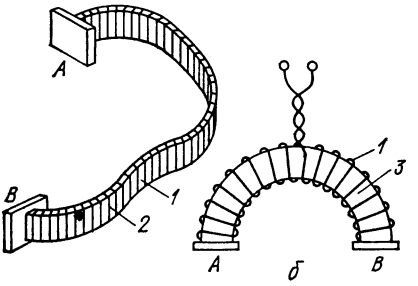
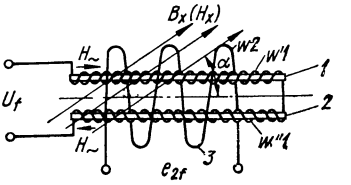


Рис. 16.2. Потенциалометрические катушки

Рис. 16.3. Дифференциальный феррозонд



При полной идентичности обеих половин феррозонда и отсутствии исследуемого поля э. д. с., наводимая во вторичной обмотке, вследствие симметрии потоков равна нулю. При наличии измеряемого поля, направленного вдоль стержней, симметрия потоков нарушается (в одном стержне потоки суммируются, а в другом — вычитаются), поэтому в измерительной обмотке наводится э. д. с. четных гармоник (нечетные вычитаются).

Для выделения полезного сигнала обычно используется фильтр, настроенный на вторую гармонику. В этом случае сигнал на выходе фильтра

$$e_{2f} = 4\omega K_{\omega S} B_x \cos\alpha \cdot \mu_{д2} \sin 2\omega t,$$

где $\mu_{д2} = \frac{2}{\pi} \int\limits_0^{\pi} \mu_д(\omega t) \cos 2\omega t d\omega t$ — амплитуда второй гармоники дифференциальной магнитной проницаемости $\mu_д = \frac{1}{\mu_0} \frac{dB}{dH}$; α — угол между вектором исследуемого поля и направлением оси феррозонда.

Феррозонды являются исключительно чувствительными преобразователями. С их помощью можно измерять индукцию магнитного поля вплоть до 10^{-14} Тл с погрешностью 1...2 %.

16.3. Гальваномагнитные преобразователи

Среди всех известных гальваномагнитных эффектов для построения преобразователей магнитных величин наибольшее распространение получили эффекты Холла и магнитосопротивления (Гаусса).

Преобразователи Холла. Принцип действия такого преобразователя основан на использовании одноименного физического явления, заключающегося в появлении поперечной разности потенциалов *(э. д. с. Холла)* на краях проводящей пластины *1*, помещенной в магнитное поле перпендикулярно к вектору магнитной индукции, при условии, что по пластине протекает электрический ток (рис. 16.4).

Возникновение э. д. с. Холла связано с изменением траектории движения носителей заряда под действием сил Лоренца. Под действием этих сил заряды смещаются к боковым граням, вследствие чего на них появляются потенциалы. Э. д. с. Холла пропорциональна как току I, протекающему через пластину, или напряжению U, приложенному к пластине, так и значению индукции B_x:

$$e_h = \frac{R_h}{d} I B_x = \frac{R_h}{d R_т} U B_x,$$

где R_h — постоянная Холла; d — толщина пластины; $R_т$ — сопротивление между токовыми выводами преобразователя.

Одной из основных характеристик преобразователя Холла является его чувствительность к изменению магнитной индукции, под которой понимают значение производной de_h/dB_x при заданном значении тока питания. Она определяется постоянной Холла, геометрическими размерами чувствительного элемента и электродов, а при работе в режиме заданного напряжения — и значением сопротивления $R_т$. Важ-

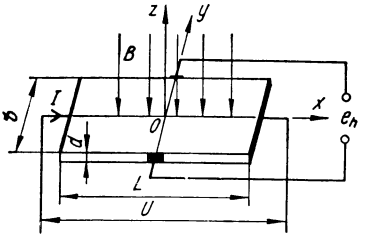


Рис. 16.4. К принципу действия преобразователя Холла

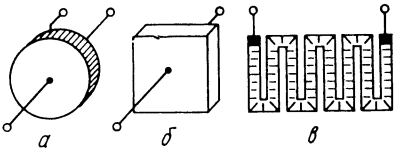


Рис. 16.5. Магниторезистивные преобразователи

ными характеристиками преобразователей Холла являются также допустимые мощность рассеивания, входное и выходное сопротивления, уровень шумов.

Допустимая мощность рассеивания ограничивает ток или напряжение питания и определяется коэффициентом теплоотдачи чувствительного элемента, его геометрическими и электрическими параметрами.

Входное и выходное сопротивления преобразователя Холла являются приближенно квадратичными функциями индукции.

Уровень напряжения шумов на выходе преобразователя определяется в основном характером измерительного тока. Если ток постоянный, то шумы обусловлены термо-э. д. с. и неэквипотенциальностью холловских электродов. Неэквипотенциальность проявляется также и при питании переменным током. Различают напряжения теплового, дробового и избыточного шумов.

Для кристаллических преобразователей напряжение шумов лежит в пределах $10^{-8}...10^{-6}$В, а для пленочных — в пределах $10^{-4}...10^{-3}$ В. Все составляющие выходного шума, а также сопротивление преобразователя температурозависимы.

Благодаря своей простоте, возможности миниатюрного исполнения, большой универсальности преобразователи Холла нашли широкое применение при измерениях параметров магнитных полей с погрешностью порядка 1...2 %.

Магниторезистивные преобразователи (преобразователи Гаусса). Принцип действия преобразователей Гаусса основан на изменении внутреннего сопротивления полупроводников в магнитном поле вследствие отклонения траектории движения носителей заряда от линейной.

Относительное изменение удельного сопротивления полупроводников с атомной решеткой и одним знаком носителей заряда, которые наиболее часто используются при изготовлении преобразователей Гаусса, описывается выражением

$$\frac{\Delta\rho}{\rho_0} = A_ф (vB_x)^n,$$

где $A_ф$ — коэффициент, который зависит от формы и размеров чувствительного элемента; v — подвижность носителей зарядов. В слабых магнитных полях, когда $vB_x < 1$, показатель степени $n \simeq 2$; в более сильных полях, для которых $vB_x > 1$, n лежит в пределах от 1 до 2.

Чувствительность магниторезистивного преобразователя к изменению индукции

$$S_B = nA_ф v^n B_x^{n-1}$$

зависит от индукции магнитного поля, материала чувствительного элемента и его конструкции.

Конструктивно чувствительный элемент преобразователя выполняется трех типов: в виде дисков Корбино (рис. 16.5, *а*), прямоугольников (рис. 16.5, *б*) и меандра (рис. 16.5, *в*).

В первом случае эффект Гаусса проявляется наиболее полно, ибо при протекании тока через диск в радиальном направлении эффект Холла практически отсутствует. Однако внутреннее сопротивление такого преобразователя незначительно (0,1...1 Ом), а зависимость $\Delta\rho/\rho_\rho = f(B_x)$ существенно нелинейна в широком диапазоне изменения индукции (до 0,5...0,6 Тл).

У преобразователей прямоугольной формы, а также в виде меандра вследствие сильновыраженного эффекта Холла магниторезистивный эффект проявляется менее сильно. Однако такие преобразователи имеют более высокое внутреннее сопротивление, достигающее сотен ом, а также более широкий диапазон постоянства чувствительности, начиная с 0,2...0,3 Тл.

Значение $\Delta\rho/\rho_0$ для дисков Корбино из InAs достигает 5,5, а из InSb — 10 при магнитной индукции 1 Тл.

Порог чувствительности преобразователя Гаусса ограничен аддитивным шумом на его выходе, который определяется нескомпенсированным остатком термо-э. д. с. и напряжением шумов, которое имеет те же составляющие, что и преобразователи Холла.

Температурный коэффициент сопротивления может достигать значения 1 %/К и больше. Погрешности преобразователя составляют 1...2 %.

16.4. Квантовые преобразователи

Работа квантовых преобразователей магнитных величин основывается на использовании явления *магнитного резонанса*. Магнитный резонанс обусловлен взаимодействием микрочастиц (ядер, электронов, атомов, молекул), обладающих магнитным моментом и моментом количества движения (спином), с внешним магнитным полем. В результате этого взаимодействия наблюдается избирательное поглощение или излучение веществом электромагнитных волн определенной длины. Энергетическое состояние микрочастиц, находящихся в магнитном поле, в соответствии с законами квантовой механики, носит дискретный характер и зависит от ориентации их магнитных моментов относительно внешнего поля. Изменение ориентации магнитного момента и, в результате этого, изменение энергетического состояния микрочастицы может происходить скачкообразно.

Если на микрочастицу с магнитным моментом $\vec{M}_i$ воздействовать магнитным полем с индукцией $\vec{B}_x$ (рис. 16.6, *а*), направленной под некоторым углом к вектору $\vec{M}_i$, то будет иметь место непрерывная регу-

лярная прецессия вектора $\vec{M}_i$ относительно вектора $\vec{B}_x$ с круговой частотой

$$\omega = 2\pi\nu = \frac{4\pi\vec{M}_i\vec{B}_x}{h} = \gamma\vec{B}_x,$$

где ν — частота прецессии; h — постоянная Планка; γ — гиромагнитное отношение микрочастицы (отношение магнитного момента к механическому моменту количества движения), значение которого известно, например для протона и ядра лития, с погрешностью, не превышающей 0,0005 %.

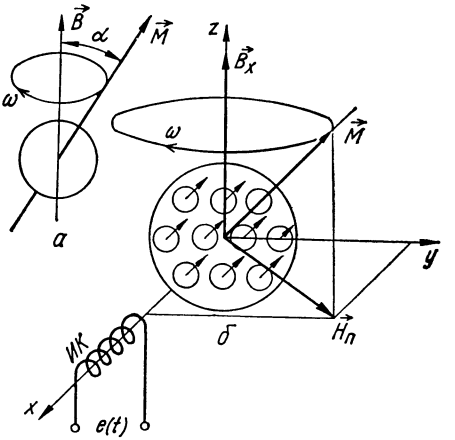


Рис. 16.6. К принципу действия квантовых преобразователей

Измерив частоту прецессии (электромагнитных колебаний), можно с высокой точностью определить значение индукции магнитного поля.

В веществах, имеющих микрочастицы, которые могут взаимодействовать с магнитным полем, вследствие хаотической ориентации магнитных моментов отдельных частиц суммарный магнитный момент $\vec{M}$ равен нулю. Воздействие внешнего поля приводит к ориентации суммарного магнитного момента $\vec{M}$ в единице объема вещества в направлении поля $\vec{B}_x$, т. е. к намагниченности $\vec{J} = \varkappa\mu_0\vec{B}_x$. Для наблюдения сигнала прецессии необходимо отклонить суммарный магнитный момент $\vec{M}$ от направления поля $\vec{B}_x$ на некоторый угол α, т. е. поляризовать микрочастицы. С этой целью используется поляризующее поле $\vec{H}_п$ (рис. 16.6, *б*).

Поляризацию микрочастиц можно создать различными способами: наложением сильного магнитного поля, облучением вещества электромагнитным полем, светом резонансной частоты. В зависимости от того, как осуществляется поляризация во времени непрерывно или дискретно, а значит, в зависимости от характера выходного сигнала, квантовые преобразователи делятся на преобразователи *непрерывного* и *дискретного* действия. К первым относятся преобразователи, использующие вынужденную прецессию, а ко вторым — преобразователи, основанные на свободной прецессии микрочастиц.

В преобразователях, основанных на свободной ядерной прецессии, поляризация осуществляется с помощью кратковременного воздействия вспомогательного поля, направленного перпендикулярно к измеряемому. При этом поляризующее поле может создаваться с помощью специальной намагничивающей катушки или магнита. Часто приемная катушка выполняет также функции поляризующей, по которой пропускают импульсы тока поляризации.

Если поляризующее поле быстро убрать, то вектор $\vec{M}$ начинает прецессировать вокруг вектора $\vec{B}_x$. При этом модуль вектора будет

постепенно уменьшаться до значения $\vec{M}_0$, определяемого равновесной намагниченностью в измеряемом поле. Частота прецессии определяется только значением $\vec{B}_x$ и не зависит от значения $H_п$. Уменьшение проекции вектора на ось *oz* осуществляется по экспоненциальному закону с постоянной времени T_1, которая носит название *постоянной времени продольной релаксации*. Затухание проекции вектора $\vec{M}$ на горизонтальную плоскость также носит экспоненциальный характер, только с постоянной времени T_2, которая называется *постоянной времени поперечной релаксации*.

Для наблюдения выходного сигнала необходимо, чтобы время поляризации было значительно больше T_1, а время, в течение которого убирается поляризующее поле, было значительно меньше T_1.

Э. д. с., индуктируемая в цилиндрической измерительной катушке *ИК* (рис. 16.6, *б*), охватывающей образец с активным веществом, ядра которого прецессируют, равна [4]:

$$e(t) = \omega \varkappa H_п K_B V e^{-\frac{t}{T_2}} \sin \omega t,$$

где K_B — постоянная измерительной катушки по индукции; V — объем образца.

Так как $\omega = \gamma B_x$, то амплитуда сигнала в катушке пропорциональна индукции измеряемого поля.

С целью уменьшения влияния э. д. с. посторонних помех измерительную катушку преобразователя выполняют астатической, т. е. в виде двух идентичных обмоток, включенных последовательно-встречно. Для той же цели применяют экраны с немагнитного материала с разрезами во избежание возникновения вихревых токов после выключения поля поляризации.

Преобразователи, основанные на свободной ядерной прецессии, имеют диапазон преобразуемой индукции от $2 \cdot 10^{-5}$ до 10^{-4} Тл и приведенную ко входу абсолютную погрешность порядка $(1...2) \cdot 10^{-9}$ Тл. Постоянная времени — 0,1...0,2 с [4].

В преобразователях, основанных на вынужденной ядерной или электронной прецессии, поляризация осуществляется воздействием высокочастотного магнитного поля. Вынужденная прецессия большей частью используется в ядерном и электронном резонансе. Условие резонанса наступает при совпадении частоты внешнего возбуждающего генератора с частотой прецессии микрочастиц в измеряемом магнитном поле. Преобразователи этого типа работают следующим образом. Образец с резонирующими ядрами (электронами) помещается внутри катушки, которая питается от внешнего генератора. Частота этого генератора меняется до тех пор, пока не совпадет с частотой прецессии ядер. Высокочастотная энергия, развиваемая катушкой, переводя совокупность микрочастиц в возбужденное состояние, изменяет угол прецессии. Часть энергии катушки поглощается образцом, что приводит к изменению добротности катушки и соответственно высокочастотного напряжения на ее концах.

Для наблюдения этого изменения добиваются периодического по-

глощения энергии образцом путем модуляции измеряемой магнитной индукции или частоты генератора.

В преобразователях такого типа в качестве резонирующего вещества применяются ядра лития, водорода и дейтерия.

Амплитудное значение э. д. с., наводимой в длинной цилиндрической приемной катушке, равно

$$E_m = \frac{\omega}{2} \varkappa K_B V \sqrt{T_2/T_1}.$$

Преобразователи, основанные на вынужденной прецессии ядер, применяются обычно для измерения индукции от 0,025 Тл и выше.

В преобразователях, основанных на оптической «накачке» атомов, в качестве рабочего вещества применяются пары щелочных металлов, атомы которых имеют один валентный электрон, и метастабильный гелий (ортогелий), спины двух электронов атомов которого параллельны и направлены в одну сторону.

При облучении атомов в направлении магнитного поля циркулярно поляризованным светом резонансной частоты, соответствующей переходу атома из основного состояния в возбужденное, происходит оптическое возбуждение атомов, после чего они возвращаются в исходное состояние. Так как обратный переход атомов из возбужденного состояния в основное состояние обусловлен главным образом тепловыми явлениями и намного медленный по сравнению с временем возбуждения, то в установившемся динамическом режиме в возбужденном состоянии находится больше атомов. Поэтому рабочее вещество вследствие прекращения поглощения света станет более прозрачным, чем в начальный момент после включения резонансного света.

Наложение внешнего измеряемого переменного магнитного поля резонансной частоты приводит к разрушению преимущественной ориентации атомов (выравнивается населенность подуровней), что отражается в возрастании поглощения света.

При периодическом изменении частоты переменного магнитного поля в пределах ширины резонансной линии поглощения наблюдается модуляция интенсивности светового потока, по которой можно определить частоту резонансного поглощения.

Указанные преобразователи применяются обычно в диапазоне преобразуемой индукции $(0{,}02...0{,}8) \cdot 10^{-4}$ Тл, их абсолютная погрешность не превышает 0,5...2 нТл [4].

16.5. Меры магнитных величин

Единство магнитных измерений основывается на первичных эталонах магнитной индукции, магнитного потока и магнитного момента, а также на соответствующих образцовых средствах измерений.

В области постоянных магнитных полей $10^{-8}...5 \cdot 10^{-2}$ Тл в настоящее время используется первичный эталон в виде трех эталонных катушек. В его состав входят две катушки типа колец Гельмгольца и цилиндрическая катушка с разрывом обмотки в центральной части. Катушки выполнены на кварцевых каркасах. Систематическая погреш-

ность воспроизведения единицы не превышает 0,0004 % при случайной погрешности не более 0,0005 %.

В области постоянных магнитных полей $5 \cdot 10^{-2}...2$ Тл используется специальный эталон, который реализован в виде электромагнита с устройством стабилизации магнитной индукции в зазоре. Систематическая погрешность воспроизведения не превышает 0,001 % [21].

В диапазоне 2...10 Тл магнитная индукция воспроизводится с помощью специального эталона, который реализован в виде сверхпроводящей катушки. Данный эталон обеспечивает вопроизведение с погрешностью, не превышающей 0,001 % [21].

Государственный первичный эталон единицы магнитного потока создан по типу катушки Кемпбелла. Первичная обмотка катушки состоит из двух одинаковых однослойных цилиндрических поясов (по 100 витков в каждом), соединенных последовательно; вторичная обмотка с большим радиусом расположена в плоскости симметрии этих поясов соосно с ними. Взаимная индуктивность катушек рассчитывается по геометрическим размерам. Номинальное значение постоянной эталона 10^{-2} Вб/А с погрешностью не более 0,001 % [21].

Первичный эталон магнитного момента выполнен в виде эталонных катушек, намотанных на кварцевые трубы. Эталон обеспечивает воспроизведение единицы магнитного момента с погрешностью, не превышающей 0,05 %.

При поверке и градуировке магнитоизмерительных средств измерения магнитные поля с заданными параметрами создаются с помощью образцовых и рабочих мер магнитного поля. К магнитным мерам относят также и стандартные образцы магнитных материалов и веществ (кривые намагничивания, размагничивания, удельные потери и др.).

Меры магнитной индукции обычно выполняют в виде катушек, обтекаемых электрическим током. Магнитная индукция образцовых мер определяется расчетным путем, исходя из геометрических размеров катушки, вида ее намотки и силы тока. Поскольку индукция магнитного поля в катушке без ферромагнитного сердечника строго пропорциональна намагничивающему току, вместо диапазона воспроизводимых полей меры обычно характеризуются постоянной индукции по току K_B, которая определяется отношением создаваемой индукции к силе тока в катушке (Тл/А). Постоянные мер невысокой точности определяются обычно экспериментальным путем. Намагничивающие катушки могут быть самыми разнообразными (цилиндрические и специальной формы, одно-, многослойные и др.).

В области магнитных полей $10^{-8}...10^{-2}$ Тл в настоящее время наиболее широко используются меры магнитной индукции в виде катушек Гельмгольца (рис. 16.7, *а*). Индукция в центре катушки Гельмгольца радиусом R с числом витков w и током I определяется выражением

$$B = \frac{8}{5\sqrt{5}} \mu_0 \frac{w}{R} I = K_B I.$$

Значения индукции таких мер рассчитываются с погрешностями в сотые и тысячные доли процента.

Цилиндрические катушки с большим отношением длины к диаметру

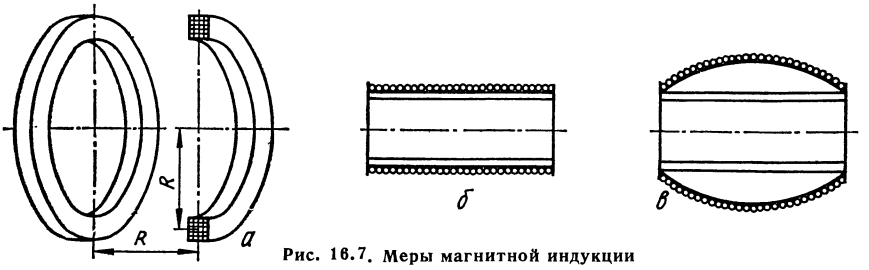


Рис. 16.7. Меры магнитной индукции

(рис. 16.7, *б*, *в*) используются для получения полей в диапазоне до 0,2 Тл, однако с большей погрешностью. Для увеличения равномерности магнитного поля намагничивающей катушки ее однослойную обмотку наматывают на эллипсоидный каркас или на концы цилиндрического каркаса наматывают дополнительные витки.

В области постоянных магнитных полей $5 \cdot 10^{-2}$...2 Тл меры выполняют в виде электромагнитов. Еще более сильные магнитные поля (до 20 Тл) создаются с помощью сверхмощных катушек, подвергаемых охлаждению.

Меры магнитного потока применяются для поверки и градуировки веберметров, флюсметров, а также для определения постоянных измерительных катушек. В основном мера магнитного потока представляет собой систему из двух гальванически несвязанных катушек, одна из которых намагничивающая (первичная), а другая приемная (вторичная). При прохождении по первичной обмотке тока I с витками вторичной обмотки сцепляется магнитный поток. Меры магнитного потока характеризуются постоянной по потокосцеплению K_Ψ, связывающей полный поток Ψ с током в первичной катушке.

В качестве образцовых мер применяются катушки Кемпбелла (как и первичный эталон) (рис. 16.8, *а*), катушки Гельмгольца в сочетании с расположенной в ее центре вторичной обмоткой, катушки с двумя однослойными обмотками на одном каркасе и др. Постоянная таких катушек определяется расчетным путем. Для рабочих мер чаще всего применяются цилиндрические катушки с разнесенными обмотками на одном каркасе, подобно как меры взаимной индуктивности (рис. 16.8, *б*). Значение рабочих мер определяется экспериментально.

При поверке и градуировке приборов, предназначенных для измерения магнитного момента, используются меры, которые характеризуются значением и направлением дипольного магнитного момента. Конструктивно меры магнитного момента выполняют в виде катушек с током или постоянных магнитов. Наибольшее распространение получили катушки круглой формы с током, как более стабильные. Магнитный момент, создаваемый катушками, составляет до 3 А · м^2, при этом создаваемое поле аксиально-симметричное. Погрешность мер магнитного момента обычно равна 0,05...10 %.

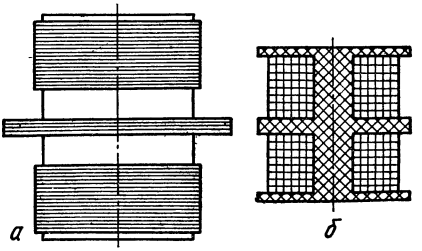


Рис. 16.8. Меры магнитного потока

Меры градиента магнитного поля представляют собой систему катушек, в пространстве между которыми создается поле, определенная составляющая которого изменяется по линейному закону в пределах некоторой погрешности. Если секции катушек Гельмгольца соединить встречно, то такая система создает поля с индукцией

$$B(x) = 1{,}03 \cdot 10^{-16} \frac{Iw}{R^2} x,$$

где x — расстояние от центра катушки.

Неравномерность поля при $x < \frac{R}{4}$ не превышает 0,5...0,75 %. В градиентных катушках (с большим отношением длины к диаметру) создают градиенты магнитного поля с погрешностью до 0,1 %.

Мерами параметров магнитных материалов являются стандартные образцы магнитных свойств. Для магнитотвердых материалов используются стандартные образцы литых материалов, изготовленные из сплавов ЮН13ДК24 и ЮН14ДК24 со следующими номинальными размерами: длина 15, 50 и 60 мм, площадь поперечного сечения 15 × 15 мм² и 25 × 30 мм². При доверительной вероятности 0,95 относительная погрешность по остаточной индукции составляет не более 0,8 %, а по коэрцитивной силе — не более 1,2 %; в остальных точках кривой размагничивания погрешность не превышает 2 % [21].

Для изготовления стандартных образцов магнитомягких материалов в настоящее время применяются электротехнические стали, свойства которых изучены и систематизированы наиболее полно.

Глава 17. ИЗМЕРЕНИЕ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

17.1. Измерение магнитного потока

Измерение магнитного потока постоянного магнитного поля чаще всего осуществляется индукционно-импульсным методом с применением в качестве первичного преобразователя подвижной измерительной катушки. При этом измеряют либо импульс тока, либо импульс э. д. с., возникающие при изменении полного потока $\Delta\Psi$, сцепляющегося с витками измерительной катушки.

Измерение импульса тока осуществляется с помощью баллистического гальванометра. Как известно, при прохождении через рамку гальванометра кратковременного импульса тока, когда время τ действия импульса тока не превышает $0{,}05T_0$ (здесь T_0 — период собственных колебаний подвижной части гальванометра), первая (максимальная) амплитуда отклонения указателя гальванометра (баллистическое отклонение)

$$\alpha_{1\,\max} = S_б \int_0^\tau i dt = S_б Q = \frac{1}{C_б} Q,$$

где $S_б$, $C_б$ — баллистические чувствительность и цена деления гальванометра.

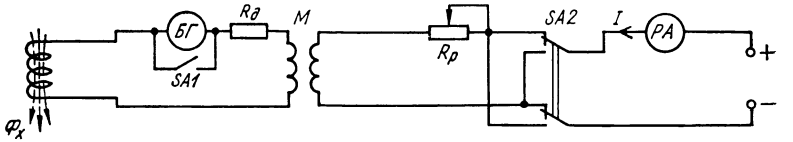


Рис. 17.1. Схема измерения магнитного потока и градуировки баллистического гальванометра

Как показано в п. 16.2, количество электричества

$$q = \frac{\Delta\Psi}{R},$$

где R — сопротивление всей цепи баллистического гальванометра.

Следовательно,

$$\alpha_{1\max} = \frac{1}{C_б}\frac{\Delta\Psi}{R} = \frac{\Delta\Psi}{C_\Psi},$$

откуда

$$\Delta\Psi = C_\Psi \alpha_{1\max},$$

где $C_\Psi = C_б R$ — цена деления баллистического гальванометра по потокосцеплению.

Определяют C_Ψ обычно экспериментально. При этом, поскольку C_Ψ зависит от сопротивления всей измерительной цепи, с целью его неизменности при градуировке и измерениях градуировка осуществляется по схеме рис. 17.1, объединяющей схему измерения и схему градуировки.

Если при градуировке изменить ток в первичной цепи катушки взаимной индуктивности M на ΔI, то цена деления баллистического гальванометра *БГ* по потокосцеплению определится как

$$C_\Psi = \frac{M\Delta I}{\alpha_{\max\,\text{град}}},$$

где $\alpha_{\max\,\text{град}}$ — баллистическое отклонение указателя гальванометра при его градуировке.

Изменение тока ΔI при градуировке *БГ* осуществляется с помощью переключателя *SA2*: при включении или выключении тока $\Delta I = I$, где I — показания амперметра; при изменении полярности тока $\Delta I = 2I$.

Измерив баллистическим гальванометром $\Delta\Psi = w\Phi_x$ и зная число витков измерительной катушки, можно найти значение измеряемого потока. При этом, если в процессе измерения полный поток изменяется от Ψ_x до нуля, например измерительная катушка выносится за пределы измеряемого поля, то

$$\Phi_x = \frac{C_\Psi \alpha_{\max}}{w},$$

а если потокосцепление изменяется от Ψ_x до $-\Psi_x$, например поворотом катушки на 180°, то

$$\Phi_x = \frac{C_\Psi \alpha_{\max}}{2w}.$$

Для измерения постоянного магнитного потока индукционно-импульсным методом применяются также специальные измерители магнитного потока — в е б е р м е т р ы. Магнитоэлектрический измерительный механизм веберметра отличается от обычных магнитоэлектрических механизмов тем, что в нем отсутствуют противодействующие пружины, а ток к подвижной рамке подводится с помощью «безмоментных» токоподводов (токоподводов с незначительным противодействующим моментом). В этих условиях отклонение подвижной части пропорционально импульсу э. д. с., наводимой в подсоединенной к рамке измерительной катушке при изменении ее полного потокосцепления с измеряемым магнитным потоком Φ_x:

$$\alpha = S_\Phi \int_0^\tau e dt = S_\Phi \Delta \Psi = S_\Phi w \Phi_x,$$

где w — число витков измерительной катушки; S_Φ — чувствительность прибора к потоку.

Таким образом, отклонение указателя веберметра пропорционально измеряемому потоку и практически не зависит от сопротивления его цепи. Это большое преимущество прибора, благодаря которому веберметр может иметь градуированную шкалу и не требует градуировки перед измерением, как при измерениях магнитного потока с помощью баллистического гальванометра. Однако это справедливо при условии, что сопротивление внешней цепи не превышает допустимых значений, указанных в паспорте прибора. Важным преимуществом веберметра по сравнению с баллистическим гальванометром является также то, что отклонение указателя веберметра в процессе измерения при неизменном потоке Φ_x мало зависит от скорости изменения потокосцепления измеряемого потока с витками измерительной катушки, т. е. отсутствует методическая погрешность, свойственная баллистическому методу измерения.

Так как противодействующий момент прибора незначителен, то его указатель может занимать произвольное положение. При определении магнитного потока берут разность показаний прибора $\Delta\alpha = \alpha_2 - \alpha_1$, где α_1 и α_2 — начальное и конечное показания соответственно. Для установления указателя на нулевую либо другую удобную отметку шкалы в приборе используют электрический корректор. При коррекции положения указателя подвижная рамка измерительного механизма должна быть соединена с управляющей катушкой корректора, которая находится в поле постоянного магнита (рис. 17.2).

С помощью наиболее распространенных магнитоэлектрических микро- и милливеберметров можно измерять магнитные потоки с погрешностью не более 1...1,5 % при условии, что сопротивление внешней цепи не превышает порядка 50 Ом для микровеберметра с пределом измерения 500 мкВб и 10 Ом для милливеберметра с пределом измерения 10 мВб. Такие веберметры очень просты и удобны в эксплуатации. Однако их чувствительность уступает чувствительности баллистических гальванометров на один-два порядка. Кроме того, следует обратить внимание на такую особенность работы веберметра, как так называемое *сползание показаний,* т. е. постепенное уменьшение по-

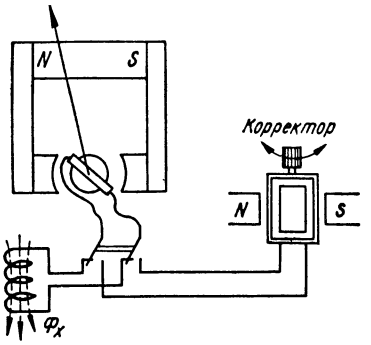


Рис. 17.2. К измерению магнитного потока с помощью веберметра

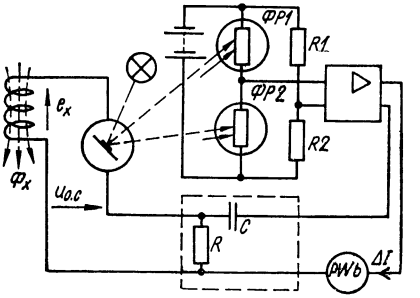


Рис. 17.3. Принципиальная схема фотогальванометрического веберметра

казаний. При этом сползание тем больше, чем больше сопротивление внешней цепи. Явление сползания может быть причиной значительных погрешностей отсчета.

В значительной степени лишен этих недостатков фотогальванометрический веберметр (рис. 17.3). Он представляет собой веберметр с фотогальванометрическим усилителем, имеющим отрицательную обратную связь по производной выходного тока, которая осуществляется с помощью *RC*-цепи. Принцип работы такого прибора заключается в следующем. При изменении потокосцепления в измерительной катушке возникает э. д. с. $e_x = -\frac{d\Psi}{dt}$, под действием которой в цепи магнитоэлектрического гальванометра потечет ток и вызовет отклонение его подвижной части. Луч света от зеркальца гальванометра изменит освещенность фоторезисторов *ФР1* и *ФР2*, что приведет к разбалансу мостовой схемы, составленной из указанных фоторезисторов и резисторов *R1*, *R2*. Напряжение разбаланса усиливается и подается в цепь обратной связи, в результате чего на выходе дифференцирующей *RC*-цепи появляется напряжение обратной связи, пропорциональное скорости изменения тока I, т. е. $U_{oc} = k\frac{dI}{dt}$.

Изменение тока будет происходить до тех пор, пока напряжение обратной связи не уравновесит наводимую в измерительной катушке э. д. с., т. е. до момента равенства

$$e_x = u_{о.с}, \quad \text{или} \quad -\frac{d\Psi}{dt} = k\frac{dI}{dt}.$$

Интегрируя последнее выражение за время изменения магнитного потока, получаем

$$\Delta I = -\frac{\Delta\Psi}{k} = -\frac{w_к}{k}\Delta\Phi_x,$$

где ΔI — приращение тока на выходе фотогальванометрического усилителя за время изменения потокосцепления $w_к\Delta\Phi_x$ (здесь $w_к$ — количество витков измерительной катушки).

Благодаря использованию отрицательной обратной связи входное сопротивление фотогальванометрического усилителя увеличивается,

что позволяет использовать измерительные катушки с достаточно высоким сопротивлением (100...200 Ом и более).

Основные технические характеристики некоторых веберметров следующие: магнитоэлектрический милливеберметр М1119 имеет предел измерения 10 мВб, приведенную погрешность от 1 до 4 % в зависимости от сопротивления внешней цепи ($R_{вн}$ = 10...30 Ом); фотогальванометрический микровеберметр Ф191 — 10 пределов измерений от 2 до 2000 мкВб, приведенную погрешность 1...2,5 %, сопротивление внешней цепи — до 1000 Ом; цифровой микровеберметр Ф5050 —4 предела измерения от 10 мкВб до 10 мВб, приведенную погрешность ±0,5 % и допустимое сопротивление внешней цепи до 100 Ом.

Кроме изложенных выше методов, основанных на прямом преобразовании измеряемого магнитного потока, применяется также нулевой индукционно-импульсный метод. В основу этого метода положен принцип сравнения двух импульсов тока или импульсов э. д. с., причем один из них создается измеряемым потоком Φ_x, другой — образцовым магнитным потоком или известным изменением потокосцепления, как, например, в схеме рис. 17.1. Если при одновременном изменении измеряемого потокосцепления $\Delta\Psi_x = w\Phi_x$ и известного (компенсирующего) потокосцепления $\Delta\Psi_к = M\Delta I$ отклонение указателя баллистического гальванометра (веберметра) будет отсутствовать, то

$$\Delta\Psi_x = \Delta\Psi_к, \text{ т. е. } w\Phi_x = M\Delta I,$$

а значение измеряемого потока

$$\Phi_x = \frac{M}{w}\Delta I.$$

Рассмотренная выше схема может быть использована и применительно к разностному методу, когда небольшая часть сравниваемых импульсов остается неуравновешенной и определяется по отклонению α_{max} указателя равновесия. Тогда

$$\Phi_x = \frac{M}{w}\Delta I + \frac{C_\Psi}{w}\alpha_{max}.$$

Измерение периодически изменяющегося магнитного потока с помощью неподвижных измерительных катушек сводится к измерению наведенной в катушке э. д. с. При этом, если кривая потока симметрична, амплитуда исследуемого потока

$$\Phi_{max} = \frac{E_{ср}}{4fw}, \quad \text{или} \quad \Phi_{max} = \frac{E}{4fk_ф w},$$

где $E_{ср}$, E — соответственно среднее и действующее значения э. д. с.; f — частота; $k_ф$ — коэффициент формы кривой; w — число витков измерительной катушки.

В общем случае форма кривой магнитного потока несинусоидальна. Поэтому для определения Φ_{max} требуется измерить $E_{ср}$ и f. Если же известно, что форма кривой исследуемого потока синусоидальна, то можно измерить вместо $E_{ср}$ действующее значение э. д. с. E, так как в этом случае известен коэффициент формы кривой $k_ф$ = 1,11. Следует помнить, что измерение э. д. с. с помощью вольтметра неизбежно приводит к появлению методической погрешности, обусловленной потреб-

лением мощности прибором. Значение этой погрешности, как известно, тем меньше, чем больше внутреннее сопротивление вольтметра. Поэтому измерения следует проводить высокоомными, например электронными, вольтметрами.

17.2. Измерение магнитной индукции и напряженности магнитного поля

Описанные выше методы измерения магнитного потока могут быть использованы для определения магнитной индукции и напряженности магнитного поля. Если исследуемое магнитное поле однородно и плоскость витков измерительной катушки перпендикулярна к вектору магнитной индукции, то индукция исследуемого магнитного поля может быть определена как

$$B_x = \frac{\Phi_x}{S_к},$$

а напряженность однородного магнитного поля в воздухе

$$H_x = \frac{\Phi_x}{\mu_0 S_к},$$

где $S_к$ — площадь витка измерительной катушки.

В практике магнитных измерений часто приходится определять напряженность магнитного поля внутри ферромагнитного образца. Для этого очень часто, основываясь на положении, что касательные составляющие вектора напряженности магнитного поля на поверхности раздела двух однородных и изотропных сред одинаковы, измеряют напряженность магнитного поля на поверхности исследуемого образца. С целью уменьшения погрешности, вызываемой изменением напряженности по мере отдаления от образца, измерительная катушка должна быть тонкой и плоской, чтобы ее витки располагались как можно ближе к поверхности образца.

Для непосредственных измерений магнитной индукции постоянных и переменных магнитных полей используются тесламетры с первичными измерительными преобразователями в виде преобразователей Холла или Гаусса, ферромодуляционных или квантовых преобразователей.

Основными достоинствами преобразователей Холла являются малые размеры, возможность их использования для измерений магнитной индукции постоянных и переменных магнитных полей вплоть до частот 10^{12} Гц в диапазоне от 0,001 до 1...2 Тл. Основными недостатками этих преобразователей являются нестабильность коэффициента преобразования (особенно температурная зависимость постоянной Холла), неэквипотенциальность, дрейф нуля. В современных тесламетрах с преобразователями Холла влияние этих факторов устраняется автоматически.

На рис. 17.4 приведена принципиальная схема измерителя магнитной индукции с преобразователем Холла. Преобразователь питается от генератора переменного напряжения частотой 1000 Гц через измерительный трансформатор. Э. д. с. Холла измеряется с помощью компенсатора. При этом, поскольку компенсатор и преобразователь

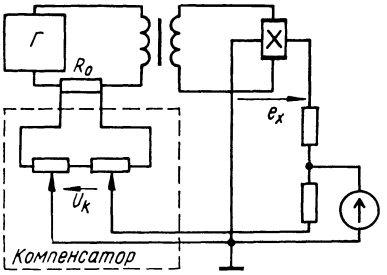


Рис. 17.4. Принципиальная схема тесламетра с преобразователем Холла

Холла питаются от одного и того же источника, исключается погрешность от нестабильности напряжения и частоты источника питания. В приборе предусмотрена коррекция погрешностей от нелинейности функции преобразования преобразователя Холла.

По приведенной схеме выполнен измеритель магнитной индукции Ш1-8, предназначенный для измерений индукции постоянных магнитных полей в диапазоне от 0,01 до 1,6 Тл. Основная погрешность прибора не превышает ±2 %.

Для измерений в сильных магнитных полях (до 2...10 Тл) в качестве первичных преобразователей магнитной индукции часто применяют магниторезисторы [21].

В наиболее точных тесламетрах в качестве первичных преобразователей используют ЯМР-преобразователи. Схема такого тесламетра, основанного на методе резонансного поглощения, приведена на рис. 17.5, *а*. Первичный преобразователь (зонд) прибора представляет собой ампулу, наполненную водой, тяжелой водой или водным раствором хлористого лития (в зависимости от требуемого предела измерения). На ампулу намотана катушка индуктивности, входящая в контур высокочастотного генератора (*ГВЧ*) с регулируемой частотой. При измерении исследуемой индукции B_x регулированием частоты *ГВЧ* можно добиться резонанса — равенства частот высокочастотного поля и прецессии ядер рабочего вещества. При этом происходят поглощение энергии и уменьшение амплитуды генерируемых колебаний.

Для уменьшения погрешности фиксации резонанса с помощью подмагничивающей катушки, питаемой от генератора низкой частоты (*ГНЧ*), создается переменное магнитное поле, модулирующее постоянное измеряемое магнитное поле (рис. 17.5, *б*). При наличии низкочастотного подмагничивающего поля вблизи резонанса за период модуляции резонанс повторяется дважды, а за счет поглощения энергии дважды за период модуляции уменьшается амплитуда высокочастотных колебаний (рис. 17.5, *в*). Сигнал U_0 (рис. 17.5, *г*), демодулированный и усиленный усилителем низкой частоты, подается на осцилло-

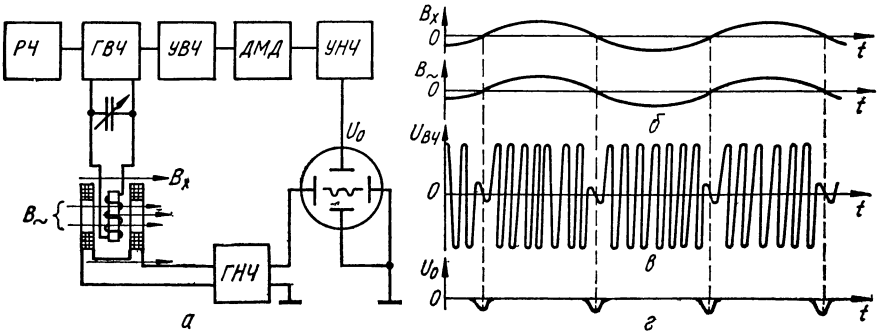


Рис. 17.5. К принципу действия ЯМР-тесламетра

граф. Если на горизонтальные пластины осциллографа подать напряжение, синхронизированное с напряжением модуляции, то на экране осциллографа наблюдаются два резонансных сигнала. Регулируя частоту *ГВЧ*, можно добиться симметричного расположения резонансных сигналов относительно середины развертки. Это свидетельствует о том, что резонанс наступает при нулевом значении $B_{\sim}$. Измеряя в этот момент с помощью частотомера *РЧ* частоту высокочастотных колебаний, определяют индукцию исследуемого постоянного магнитного поля.

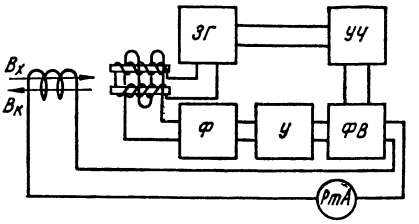


Рис. 17.6. Принципиальная схема ферромодуляционного тесламетра

Метод резонансного поглощения применяют для измерения индукции от 0,005 Тл и выше. Основными составляющими погрешности измерения индукции методом ЯМР являются погрешности определения гиромагнитного отношения, измерения частоты и погрешность фиксации резонанса. Эти составляющие незначительны. Частоту в диапазоне используемого ЯМР (0,2... 20 МГц) можно измерять с погрешностью 0,001 %. Погрешность фиксации резонанса становится практически заметной лишь при значительной неравномерности исследуемого поля. Современные тесламетры с ЯМР-преобразователями позволяют измерять магнитные индукции с погрешностью 0,005...0,1 %. По рассмотренной выше схеме выполнен ядерно-прецессионный тесламетр Ш1-1 для измерений индукции в пределах от 0,025 до 2,5 Тл с погрешностью 0,01...0,1 %.

На рис. 17.6 приведена структурная схема ферромодуляционного измерителя магнитной индукции. Обмотка возбуждения дифференциального ферроиндукционного преобразователя (зонда) питается от генератора звуковой частоты (*ЗГ*). При наложении на переменное магнитное поле $B_{\sim}$ измеряемого поля B_x в обмотке возбуждается э. д.с., вторая гармоника которой через фильтр *Ф* подается на усилитель *У* и после усиления — на вход фазочувствительного выпрямителя (*ФВ*), питаемого от того же генератора (*ЗГ*) через удвоитель частоты (*УЧ*). Для повышения точности в этих приборах используют обычно компенсационный метод измерения, при котором измеряемое магнитное поле компенсируется равным ему по модулю и противоположным по знаку компенсирующим полем. Для создания компенсирующего поля постоянный ток с выхода фазочувствительного выпрямителя поступает на компенсационную обмотку преобразователя и создает компенсирующее поле. В цепь компенсационной обмотки включен миллиамперметр, шкала которого проградуирована в единицах измеряемой величины.

Приборы с ферромодуляционными преобразователями отличаются высокой чувствительностью (порог чувствительности составляет доли нанотесла), сравнительно высокой точностью (погрешность измерения в зависимости от значения измеряемой индукции может быть от $\pm 0{,}02$ до 1 %), позволяют вести непрерывные измерения, что обеспечило им широкое распространение, в частности для измерения магнитного поля Земли.

Глава 18. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

18.1. Основные характеристики магнитных материалов

Магнитные материалы по общности основных признаков могут быть разделены на *магнитомягкие,* обладающие высокой магнитной проницаемостью и малой коэрцитивной силой, и *магнитотвердые,* обладающие высокой коэрцитивной силой ($H_c > 4$ кА/м) и более низкой, чем у магнитомягких, магнитной проницаемостью.

Намагничивание магнитного материала во внешнем магнитном поле напряженностью H характеризуется зависимостью

$$B = \mu_0 \mu_r H,$$

где B — магнитная индукция; μ_0 — магнитная постоянная; μ_r — относительная магнитная проницаемость материала.

Графическое изображение этой зависимости при начальных условиях $H = 0$ и $B = 0$ (предварительно размагниченный образец) называют *начальной кривой намагничивания* (рис. 18.1, кривая *1*).

Если размагниченный материал намагнитить полем напряженностью $+H_1$, а затем монотонно изменять ее от $+H_1$ до $-H_1$ и обратно, то магнитная индукция будет изменяться по кривой, которая называется *петлей магнитного гистерезиса.* Каждому значению диапазона изменения H намагничивающего поля соответствует своя петля гистерезиса (рис. 18.1).

При некотором значении напряженности намагничивающего поля в области, близкой к насыщению, форма и размеры петли гистерезиса при дальнейшем увеличении этого значения уже не изменяются, растут лишь ее безгистерезисные участки. Такая петля называется *предельной петлей гистерезиса.* Точки пересечения предельной петли гистерезиса с осями координат определяют остаточную индукцию B_r и коэрцитивную силу H_c, которые вместе с индукцией насыщения B_s являются характеристиками магнитных материалов. Свойства некоторых магнитных материалов, особенно ферритов, также характеризуются коэффициентом прямоугольности петли гистерезиса $k_п = B_r/B_s$. Материалы, в которых $k_п \approx 1$, называют *материалами с прямоугольной петлей гистерезиса.*

Петли гистерезиса, находящиеся внутри предельной, называют *частными.* Геометрическое место вершин симметричных частных петель гистерезиса, полученных при циклическом перемагничивании материала, называют *основной кривой намагничивания* (рис. 18.1, кривая *2*). Эта кривая воспроизводится лучше, чем начальная кривая намагничивания (меньше зависит от первоначального магнитного состояния образца), и служит основной паспортной характеристикой магнитного материала.

Имея основную кривую намагничивания $B = f(H)$, можно определить значения различных видов относительной магнитной проницаемости.

Наиболее часто используют понятия *нормальной* магнитной проницаемости μ, *начальной* $\mu_н$, *максимальной* μ_{max} и *дифференциальной* $\mu_{диф}$.

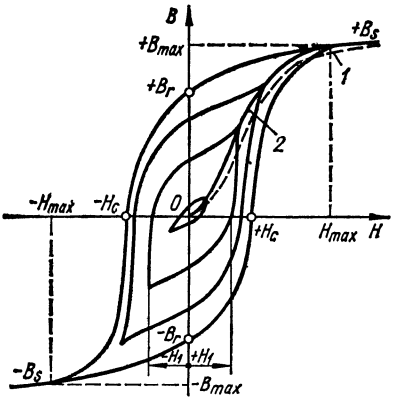
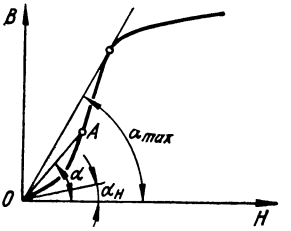


Рис. 18.1. К определению кривых намагничивания магнитного материала

Рис. 18.2. К определению различных понятий магнитной проницаемости



Для точки A (рис. 18.2) нормальная магнитная проницаемость определяется как тангенс угла наклона секущей OA к оси абсцисс, т. е.

$$\mu = \operatorname{tg}\alpha = \frac{B_A}{\mu_0 H_A}.$$

Начальная и максимальная проницаемости представляют собой частные случаи нормальной проницаемости:

$$\mu_н = \lim_{H\to 0}\frac{B}{\mu_0 H} = \operatorname{tg}\alpha_н;$$

$$\mu_{max} = \frac{B_{\mu max}}{\mu_0 H_{\mu max}} = \operatorname{tg}\alpha_{max}.$$

Дифференциальную проницаемость $\mu_{диф}$ определяют как производную от магнитной индукции по напряженности магнитного поля для любой точки кривой намагничивания:

$$\mu_{диф} = \frac{1}{\mu_0}\frac{dB}{dH}.$$

Понятие $\mu_{диф}$ чаще всего используют при анализе вопросов, связанных с одновременным действием на магнитный материал постоянного H_0 и переменного $H_\sim$ магнитных полей (обычно при условии $H_\sim \ll H_0$).

При намагничивании магнитного материала переменным периодически изменяющимся магнитным полем магнитная индукция изменяется по кривой, которая называется *динамической петлей гистерезиса*. Характер динамической петли определяется не только свойствами материала, но также режимом намагничивания (частотой и формой кривой намагничивающего поля), формой и размерами образца. Геометрическое место вершин динамических петель называется *динамической кривой намагничивания*.

Площадь как статической, так и динамической петли гистерезиса определяет полную мощность потерь за цикл перемагничивания. Площадь динамической петли больше статической за счет потерь на вихревые токи и дополнительных потерь, определяемых в основном магнитной вязкостью.

В динамическом режиме намагничивания магнитные материалы характеризуются амплитудной магнитной проницаемостью

$$\mu_m = \frac{B_m}{\mu_0 H_m}$$

и комплексной магнитной проницаемостью

$$\tilde{\mu} = \frac{B}{\mu_0 \dot{H}} = \mu_m e^{-j\delta} = \mu_1 - j\mu_2,$$

где μ_1 — упругая проницаемость; μ_2 — проницаемость потерь.

Модуль комплексной проницаемости составляет амплитудную проницаемость, а аргумент — угол потерь δ, т. е. $\mu_m = \sqrt{\mu_1^2 + \mu_2^2}$, а $\operatorname{tg}\delta = \frac{\mu_2}{\mu_1}$.

Понятие комплексной магнитной проницаемости вытекает из замены реальной динамической петли гистерезиса равновеликим по площади эллипсом. При определении $\tilde{\mu}$ несинусоидальные величины $H(t)$ и $B(t)$ заменяются эквивалентными синусоидами:

$$H_t = H_m \sin \omega t; \quad B_t = B_m \sin(\omega t - \delta).$$

18.2. Намагничивающие устройства и исследуемые образцы

Результаты измерений при определении характеристик магнитных материалов зависят от формы и размеров исследуемого образца из-за неравномерности намагничивания и влияния потоков рассеяния. Простейшими являются образцы разомкнутой формы прямоугольного сечения или цилиндрические. Однако, если образец разомкнутой формы поместить в однородное магнитное поле, то вследствие размагничивающего действия его полюсов поле внутри образца будет существенно отличаться от внешнего и будет неравномерным. От этих недостатков свободны образцы замкнутой формы в виде кольца (тороида) или прямоугольника. Образец может являться частью замкнутой магнитной цепи. Кольцевой образец с равномерно нанесенной на него намагничивающей обмоткой в наибольшей степени соответствует требованиям однородности намагничивания вдоль оси образца.

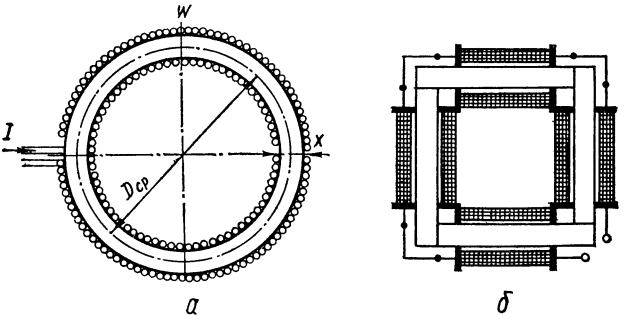


Рис. 18.3. Магнитные цепи исследуемых образцов

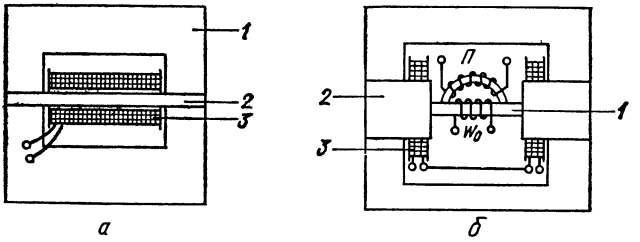


Рис. 18.4. Устройство пермеаметров

Однако при очень больших поперечных сечениях осевая неравномерность поля может быть значительной. Отклонения напряженности магнитного поля от среднего значения

$$H_{ср} = \frac{Iw}{\pi D_{ср}}$$

при осевом сечении образца будут незначительными, если отношение среднего диаметра $D_{ср}$ к размеру X (рис. 18.3, *а*) будет $D_{ср}/X > 10$. Кольцевые образцы применяют преимущественно для исследований листовых и ленточных материалов.

Листовые магнитные материалы исследуют также на образцах, набранных из полос, из которых составляют четыре одинаковых по размерам пакеты и образуют магнитную цепь, размещая пакеты в виде квадрата (рис. 18.3, *б*). В углах квадрата полосы пакетов складывают встык или внахлестку. Недостатком такой магнитной цепи является то, что в местах стыка пакетов образуются воздушные зазоры, а намагничивающие катушки охватывают не всю магнитную цепь. Наличие зазоров может существенно исказить результат измерения. Напряженность поля H в образце будет меньше расчетной H_i из-за размагничивающего действия зазора и определяется в первом приближении соотношением

$$H = H_i - k_р \frac{B}{\mu_0},$$

где $k_р = l_з/(l + l_з)$ — коэффициент, характеризующий размагничивающий фактор; l и $l_з$ — соответственно длина средней линии магнитопровода и ширина зазора.

При исследовании прямолинейных образцов прямоугольного или цилиндрического поперечного сечения для обеспечения равномерности намагничивания применяют пермеаметры. Пермеаметр содержит массивное ярмо *1* (рис. 18.4, *а*) из магнитомягкого материала, которое, замыкая исследуемый образец *2*, образует замкнутую цепь, и намагничивающую катушку *3*. Такая конструкция пермеаметра позволяет создавать в исследуемом образце напряженность поля до (6...8) $\times$ $\times$ 10^4 А/м.

Для исследований магнитных материалов в сильных полях применяют пермеаметры, устройство которых схематически показано на рис. 18.4, *б*. Пермеаметр состоит из электромагнита, между полюсами *2* которого зажимают исследуемый образец *1*. Намагничивающие обмотки *3* размещены на полюсах электромагнита, что дает возможность

создавать поля напряженностью до $1 \cdot 10^6$ А/м. Для измерения напряженности поля в образце используют потенциалометр *П*, а для измерения индукции — измерительную катушку w_0.

18.3. Определение статических характеристик

Одним из наиболее распространенных методов определения характеристик магнитных материалов в постоянных магнитных полях является индукционно-импульсный метод исследования.

Принципиальная схема исследования магнитных характеристик индукционно-импульсным методом приведена на рис. 18.5. Исследования проводятся обычно в такой последовательности.

1. Градуировка баллистического гальванометра. При определении цены деления гальванометра по потокосцеплению переключатель *SA1* ставят в положение *1*. При замкнутых ключах *SA3* и *SA4* по амперметру *PA1* устанавливают такое значение тока *I*, при изменении направления которого указатель гальванометра (при заданном сопротивлении измерительной цепи) отклонится на всю длину шкалы. Затем переключатель *SA5* устанавливают в положение *B* и размыкают ключ *SA3*. С помощью переключателя *SA2* изменяют направление тока в катушке взаимоиндуктивности на противоположное и отсчитывают баллистический отброс указателя гальванометра. Цена деления по потокосцеплению определяется по формуле

$$C_{\Psi_B} = \frac{2MI}{\alpha_{B\max}},$$

где *M* — коэффициент взаимной индуктивности; *I* — ток по показанию амперметра *PA1*; $\alpha_{B\max}$ — баллистический отброс указателя гальванометра при измерении потока индукции.

Аналогично определяют цену деления гальванометра по напряженности поля (переключатель *SA5* в положении *H*). Тогда

$$C_{\Psi_H} = \frac{2MI}{\alpha_{H\max}}.$$

2. Подготовка исследуемого образца. Поскольку перед испытанием магнитное состояние образца неизвестно, его нужно размагнитить. Для этого переключатель *SA1* ставят в положение *2* и при замкнутых ключах *SA3*, *SA4* устанавливают с помощью амперметра *PA1* такой намагничивающий ток, чтобы $H \geqslant 50\ H_c$.

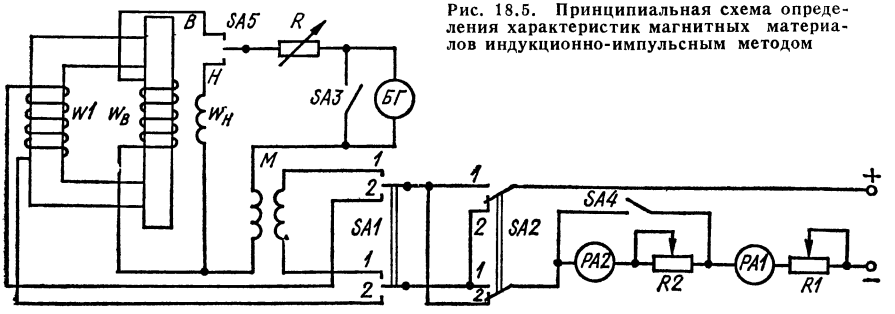


Рис. 18.5. Принципиальная схема определения характеристик магнитных материалов индукционно-импульсным методом

Уменьшая постепенно реостатом *R1* значение тока до минимально возможного, одновременно переключателем *SA3* периодически меняют направление перемагничивающего тока. Размагничивание может быть проведено и переменным полем с убывающей до нуля амплитудой. Для этой цели применяются специальные размагничивающие устройства.

3. Определение точек основной кривой намагничивания. Установив монотонно ток I_1, который соответствует наименьшей напряженности поля H_1, проводят магнитную подготовку образца. Для этого при замкнутых ключах *SA3* и *SA4* с помощью переключателя *SA3* многократно (не менее 10 раз) изменяют направление намагничивающего тока I_1. Затем размыкают ключ *SA3* и снова изменяют направление намагничивающего тока, наблюдая баллистический отброс $\alpha_{B1\,\max}$. Значение индукции B_1 определяют по формуле

$$B_1 = \frac{C_{\Psi_B}}{2w_B S}\alpha_{B1\,\max},$$

где w_B — число витков измерительной обмотки; S — площадь сечения образца. При измерении индукции переключатель *SA5* должен находиться в положении *B*. Затем переключатель *SA5* переводят в положение *H* и, быстро вынося измерительную катушку w_H за пределы поля, наблюдают баллистический отброс указателя гальванометра $\alpha_{H1\,\max}$. Напряженность поля H_1 определяют по формуле

$$H_1 = \frac{C_{\Psi_H}}{2\mu_0 w_H S_H}\alpha_{H1\,\max},$$

где w_H — число витков измерительной катушки напряженности поля; S_H — площадь ее поперечного сечения (удобнее вместо произведения $w_H S_H$ в формулу подставить значение постоянной катушки поля $(wS)_H$, если оно определено заранее).

При исследовании кольцевых образцов значение напряженности поля можно определить по формуле

$$H_1 = \frac{I_1 w_H}{l_{\text{ср}}},$$

где $l_{\text{ср}}$ — длина средней линии образца.

Таким образом получают координаты точки A_1. В том же порядке определяют и другие точки (A_2 и т. д.), по которым строят основную кривую намагничивания (рис. 18.6, *а*).

Определение петли гистерезиса начинают обычно с точки, которая соответствует наибольшей напряженности поля $+H_{\max}$ (рис. 18.6, *б*): регулируя сопротивление резистора *R1*, устанавливают по амперметру *PA1* ток $I_{\max}$, при котором напряженность поля будет $+H_{\max}$ (ключ *SA4* замкнут). Далее выполняют магнитную подготовку образца и измеряют $B_{\max}$, как при определении основной кривой намагничивания. Затем замыкают ключ *SA3* и размыкают *SA4* и, не изменяя сопротивления резистора *R1*, увеличивают сопротивление резистора *R2* (до размыкания *SA4* сопротивление резистора *R2* должно быть минимальным). Ток I_1 устанавливают таким, чтобы обеспечить значение напряженности $+H_1$.

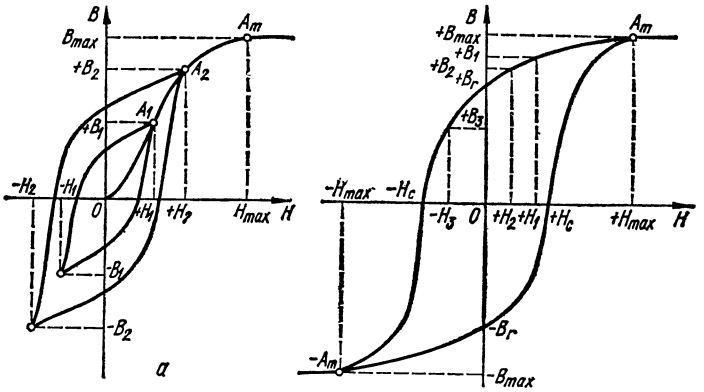


Рис. 18.6. К определению основной кривой намагничивания и петли гистерезиса магнитных материалов

Затем необходимо возвратиться в точку A_m. Для этого переключателем *SA2* изменяют направление намагничивающего тока, после чего замыкают ключ *SA4*; при этом намагничивающий ток увеличивается до $-I_{max}$. Снова с помощью *SA2* изменяют направление тока, теперь до $+I_{max}$. Если после этого разомкнуть ключ *SA4*, то напряженность поля изменится от $+H_{max}$ до H_1, т. е. на значение $\Delta H_1 = H_{max} - H_1$. Отклонение $\alpha_{B1\,max}$ указателя *БГ* будет при этом пропорционально $\Delta B_1 = B_{max} - B_1$, откуда

$$B_1 = B_{max} - \Delta B_1 = B_{max} - \frac{C_{\Psi_B}}{w_B S}\alpha_{B1\,max}.$$

Таким же образом определяют и другие точки на нисходящей ветви петли гистерезиса до точки B_r, которая определяется при выключении тока (переключатель *SA2* в нейтральном положении).

Для определения точек петли гистерезиса, соответствующих отрицательным значениям напряженности поля, с помощью *R2* устанавливают некоторое значение тока, например I_3, соответствующее напряженности поля $+H_3$, обходят цикл и возвращаются в точку A_m. Разомкнув *SA3*, размыкают *SA4* и одновременно переключателем *SA2* изменяют направление тока до $-I_3$ (соответствует напряженности поля $-H_3$), наблюдая баллистический отброс $\alpha_{B3\,max}$. Тогда

$$B_3 = B_{max} - \frac{C_{\Psi_B}}{w_B S}\alpha_{B3\,max}.$$

Таким образом можно определить все точки нисходящей ветви петли до $-A_m$. Кривую петли гистерезиса (восходящую ветвь) достраивают, пользуясь ее свойством симметричности.

При определении петли гистерезиса амперметр *PA1* используется лишь для установки и контроля максимального тока, а измерения намагничивающего тока производят амперметром *PA2*.

18.4. Определение динамических характеристик

Простым, производительным и в настоящее время достаточно точным методом определения динамической кривой намагничивания является метод амперметра, вольтметра и ваттметра. Этот метод применяется для исследования магнитных материалов в звуковом диапазоне частот, однако его возможности в последнее время расширяются в сторону более высоких частот. Измерения производятся по схеме, изображенной на рис. 18.7.

При малых значениях активного сопротивления намагничивающей цепи практически обеспечивается режим синусоидальной индукции, напряженность магнитного поля при этом будет несинусоидальной. В этом случае амплитудное значение эквивалентной синусоиды напряженности поля, определяемое по формуле

$$H_m = \frac{I\sqrt{2}\,w_1}{l},$$

при измерении намагничивающего тока I амперметром действующего значения может существенно (до 8...12 %) отличаться от максимального. Более точно максимальное значение напряженности можно получить по показаниям U_m амплитудного вольтметра $PV2$, измеряя падение напряжения на резисторе R_N (на схеме рис. 18.7 показан штриховой линией). Тогда

$$H_m = \frac{I_m w_1}{l} = \frac{w_1}{l}\frac{U_m}{R_N}.$$

Если же активное сопротивление намагничивающей цепи достаточно велико, то намагничивающий ток и напряженность поля будут практически синусоидальными, а индукция несинусоидальна. Последнее обстоятельство существенной роли не играет, так как для определения амплитудного значения магнитной индукции B_m достаточно измерить среднее значение э. д. с., наведенной в обмотке $w2$. Тогда

$$B_m = \frac{E_{\text{ср}}}{4fw_2S},$$

что справедливо при любой форме кривой э. д. с. Для измерения э. д. с. применяют вольтметры средних значений, специально предназначенные для магнитных измерений.

При измерении э. д. с., наведенной в обмотке $w2$, вольтметром действующего значения максимальное значение индукции может быть определено по формуле

$$B_m = \frac{E}{4fk_{\text{ф}}w_2S},$$

где $k_{\text{ф}}$ — коэффициент формы кривой э. д. с.

Учитывая, что вольтметром измеряется не э. д. с., а падение напряжения, например $U_{\text{ср}}$, для более точного определения индукции необходимо учитывать потребление тока вольтметром, и тогда

$$B_m = \frac{U_{\text{ср}}}{4fw_2S}\left(1 + \frac{R_{w2}}{R_{\text{п}}}\right),$$

где $R_{\text{п}}$ — полное активное сопротивление измерительной цепи; R_{w2} — активное сопротивление обмотки $w2$.

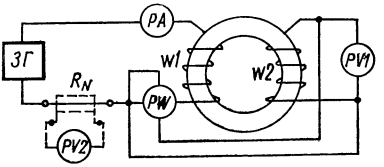


Рис. 18.7. Принципиальная схема определения характеристик магнитных материалов методом амперметра, вольтметра и ваттметра

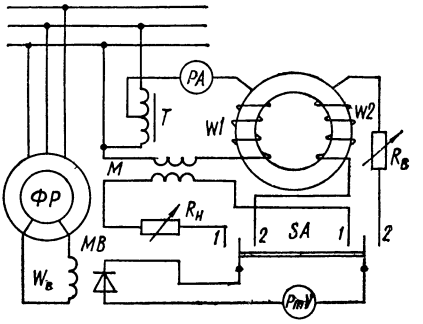


Рис. 18.8. Схема исследования магнитных материалов с помощью феррометра

Потери при перемагничивании переменным током в звуковом диапазоне частот можно определить с помощью ваттметра, как показано на рис. 18.7. Поскольку параллельная обмотка ваттметра присоединена к измерительной обмотке *w2*, число витков которой в общем случае может не совпадать с числом намагничивающих витков, показания ваттметра необходимо пересчитать соответственно до числа витков намагничивающей обмотки. Кроме того, при измерении малых мощностей может возникнуть методическая погрешность, для исключения которой необходимо учесть мощность, потребляемую вольтметром и параллельной обмоткой ваттметра. Тогда мощность потерь определится как

$$P = \frac{w_1}{w_2} P_W - U^2 \left(\frac{1}{R_V} + \frac{1}{R_{W\text{п}}} \right),$$

где P_W — мощность по показаниям ваттметра; R_V и $R_{W\text{п}}$ — сопротивления вольтметра и параллельной обмотки ваттметра.

Часто последовательную обмотку ваттметра необходимо включать через измерительный трансформатор тока, так как номинальные токи ваттметров достаточно большие, а испытания начинают при малых токах намагничивания. Обычно определяют удельные потери, т. е. потери, приведенные к единице массы или объема образца. Для практического осуществления измерений следует рекомендовать вольтметр средних значений Ф5053, вольтметр действующих значений Ф584 и ваттметр Ф585. Для этих же целей может быть использована специальная установка У5010.

Описанный выше метод имеет также более совершенный вариант, в котором применяется магнитоэлектрический милливольтметр с выпрямителем, управляемым фазорегулятором. Обычно вся схема измерения (рис. 18.8) конструктивно реализуется в виде устройства, называемого ф е р р о м е т р о м.

Принцип его работы основан на том, что при однополупериодном выпрямлении среднее за период T значение производной $y'(t)$ периодической, симметричной относительно оси времени t, функции $y(t)$ пропорционально мгновенному значению этой функции.

Этому условию соответствует такой режим намагничивания испытуемого образца, когда функции $H = H(t)$ и $B = B(t)$ не содержат четных гармоник, т. е. являются периодическими симметричными

функциями, что легко обеспечивается при отсутствии подмагничивания образца постоянным током.

В этом случае любые два значения напряженности поля и индукции, сдвинутые по времени на половину периода, равны по значению и противоположны по знаку:

$$H(t) = -H\left(t + \frac{T}{2}\right); \quad B(t) = -B\left(t + \frac{T}{2}\right).$$

Дифференцирующими элементами в схеме рис. 18.8 при измерении напряженности магнитного поля H (тока i) является катушка взаимоиндуктивности M, э. д. с. вторичной обмотки которой

$$e_M = -\frac{d(Mi)}{dt} = -M\frac{di}{dt} = -M\frac{l}{w_1}\frac{dH}{dt},$$

а при измерении индукции — сам исследуемый образец, э. д. с. вторичной обмотки которого

$$e_2 = -\frac{d\Psi}{dt} = -w_2 S\frac{dB}{dt}.$$

Магнитоэлектрический прибор показывает среднее значение измеряемой величины. Поэтому в положении *1* переключателя SA имеем

$$U_{1\text{ср}} = \frac{1}{T}\int_t^{t+T/2} u_1 dt = \frac{1}{T}\int_t^{t+T/2} \frac{e_M R_0}{R_0 + R_2 + R_\text{н}} dt = \frac{2fR_0 Ml}{R_{\text{ц}H} w_1} H(t),$$

где R_0 — сопротивление милливольтметра; R_1 — сопротивление вторичной обмотки катушки взаимоиндуктивности; $R_{\text{ц}H} = R_0 + R_1 + R_н$ — сопротивление цепи милливольтметра при измерении H.

В положении *2* переключателя SA

$$U_{2\text{ср}} = \frac{1}{T}\int_t^{t+T/2} u_2 dt = \frac{1}{T}\int_t^{t+T/2} \frac{e_2 R_0}{R_0 + R_2 + R_\text{в}} dt = \frac{2fR_0 w_2 S}{R_{\text{ц}B}} B(t),$$

где R_2 — сопротивление вторичной обмотки исследуемого образца; $R_{\text{ц}B} = R_0 + R_2 + R_\text{в}$ сопротивление цепи милливольтметра при измерении B.

Таким образом, показания милливольтметра $U_{1\text{ср}}$ и $U_{2\text{ср}}$ пропорциональны соответственно мгновенным значениям $H(t)$ и $B(t)$.

Регулируя фазу управляющего напряжения с помощью фазорегулятора $ФР$, можно изменять угол сдвига фаз между управляющим и измеряемым напряжениями и определить значения напряженности поля и индукции в любой момент периода:

$$H(t) = \frac{R_{\text{ц}H} w_1 U_{1\text{ср}}}{2fR_0 Ml}; \quad B(t) = \frac{R_{\text{ц}B} U_{2\text{ср}}}{2fR_0 w_2 S},$$

т. е. снять динамическую петлю гистерезиса — зависимость $B(t) = f[H(t)]$.

Для определения основной динамической кривой намагничивания $B_m = f(H_m)$ как вершин динамических петель необходимо при каждом значении намагничивающего тока плавно изменять фазу управляющего напряжения до получения наибольших показаний милливольт-

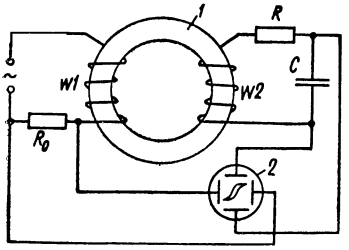


Рис. 18.9. Определение динамической петли гистерезиса осциллографическим методом

метра $U_{1ср\,max}$ и $U_{2ср\,max}$. По полученным значениям H_m и B_m можно также рассчитать амплитудную магнитную проницаемость и построить зависимость $\mu_m = f(H_m)$.

Лучшей реализацией описанного метода является выпускаемый промышленностью цифровой феррометр Ф5063. Он позволяет определять динамические характеристики магнитных материалов в диапазоне частот от 50 Гц до 1 кГц, имеет пределы измерения средних значений напряжения от 10 мВ до 10 В, амплитудных значений тока от 10 мА до 10 А. Погрешность измерения составляет 0,5...1,0 %, диапазон регулирования фазы управляющего напряжения 240°.

Характеристики магнитных материалов на переменном токе можно определять также мостовым методом. Применение мостов переменного тока сводится к измерению индуктивности обмотки L_x и ее сопротивления R_x и определению магнитной проницаемости

$$\mu_1 = \frac{L_x l_{ср}}{4\pi w^2 S}\frac{1}{\mu_0}; \quad \mu_m = \frac{\mu_1}{\cos\delta}, \quad \text{где } \delta = \operatorname{arctg}\frac{R_x}{\omega L_x},$$

т. е. по значению упругой проницаемости μ_1 определяют амплитудную проницаемость μ_m.

Мостовым методом можно измерять магнитную проницаемость в широком диапазоне значений индукции — от весьма незначительной до индукции насыщения и в частотном диапазоне от десятков герц до единиц мегагерц. Он практически незаменим для определения начальной магнитной проницаемости при очень малых напряженностях магнитного поля, когда применять другие методы нельзя из-за их низкой чувствительности.

Диапазон учета влияния гармонических составляющих при мостовом методе измерения зависит от избирательности нулевого индикатора, и здесь представляются широкие возможности для получения желательных характеристик. Практически для измерений может быть применен любой мост переменного тока, обеспечивающий измерение L_x и R_x. Однако наиболее целесообразно применять мост Андерсена, обеспечивающий независимую регулировку по активной и реактивной составляющим сопротивления обмотки, что особенно важно на повышенных частотах. Для измерения мостовым методом могут быть использованы также специализированная установка У5017 или цифровые мосты переменного тока.

Динамическую петлю перемагничивания образца *1* можно определить с помощью электронного осциллографа *2* (рис. 18.9). Чтобы на экране осциллографа получить петлю $B(t) = f[H(t)]$, на горизонтальные пластины подают напряжение U_0, снимаемое с безреактивного резистора R_0. Мгновенное значение этого напряжения

$$u_0 = \frac{R_0 l_{ср}}{w_1} H(t).$$

На вертикальные пластины подают напряжение, пропорциональное $B(t)$. Между измерительной обмоткой *w2* и осциллографом вклю-

чают интегрирующее устройство, например RC-цепочку. Допуская, что входное сопротивление осциллографа бесконечно большое, для мгновенных значений э. д. с. получаем

$$e_2 = -w_2 S \frac{dB(t)}{dt} = i_2 R + L_2 \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C}\int_0^t i_2 dt,$$

где e_2, i_2 и L_2 — соответственно э. д. с., ток и индуктивность обмотки $w2$.

Поскольку индуктивность L_2 мала, а сопротивление резистора R выбирают таким, чтобы $R \gg \frac{1}{\omega C}$,

$$-w_2 S \frac{dB(t)}{dt} \approx i_2 R,$$

а мгновенное значение напряжения на конденсаторе

$$u_C = \frac{1}{C}\int_0^t i_2 dt = w_2 S \frac{B(t)}{CR} = kB(t).$$

Значения индукции и напряженности поля

$$B(t) = m_y Y_B; \quad H(t) = m_x X_H,$$

где X_H и Y_B — соответственно абсцисса и ордината точки, для которой определяют $H(t)$ и $B(t)$; m_x и m_y — масштабы по горизонтальной и вертикальной осям осциллограммы.

Для определения масштабов измеряют амплитудным вольтметром падение напряжения на R_0 и вольтметром средних значений напряжение на измерительной обмотке. Тогда масштабы

$$m_x = \frac{U_{m1} w_1}{l_{ср} R_0 X_0}, \quad m_y = \frac{U_{2ср}}{4fSw_2 Y_0},$$

где X_0 и Y_0 — отклонения луча по горизонтальной и вертикальной осям соответственно.

Осциллограф применяют для определения динамических петель перемагничивания в диапазоне частот до 100 кГц. Погрешность измерения достигает 10 %. Наиболее целесообразно применять осциллографический метод в тех случаях, когда имеются стандартные образцы магнитных материалов и измерения сводятся к сравнению динамических петель исследуемого и стандартного образцов.

Часть четвертая

ИЗМЕРЕНИЕ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Глава 19. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИЗМЕРЕНИЯХ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

19.1. Особенности измерения неэлектрических величин

Количество неэлектрических величин, которые необходимо измерять, значительно превышает количество измеряемых электрических и магнитных величин. Так, в современном энергоблоке необходимо постоянно измерять и контролировать десятки параметров (температуру, давление, химический состав, вибрацию и т. п.), определяющих его технико-экономические показатели. Например, при контроле состояния гидротехнических сооружений и работы агрегатов электротехнических систем и аппаратов Саяно-Шушенской ГЭС приходится осуществлять измерение параметров примерно в 3000 точках [30].

Можно выделить следующие основные группы неэлектрических величин, которые наиболее часто приходится измерять в энергетике:

механические величины — это силы, давления, деформации, моменты, линейные размеры, уровни, вибрации, расходы, скорости потоков и др.;

тепловые величины — температура, количества теплоты, тепловые потоки, теплоемкость и т. п.;

величины, характеризующие свойства и состав веществ — концентрация, химический состав, влажность, содержание взвешенных веществ и др.;

световые величины — освещенность, сила света и ее распределенность, яркость, цвет и т. п.

Множество измеряемых параметров, их пространственное рассредоточение, необходимость автоматизации управления путем централизованного получения измерительной информации, ее обработки и выработки управляющих воздействий предопределяют преимущественное использование электрических методов измерения неэлектрических величин, так как электрические сигналы наиболее удобны для передачи, измерения и обработки.

Измерение неэлектрических величин электрическими средствами измерений становится возможным благодаря предварительному преобразованию исследуемых неэлектрических величин в функционально связанные с ними электрические величины посредством соответствующих измерительных преобразователей. Следовательно, при измерении неэлектрических величин электрическими методами предусматривается наличие первичного измерительного преобразователя физической величины в выходную электрическую, вторичного электрического измерительного прибора, а также устройств их сопряжений, включаю-

щих в себя линии связи, промежуточные электрические преобразователи (масштабирующие, линеаризирующие).

Все методы измерения неэлектрических величин можно разделить на *контактные* и *бесконтактные*. При контактном методе первичный преобразователь находится в непосредственном контакте с исследуемым объектом. Контактные методы сравнительно просты в реализации и обеспечивают высокую чувствительность, а также возможность локализации точки измерения в том месте технологического процесса, которое является наиболее информативным. В то же время при контактном методе имеет место обратное влияние измерительного преобразователя на параметры исследуемого объекта, что может привести к значительному искажению результата измерения. Кроме того, в ряде случаев невозможно осуществить непосредственный контакт измерительного преобразователя с исследуемым объектом вследствие, например, неблагоприятных условий измерения (влажность, запыленность, вибрации, опасность механического разрушения, химическая и радиационная агрессивность, большая удаленность объекта и т. п.).

При бесконтактном методе измерения первичный преобразователь не находится в непосредственном контакте с исследуемым объектом и не искажает его параметров. При этом, однако, на результат измерения в большой степени влияет окружающая среда, отделяющая исследуемый объект от первичного преобразователя.

Следовательно, при измерениях неэлектрических величин наряду с погрешностями самих средств измерений существенное место занимают методические погрешности, обусловленные, во-первых, непосредственным воздействием преобразователя на исследуемый объект и искажением измеряемого параметра, а во-вторых — влиянием окружающей среды на цепь передачи измерительной информации и ее искажением. Поэтому выбор вида первичного преобразователя, оценка методических погрешностей и погрешностей от влияющих факторов при измерениях неэлектрических величин приобретают особое значение и требуют тщательного изучения в каждом конкретном случае.

19.2. Основные характеристики первичных преобразователей неэлектрических величин

В зависимости от энергетических свойств выходного сигнала и способа его дальнейшего использования первичные преобразователи разделяют на две большие группы: *генераторные* и *параметрические*. В генераторных преобразователях входная величина преобразуется в выходной сигнал, обладающий энергетическими свойствами. Примерами генераторных преобразователей могут быть термоэлектрический преобразователь температуры, пьезоэлектрический преобразователь силы, давления и т. п.

В параметрических преобразователях входная величина, воздействующая на определенный параметр преобразователя, приводит к изменению этого параметра (сопротивления, емкости, индуктивности). Особенностью работы параметрических преобразователей является потребность в дополнительном источнике энергии для получения или дальнейшего преобразования измерительной информации.

По физическим закономерностям, положенным в основу принципа действия, преобразователи неэлектрических величин в электрические можно разделить на следующие группы.

1. Резистивные преобразователи механических величин. Принцип действия таких преобразователей основан на изменении электрического сопротивления преобразователя под действием входной механической величины. К ним относятся реостатные преобразователи перемещений и тензорезистивные преобразователи.

2. Электростатические преобразователи. К электростатическим относятся преобразователи, переносчиком измерительной информации в которых является электрический заряд. Различают две основные разновидности электростатических преобразователей: *емкостные,* принцип действия которых основан на взаимодействии двух заряженных тел, и *пьезоэлектрические,* возникновение электрических зарядов в которых является следствием механических напряжений в чувствительном элементе преобразователя.

3. Электромагнитные преобразователи. Под этим названием объединена большая группа преобразователей, принцип действия которых основан на использовании электромагнитных явлений. При этом в зависимости от способа использования этих явлений электромагнитные преобразователи могут быть разделены на *индуктивные* и *взаимоиндуктивные.* Выходным информативным параметром индуктивных преобразователей является индуктивность или полное электрическое сопротивление обмотки, нанесенной на ферромагнитный сердечник, магнитные параметры которого являются функцией измеряемой неэлектрической величины, например длины воздушного зазора. Выходным информативным параметром взаимоиндуктивных преобразователей является э. д. с., наведенная во вторичной обмотке, значение которой зависит от магнитных параметров магнитопровода, а в конечном счете от измеряемой неэлектрической величины, воздействующей на магнитную цепь. К электромагнитным относят часто индукционные преобразователи, принцип работы которых основан на использовании явления электромагнитной индукции.

4. Тепловые преобразователи. В основу принципа работы тепловых преобразователей положены физические закономерности, определяемые тепловыми и связанными с ними другими процессами. Тепловые преобразователи в основном преобразователи температуры. Однако они широко используются для преобразования других неэлектрических величин, которые функционально связаны с тепловыми процессами. Чаще всего используются *термоэлектрические* и *терморезистивные* преобразователи.

5. Электрохимические преобразователи. Принцип действия этих преобразователей основан на зависимости электрических параметров электролитической ячейки от состава, концентрации и других свойств исследуемого раствора. Входными сигналами электрохимических преобразователей могут быть разнообразные физические величины: качественный и количественный состав сложных жидких и газообразных сред, давление, скорость, ускорение и т. п.

6. Оптико-электрические преобразователи. В основу принципа действия оптических преобразователей положено преобразование потока оптического (светового и теплового) излучения. Преобразование измерительной информации осуществляется здесь обычно путем модуляции параметров источника излучения или оптического канала.

7. Ионизационные преобразователи. Принцип действия таких преобразователей основан на преобразовании интенсивности ионизирующего излучения.

Значительное место среди преобразователей неэлектрических величин занимают механические упругие преобразовательные элементы. Они используются в качестве первичных или промежуточных преобразователей. В основу принципа их действия положены зависимости упругих свойств деформированных материалов под воздействием усилий, давлений, крутящих моментов и т. п.

Основной статической характеристикой первичных преобразователей неэлектрических величин является функция преобразования или градуировочная характеристика. Для большинства преобразователей неэлектрических величин их функция преобразования существенно нелинейна. Поэтому при их сопряжении с электрическими измерительными приборами, обладающими линейной зависимостью показаний от значения входной величины, возникает необходимость линеаризации функции преобразования первичного преобразователя. Линеаризация может быть осуществлена конструкторскими, технологическими либо структурными методами (см. п. 4.3).

Номинальная функция преобразования обычно устанавливается либо на основе детального изучения физических закономерностей, положенных в основу принципа действия преобразователя, либо в результате усреднения полученных экспериментальным путем функций преобразования однотипных преобразователей. Отклонение действительных градуировочных характеристик от номинальных обусловлено, в первую очередь, несовершенством технологии изготовления преобразователя. Кроме того, в процессе эксплуатации преобразователей могут иметь место необратимые изменения свойств его чувствительного элемента, например вследствие старения чувствительного элемента. Преобразователи неэлектрических величин подвергаются также воздействиям всевозможных внешних случайных факторов, что приводит к случайным изменениям (дрейфу) функции преобразования.

Очевидно, для обеспечения заданной точности измерения необходимо существенно уменьшить влияние разброса и дрейфа градуировочных характеристик. Это достигается в процессе изготовления конструкторско-технологическими путями, а в процессе эксплуатации готовых преобразователей — структурными и схемотехническими приемами, направленными на уменьшение влияния указанных факторов. Повышение точности измерительных преобразователей достигается также путем их индивидуальной градуировки.

Часто на основе изучения изменений градуировочной характеристики, обусловленных тем или иным влияющим фактором, создаются специальные таблицы поправок, которые используются для коррекции показаний приборов.

Для компенсации влияния дестабилизирующих факторов особо эффективно построение (если это возможно) дифференциальных преобразователей. В таких преобразователях используются два чувствительных элемента, в одном из которых под воздействием измеряемой величины выходная величина увеличивается, а во втором — уменьшается. Результирующий выходной сигнал формируется как разность выходных сигналов первого и второго чувствительных элементов. При этом изменения выходных сигналов вследствие воздействия внешних факторов взаимо компенсируются.

Применение дифференциальных преобразователей обеспечивает, кроме того, устранение начального выходного сигнала при нулевом входном, а также частичную линеаризацию общей функции преобразования за счет вычитания четных членов полиноминального разложения функции преобразования.

Для использования первичных преобразователей в системах централизованного контроля и управления применяют унификацию их выходных сигналов с помощью унифицирующих преобразователей. Унифицирующие преобразователи обеспечивают один и тот же уровень выходного сигнала для различных диапазонов изменения разнообразных измеряемых величин. Номинальная зависимость выходных сигналов унифицирующих преобразователей в основном является линейной от измеряемой величины, что существенно упрощает сопряжение первичных преобразователей с вторичными измерительными приборами, значительно сокращает номенклатуру приборов и регуляторов, упрощает их структуры.

Наибольшее распространение получили унифицированные сигналы в виде постоянного тока и напряжения 0...5, 0...20, 4...20 мА, 0...100 мВ, 0...10 В, а также частоты 4...8 кГц. Преимуществами сигналов в виде постоянного тока и напряжения являются простота масштабирования, отсутствие влияния реактивных параметров линии связи, возможность фильтрации помех и наводок, а сигналов с частотным информативным параметром — возможность высокоточной передачи и измерения, а также простота цифрового измерения.

Весьма важными являются динамические характеристики измерительных преобразователей неэлектрических величин. Аккумуляция механической, тепловой, электрической или другой энергии в элементах преобразователя делает его инерционным. Инерционность проявляется в том, что выходной сигнал преобразователя не успевает следить за изменениями измеряемой величины, вследствие чего могут возникнуть существенные динамические погрешности вплоть до того, что результаты измерения становятся совершенно неприемлемыми. Так как измерение быстропротекающих процессов увеличивается во всевозрастающем объеме, то при выборе соответствующих преобразователей необходимо всегда исходить из условия обеспечения согласования их динамических характеристик с динамикой объекта.

Согласование динамики объекта исследования и первичного преобразователя необходимо обеспечивать в первую очередь конструктивным путем. Однако конструкция первичного преобразователя определяет его как статические, так и динамические характеристики и улучшение динамических характеристик преобразователя приводит, как прави-

ло, к ухудшению статических характеристик и снижению надежности.

При этом приходится прибегать к коррекции динамических характеристик. Использование для этой цели корректирующих устройств сопряжено, с одной стороны, с увеличением статических погрешностей, а с другой — с возрастанием влияния дестабилизирующих факторов и, главным образом, помех. Кроме того, для эффективной коррекции необходимо знать динамические характеристики преобразователя. Следует, однако, отметить, что динамические характеристики преобразователей неэлектрических величин не всегда являются постоянными, ибо в ряде случаев они определяются не только конструкцией преобразователя, но зависят также от свойств исследуемой среды и условий взаимодействия с ней. Это создает дополнительные трудности при коррекции динамических характеристик, так как значение параметров динамических характеристик должно измеряться в этом случае наряду с измерением искомой неэлектрической величины и должна быть обеспечена автоматическая подстройка корректирующего преобразователя.

19.3. Основные структурные схемы электрических приборов для измерения неэлектрических величин

В общем случае приборы для измерения неэлектрических величин, включающие в себя первичный преобразователь и вторичный электрический измерительный прибор, могут быть построены по схеме прямого или уравновешивающего преобразований. Следует отметить, что часто выходная электрическая величина первичного преобразователя может подвергаться дополнительным промежуточным преобразованиям, главным образом с целью усиления, унификации, линеаризации и т. п. Схема уравновешивающего преобразования вследствие сложностей создания достаточно мощных, надежных и точных обратных преобразователей электрических величин в неэлектрические нашла ограниченное применение.

В зависимости от типа первичного измерительного преобразователя и вида выходного информативного параметра используются те или иные схемы вторичных электроизмерительных приборов. В большинстве случаев вторичные приборы для электрических измерений неэлектрических величин не отличаются от приборов для измерения электрических величин.

Так как выходными информативными параметрами наиболее часто применяемых генераторных преобразователей является напряжение или ток, а параметрических преобразователей — сопротивление, емкость или индуктивность, то вторичными измерительными приборами являются приборы для измерения соответствующих электрических величин. При этом, как правило, вторичные приборы проградуированы с учетом функции преобразования измерительного преобразователя в единицах измеряемой неэлектрической величины.

Особенностью схем вторичных приборов является то, что в них предусмотрена коррекция неинформативных параметров, влияющих как на измерительный преобразователь, так и на линию связи и на сам

вторичный прибор. Такая коррекция должна производиться автоматически, поскольку приборы работают длительное время без настройки в тяжелых условиях промышленного производства.

Передача измерительной информации от первичного преобразователя ко вторичному прибору осуществляется посредством линии связи. В промышленности, в основном, используются двух-, трех- и четырехпроводные линии связи, обычно медные.

В зависимости от типа применяемого первичного преобразователя на погрешность измерения оказывают влияние разные параметры линии связи. Так, при измерении неэлектрических величин с помощью резистивных первичных преобразователей на постоянном токе влияние оказывают активные сопротивления проводов линии связи. Например, при двухпроводной линии связи возникает погрешность δ_x измерения неэлектрической величины, значение которой равно

$$\delta_x = \frac{\Delta R_{л1} + \Delta R_{л2}}{\Delta R_x S},$$

где $\Delta R_{л1}$, $\Delta R_{л2}$ — временные и температурные изменения сопротивлений линии связи; ΔR_x — изменение сопротивления первичного резистивного преобразователя, соответствующее диапазону измеряемой величины; S — относительная чувствительность первичного преобразователя, соответствующая определенному значению измеряемой величины x. Номинальные значения сопротивлений линии связи учитываются при градуировке прибора. Для низкоомных резистивных первичных преобразователей, как правило, значение ΔR_x незначительно, так что погрешность δ_x может достигать недопустимо больших значений. Поэтому двухпроводные линии связи используют при измерениях на небольших расстояниях, а также при сопротивлениях первичных преобразователей на несколько порядков бóльших сопротивлений проводов линии связи. Однако в последнем случае оказывает влияние сопротивление изоляции проводов. Поэтому качество изоляции проводов линии связи должно быть высоким.

Уменьшение погрешностей от влияния линии связи достигается применением трех- или четырехпроводных линий. Значение этой погрешности определяется соотношением между параметрами линии связи и параметрами измерительной схемы и может быть оценено в каждом конкретном случае в зависимости от схемы вторичного измерительного прибора.

В качестве вторичных измерительных приборов чаще всего используют ферродинамические или магнитоэлектрические логометры, измерительные мосты или компенсаторы. При этом применяют как уравновешенные, так и неуравновешенные мостовые и компенсационные цепи. Простейшая схема магнитоэлектрического логометра с резистивным преобразователем R (x) неэлектрической величины приведена на рис. 19.1, *а*. Для уменьшения влияния сопротивлений соединительных проводов на результат измерений используют трехпроводное подсоединение преобразователя к логометру. Сопротивление линии $r_л1$ в этом случае находится в цепи питания логометра и не влияет на его показания, а сопротивления линий $r_л2$ и $r_л3$, во-первых, включены последовательно с относительно большими сопротивлениями рамок

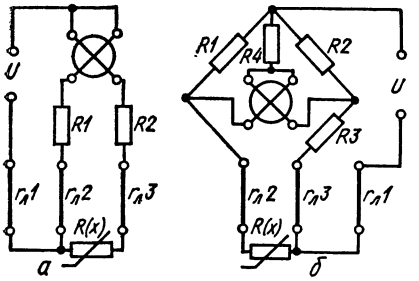


Рис. 19.1. Схемы логометрических измерителей неэлектрических величин с резистивными первичными преобразователями

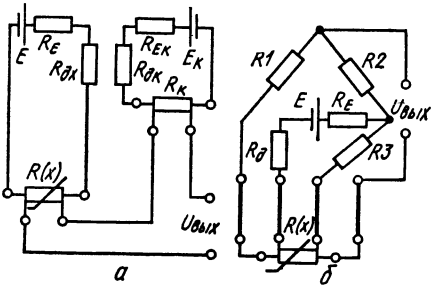


Рис. 19.2. Схемы неуравновешенных компенсатора и моста с резистивными преобразователями для измерений неэлектрических величин

логометра, а, во-вторых, влияя в некоторой степени на значения токов в рамках, очень незначительно влияют на отношение этих токов, т. е. на результат измерения.

В приборах серийного производства используется обычно мостовая логометрическая цепь рис. 19.1, *б*. Сопротивления линий $r_л2$ и $r_л3$ суммируются здесь соответственно с сопротивлениями $R(x)$ и R_3, включенными в соседние плечи моста, в результате чего при $R_1 = R_2$ для уравновешенного состояния цепи, когда $R(x) = R_3$, влияния этих сопротивлений, а также их изменений в результате изменения температуры окружающей среды взаимно компенсируются. При других значениях $R(x) \neq R_3$ влияние сопротивлений линий и их изменений остается незначительным, так как сами сопротивления линий значительно меньше сопротивлений плеч моста.

Следует также отметить, что сопротивления линий $r_л2$ и $r_л3$ подгоняют до определенного значения, которое учитывается при градуировке прибора и указывается на его шкале (в паспорте). Значения сопротивлений $R_1 \ldots R_4$ зависят от пределов измерения и параметров как резистивного преобразователя, так и логометра. Для компенсации температурной погрешности логометра резистор $R4$ изготовляют обычно из меди.

Резистивные преобразователи неэлектрических величин включают часто в неуравновешенные компенсационные или мостовые цепи. Для компенсационной цепи (рис. 19.2, *а*) выходное напряжение разбаланса

$$U_{вых} = \frac{E\,[R_0 + \Delta R(x)]}{R_0 + \Delta R(x) + R_{дх} + R_E} - \frac{E_к R_к}{R_к + R_{hк} + R_{Eк}}, \qquad (19.1)$$

а для мостовой цепи (рис. 19.2, *б*)

$$U_{вых} = \frac{E\,\{[R_0 + \Delta R(x)]\,R_3 - R_2 R_4\}}{(R_E + R_д)\,[R_0 + \Delta R(x) + R_2 + R_3 + R_4] + [R_0 + \Delta R(x) + R_2]\,(R_3 + R_4)}, \qquad (19.2)$$

где E, $E_к$, R_E, $R_{Eк}$ — э. д. с. и внутренние сопротивления стабилизированных источников питания соответствующих цепей; R_0 — начальное сопротивление преобразователя, при котором $U_{вых} = 0$; $\Delta R(x)$ — изменение сопротивления $R(x)$ резистивного преобразователя, вызванное изменением измеряемой величины; $R_{дх}$, $R_{дк}$, $R_д$ — сопротивления, служащие для ограничения токов в соответствующих цепях.

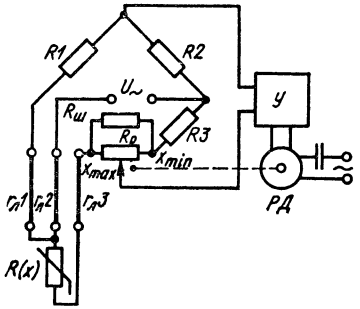


Рис. 19.3. Схема автоматического моста для измерений неэлектрических величин с резистивными преобразователями

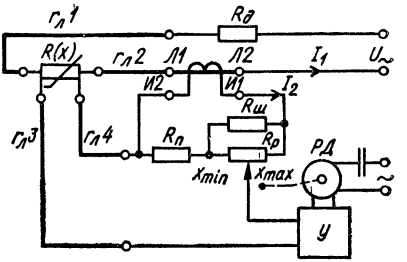


Рис. 19.4. Схема автоматического фазонечувствительного компенсатора переменного тока для измерений неэлектрических величин

Для уменьшения влияния сопротивлений соединительных линий на результат измерения в компенсационной цепи используют четырехпроводное присоединение преобразователя, а в мостовой — четырех- или трехпроводное. При четырехпроводном присоединении преобразователя к мостовой цепи целесообразно, чтобы $R_2 = R_4$, а при трехпроводном, чтобы $R_2 = R_3$.

В качестве измерителей выходных напряжений неуравновешенных мостов и компенсаторов используют обычно узкопрофильные магнитоэлектрические милливольтметры либо цифровые приборы.

Наряду с показывающими приборами прямого преобразования широкое применение при измерениях неэлектрических величин получили регистрирующие, регистрирующие и сигнализирующие приборы уравновешивающего следящего преобразования. Отечественной промышленностью выпускаются следующие разновидности автоматических приборов уравновешивающего преобразования [15]: с мостовой измерительной цепью типов КСМ, КПМ, КВМ; с компенсационной измерительной цепью типов КСП, КПП, КВП; с дифференциально-трансформаторной измерительной цепью типов КСД, КПД, КВД; для измерения унифицированных сигналов измерительных преобразователей типов КСУ, КПУ, КВУ; с логометрической измерительной цепью типа КСЛ.

Модификация каждого из типов этих приборов определяется формой представления измерительной информации (регистрирующие или показывающие) и сокращенно обозначается: КС — регистрирующие самопишущие с записью на диаграммной ленте или диске; КП — показывающие с подвижным указателем; КВ — показывающие с вращающейся шкалой.

По количеству подключаемых измерительных преобразователей эти приборы могут быть *одно-* и *многоканальными* (3, 6, 12 преобразователей одной градуировки). В многоканальных приборах регистрация показаний осуществляется отпечатыванием отдельных разноцветных точек или цифр, обозначающих номер подключенного канала.

Многоканальное позиционное регулирующее (сигнализирующее) устройство с раздельной задачей по каждому каналу предназначено для позиционного (двух или трех) регулирования в комплекте с бло-

ками регулирующих реле и исполнительными механизмами различных параметров технологических процессов. На лентопротяжном механизме укреплена съемная линейка, отградуированная в единицах измеряемой величины.

Упрощенная схема автоматического моста с резистивным преобразователем приведена на рис. 19.3, где $R(x)$ — резистивный преобразователь; $R_р$ — реохорд; $R_ш$ — шунт реохорда; *У* — электронный усилитель; *РД* — реверсивный двигатель. Для уменьшения влияния сопротивлений соединительных линий на результат измерения применяют трехпроводную схему соединения преобразователя и подгоняют сопротивления линий $r_л1$ и $r_л3$. Чаще всего делают $R_2 = R_3$ и тогда полная компенсация сопротивлений линий имеется в начальной точке шкалы прибора x_{min} при минимальном значении измеряемого сопротивления $R(x) = R(x)_{min}$, когда уравнение равновесия моста имеет вид

$$\frac{R(x)_{min} + r_{л2} + R_{эк}}{R_1 + r_{л1}} = \frac{R_3}{R_2} = 1, \qquad (19.3)$$

где $R_{эк} = R_р R_ш / R_р + R_ш$ — эквивалентное сопротивление реохорда, зашунтированного резистором $R_ш$.

Из последнего выражения видно, что в начальной точке шкалы одинаковые по абсолютному значению изменения сопротивлений линий не нарушают условия равновесия моста и, следовательно, не вызывают погрешностей измерения $R(x)$. В других точках шкалы изменения сопротивлений линий вызывают незначительную погрешность, максимальное значение которой при прочих равных условиях будет иметь место в конце диапазона измерения для $R(x) = R(x)_{max}$, когда условие равновесия моста принимает вид

$$\frac{R(x)_{max} + r_{л3}}{R_1 + r_{л1}} = \frac{R_3 + R_{эк}}{R_2}. \qquad (19.4)$$

Измерительные преобразователи неэлектрических величин в электрическое сопротивление $R(x)$ имеют ограниченное значение измерительного тока. Поэтому важно обеспечить, чтобы во всем рабочем диапазоне преобразования его значение не превышало допустимого. При заданном напряжении U питания моста максимальное значение тока через преобразователь

$$I_{x\,max} = \frac{U}{R(x)_{min} + R_{эк} + R_3 + r_{л2} + r_{л3}}. \qquad (19.5)$$

В практике измерений неэлектрических величин с применением резистивных преобразователей приходится часто решать задачу сопряжения этих преобразователей с электрическими измерительными устройствами, в частности с выпускаемыми серийно нашей промышленностью измерительными мостами. При этом в первую очередь возникает задача согласования диапазонов измерения. Это осуществляется путем замены нерегулируемых резисторов *R1*, *R2* и *R3*, а также резистора $R_ш$, шунтирующего реохорд. В отдельных случаях возникает необходимость включения в диагональ питания дополнительного резистора $R_д$.

Для нахождения (расчета) сопротивлений указанных резисторов моста при известных значениях $R(x)_{min}$, $R(x)_{max}$, $R_р$, U и $I_{x\,max}$ необходимо решить систему уравнений (19.3)...(19.5), приняв, например, $R_2 = R_3$. В случае, когда расчетное значение $R_{эк}$ получится больше $R_р$, необходимо в диагонали питания моста предусмотреть дополнительный резистор $R_д$ и расчет повторить.

Мостовые цепи применяются обычно для измерений неэлектрических величин с резистивными преобразователями при трехпроводном включении последних, если начальное значение его сопротивления не меньше 10 Ом. При использовании более низкоомных преобразователей, например платиновых термопреобразователей температуры ($R_0 = 1$ Ом или $R_0 = 0{,}1$ Ом) для измерений высоких температур, можно использовать фазонечувствительный автоматический компенсатор переменного тока (рис. 19.4).

В зависимости от значений выходных сопротивлений резистивного преобразователя условие равновесия компенсатора для $R(x) = R(x)_{min}$ имеет вид

$$I_1 R(x)_{min} = I_2 R_п,$$

откуда

$$R(x)_{min} = \frac{R_п}{k_I}, \qquad (19.6)$$

а для $R(x) = R(x)_{max}$ — $I_1 R(x)_{max} = I_2 (R_п + R_{эк})$, откуда

$$R(x)_{max} = \frac{R_п + R_{эк}}{k_I}. \qquad (19.7)$$

Здесь $R_п$ — сопротивление для подгонки нижнего предела измерения компенсатора; $R_{эк} = R_р R_ш / R_р + R_ш$ — эквивалентное сопротивление реохорда, зашунтированного резистором $R_ш$; $k_I = \frac{I_1}{I_2}$ — коэффициент трансформации измерительного трансформатора тока.

Особенностью схемы фазонечувствительного компенсатора является практически полное отсутствие влияния сопротивлений соединительных линий на результат измерений. Действительно, сопротивления $r_л3$ и $r_л4$ включены во входную цепь усилителя, где в момент компенсации ток не протекает, а сопротивления $r_л1$ и $r_л2$, включенные в цепь питания резистивного преобразователя, не вызывают каких-либо погрешностей, так как в момент компенсации значение измеряемой величины определяется лишь значениями сопротивлений $R_п$, $R_{эк}$ и коэффициентом трансформации измерительного трансформатора, на значения которых сопротивления $r_л1$ и $r_л2$ влиять не могут.

Сопряжение резистивных преобразователей с фазочувствительным компенсатором по диапазону преобразования заключается в определении при заданных значениях $R(x)_{min}$ и $R(x)_{max}$ резистивного преобразователя, а также $R_р$, $I_{1\,ном}$ и $I_{2\,ном}$ компенсатора новых значений $R_п$ и $R_ш$, исходя из выражений (19.6) и (19.7). Значение сопротивления резистора $R_д$, ограничивающего измерительный ток через преобразователь, может быть определено, исходя из выражения

$$I_x = I_1 \cong \frac{U}{R_д + R(x)_{ср} + R_{тр}},$$

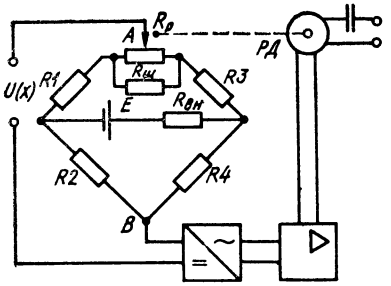


Рис. 19.5. Схема автоматического потенциометра постоянного тока для измерений неэлектрических величин

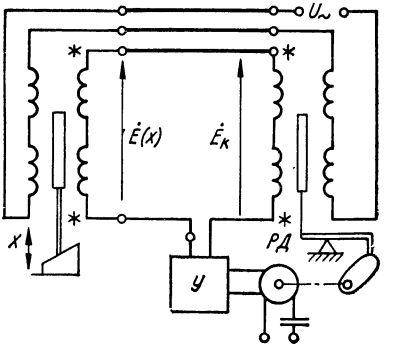


Рис. 19.6. К принципу действия дифференциально-трансформаторного устройства для измерения перемещений

где $R(x)_{ср} = 0{,}5\,[R(x)_{max} + R(x)_{min}]$ — среднее значение сопротивления преобразователя в диапазоне преобразования; $R_{тр}$ — эквивалентное входное сопротивление измерительного трансформатора тока с учетом вторичной нагрузки ($R_п + R_{эк}$).

Для измерений неэлектрических величин с применением первичных преобразователей, выходным информативным параметром которых является э. д. с. или напряжение, используют автоматические потенциометры (рис. 19.5). Измеряемое напряжение $U(x)$ уравновешивается здесь компенсирующим напряжением $U_к$, которое образуется между вершинами A и B мостовой цепи, питаемой от стабилизированного источника тока.

Разность измеряемого и компенсирующего напряжений поступает на вход преобразователя постоянного напряжения в переменное, усиливается с помощью электронного усилителя переменного тока и подается на обмотку реверсивного двигателя *РД*, который перемещает движок реохорда до тех пор, пока наступит равенство напряжений $U(x) = U_к$.

Для измерений перемещений или других физических величин, предварительно преобразованных в перемещение, часто используют дифференциально-трансформаторные преобразователи и соответствующие вторичные приборы с дифференциально-трансформаторным компенсирующим преобразователем (рис. 19.6). Под действием измеряемого перемещения x плунжер первичного дифференциально-трансформаторного преобразователя перемещается, изменяя значение его выходной э. д. с. $\dot{E}(x)$.

Вторичный прибор содержит аналогичный компенсирующий дифференциально-трансформаторный преобразователь, положение плунжера которого регулируется реверсивным двигателем, если измеряемое $\dot{E}(x)$ и компенсирующая $E_к$ э. д. с. не равны по абсолютному значению, т. е. при наличии разбаланса $\Delta\dot{E} = E(x) - \dot{E}_к$. После уравновешивания, когда $\dot{E}(x) = \dot{E}_к$, по шкале прибора, проградуированного в единицах измеряемой величины, отсчитывают ее значение.

При измерениях неэлектрических величин с помощью генераторных преобразователей с целью уменьшения влияния линии связи на

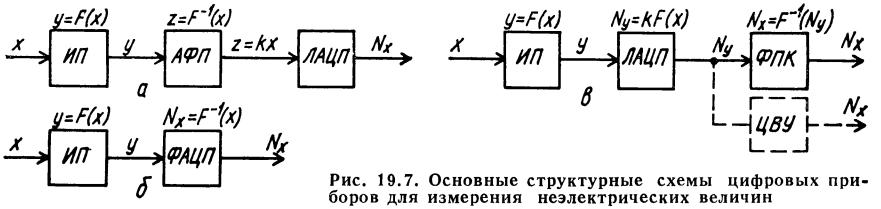


Рис. 19.7. Основные структурные схемы цифровых приборов для измерения неэлектрических величин

результат измерения необходимо в качестве вторичных использовать приборы с высоким входным сопротивлением. В этом случае ток, а следовательно, падение напряжения на сопротивлениях линии связи мало по сравнению с измеряемой э. д. с. первичного преобразователя.

Рассмотренные выше автоматические приборы нашли широкое применение для измерений и регистрации температуры, солесодержания, давления, уровня, расхода, вакуума, значений pH, влажности и др. Основная погрешность автоматических приборов составляет от 0,25 до 1,5 %, погрешность записи — от 0,5 до 1,5 %. Время прохождения шкалы — 1...10 с, скорость перемещения ленты — от 20 до 5400 мм/ч.

Особенность построения приборов для измерений неэлектрических величин обусловлена необходимостью обеспечения метрологической совместимости при сопряжении первичного преобразователя с нелинейной функцией преобразования (каким является в общем случае первичный преобразователь) с электрическим средством измерения, для которого характерна линейная зависимость показания от значения входной величины. В аналоговых измерителях неэлектрических величин нелинейность первичного преобразователя компенсируется градуировкой шкалы, которая в этом случае будет нелинейной. Если необходимо обеспечить линейную шкалу, применяют различные конструкторско-технологические или структурные методы. Примером применения первых из них может служить использование в автоматических приборах уравновешивания (см. рис. 19.3...19.5) реохордов с изменяющимся шагом намотки по длине каркаса, применение специального профиля каркаса при равномерной намотке либо специального профиля кулачка в приборах, собранных по схеме рис. 19.6.

Структурные методы линеаризации в тех же приборах обычно основаны на функциональном изменении тока в цепи реохорда, например путем соответствующего включения другого аналогичного реохорда, движок которого механически связан с движком основного (измерительного) реохорда, перемещение которого является функцией измеряемой величины.

При сопряжении первичных преобразователей с цифровыми измерительными устройствами линеаризация осуществляется структурными методами, например согласно схемам рис. 19.7.

В схеме рис. 19.7, *а* линеаризация осуществляется с помощью аналогового функционального преобразователя, на вход которого подается выходной информативный электрический сигнал y от первичного измерительного преобразователя (*ИП*). В результате реализации в аналоговом функциональном преобразователе (*АФП*) функции преобразования в виде $z = F^{-1}(x)$, обратной функции преобразования

ИП, на его выходе образуется сигнал z, связанный с входной измеряемой неэлектрической величиной x линейной зависимостью $z = kx$. Далее сигнал z преобразуется в цифровой код N_x, пропорциональный измеряемой величине x, линейным аналого-цифровым преобразователем (*ЛАЦП*). В зависимости от рода сигнала z (чаще всего напряжение постоянного тока) применяют те или иные схемы ЛАЦП (см. п. 10.4). Следует отметить, что применение аналоговых функциональных преобразователей ограничено их невысокой точностью и узким классом реализуемых функций.

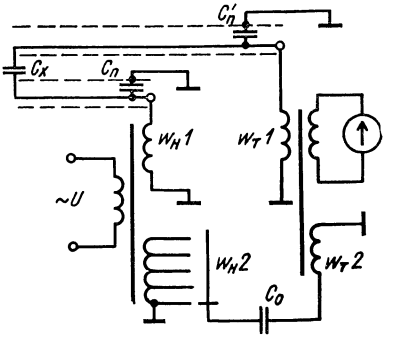


Рис. 19.8. Принципиальная схема трансформаторного моста для измерений неэлектрических величин с емкостным преобразователем

В схеме рис. 19.7, *б* сигнал y с выхода *ИП* подается непосредственно на вход функционального аналого-цифрового преобразователя (*ФАЦП*), на выходе которого формируется цифровой код N_x, пропорциональный измеряемой величине x. Существует большое разнообразие схем ФАЦП, определяемое не только количеством реализуемых функций $N_x = F^{-1}(x)$, но и числом возможных реализаций одной и той же функции. Трудности построения ФАЦП заключаются в отсутствии обобщенного подхода к их проектированию.

Наиболее перспективным путем осуществления линеаризации, особенно в приборах промышленного назначения, является применение функциональных преобразователей кодов (ФПК) или цифровых вычислительных устройств (ЦВУ), в первую очередь микропроцессоров. На рис. 19.7, *в* представлена структурная схема такого средства измерения неэлектрических величин. Выходной сигнал y *ИП* преобразуется *ЛАЦП* в пропорциональный ему цифровой код N_y, который преобразуется в цифровой код N_x, пропорциональный измеряемой величине x, с помощью *ФПК* или *ЦВУ*. При этом может быть достигнута любая, наперед заданная точность линеаризации для самого большого разнообразия функций преобразования. Осуществление линеаризации с помощью ЦВУ особенно целесообразно в многоканальных устройствах с большим количеством параметров при большом объеме обработки по различным алгоритмам [15].

Для измерений неэлектрических величин с использованием емкостных или индуктивных преобразователей в качестве вторичных приборов используют главным образом трансформаторные мосты переменного тока. В качестве примера на рис. 19.8 приведена схема трансформаторного моста с емкостным первичным преобразователем.

Основными проблемами, которые возникают при измерениях с применением емкостных и индуктивных преобразователей, являются проблемы, связанные с устранением влияния линии связи, особенно в тех случаях, когда первичный преобразователь находится на большом расстоянии от измерительного прибора. Вследствие большой протяженности в линии могут наводиться значительные активные помехи. Поэтому осуществляют фильтрацию помех, в частности разделением

спектра частот информативного параметра и помехи. А поскольку в условиях промышленного производства помехи в большинстве случаев низкочастотные (промышленной частоты), преобразование информативного параметра осуществляют на сравнительно высоких частотах.

Другим источником погрешности, связанным с линией связи, являются распределенные емкостные и индуктивные сопротивления утечек между линиями, шунтирующие выходной информативный параметр первичного преобразователя. Если учесть, что выходные емкости первичных преобразователей составляют десятки пикофарад, то при погонной емкости между проводами линии связи, которая может достигать десятков пикофарад на метр, ее шунтирующее действие столь велико, что измерение становится невозможным. Для устранения влияния паразитных емкостей прибегают к экранированию линий и соответствующему схемному решению, при котором шунтирующее действие паразитных емкостей на первичный преобразователь было бы устранено или значительно уменьшено. Например, в схеме рис. 19.8 паразитная емкость между жилой линии связи и экраном оказывается включенной параллельно сравнительно высокоомным сопротивлениям обмоток $w_н 1$ компаратора тока и $w_T 1$ трансформатора напряжения и их шунтирующее действие будет незначительным.

Глава 20. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН В ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ

20.1. Резистивные преобразователи механических величин

Реостатные преобразователи. *Реостатными* называются преобразователи, выполненные в виде реостата, движок которого перемещается под действием входной преобразуемой величины. Выходной величиной является электрическое сопротивление, функционально связанное с положением движка. Так как в перемещение могут быть преобразованы с помощью механических упругих элементов многие неэлектрические величины, то реостатные преобразователи широко используются также в датчиках давления, силы, ускорения, расхода, уровня и т. п.

Реостатные преобразователи бывают *проволочными* и *непроволочными*. Проволочные отличаются высокой точностью и стабильностью функции преобразования. Их недостатками являются низкая разрешающая способность, невысокое сопротивление (до десятков килоом). Указанные недостатки отсутствуют в непроволочных преобразователях, однако они значительно уступают проволочным по точностным характеристикам.

Реостатные преобразователи в зависимости от конструктивного исполнения делятся на преобразователи с *линейным* (рис. 20.1, *а*) и *вращательным* (рис. 20.1, *б*) перемещениями подвижного элемента.

В проволочных преобразователях на каркас *1* наматывается обмотка *2*, изготовленная из изолированной манганиновой, константановой или вольфрамовой проволоки, а при повышенных требованиях в отношении износоустойчивости — из сплава платины с иридием (Pt — 90 %, Ir — 10 %). Контактная щетка *3*, изготовленная из платины,

серебра, фосфористой бронзы или платино-иридия, крепится к щеткодержателю *4* и перемещается по зачищенной от изоляции и отполированной контактной поверхности обмотки.

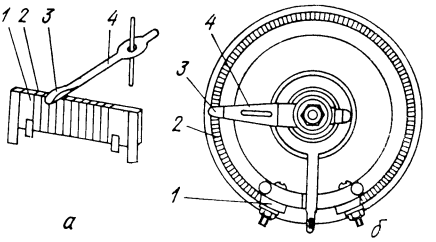


Рис. 20.1. Реостатные преобразователи

Наиболее часто преобразователи изготовляют с линейной зависимостью между изменением сопротивления и перемещением.

Функция преобразования для преобразователя с линейным перемещением имеет вид

$$R_x = \frac{R_р}{l} x,$$

а с угловым

$$R_x = \frac{R_р}{2l} D\alpha_x,$$

где $R_р$ — полное сопротивление реостатного преобразователя; l — его длина; D — диаметр; x, α_x — линейное и угловое (в радианах) перемещения.

В ряде случаев применяются реостатные преобразователи с функциональным (нелинейным) распределением сопротивления вдоль каркаса. Заданная функция преобразования $R_x = F(x)$ обеспечивается, например, изменением профиля каркаса, применением намотки с переменным шагом, намотки отдельных участков каркаса проводами разного диаметра или разного удельного сопротивления, шунтированием участков линейного реостата соответствующими сопротивлениями.

Выходное сопротивление реостатных проволочных преобразователей в зависимости от перемещения изменяется ступенчато. Это обстоятельство вызывает погрешность квантования, приведенное значение которой (%) равно

$$\gamma_{кв} = \frac{0{,}5\Delta R_x}{R_р} 100 = \frac{0{,}5}{w} 100.$$

Число витков w преобразователя обычно составляет 100...200, а в прецизионных — даже десятки тысяч.

Суммарная погрешность, вызванная непостоянством параметров преобразователей, составляет 0,05...0,1 %. Температурная погрешность, определяемая температурным коэффициентом сопротивления материала провода, не превышает обычно 0,1 % на 10 °С.

Тензорезистивные преобразователи. *Тензорезистивными преобразователями* называются резисторы, в которых под действием механической деформации изменяется активное сопротивление. Они могут быть *проводниковыми* (проволочными или фольгированными) и *полупроводниковыми*.

Основной характеристикой тензорезисторов является коэффициент относительной тензочувствительности K, определяемый как отно-

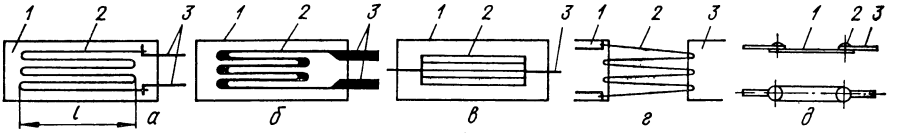


Рис. 20.2. Некоторые разновидности тензопреобразователей

шение относительного изменения сопротивления к относительному изменению длины чувствительного элемента:

$$K = \frac{\varepsilon_R}{\varepsilon_l} = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l} .$$

При деформациях твердых тел изменения их сопротивления обусловлены изменением длины l, поперечного сечения s и удельного сопротивления ρ чувствительного элемента:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l} + \frac{\Delta \rho}{\rho} - \frac{\Delta s}{s} .$$

В пределах упругих деформаций относительное изменение сечения тела связано с относительным изменением его длины через коэффициент Пуассона μ: $\frac{\Delta s}{s} = -2\mu$. Следовательно,

$$K = 1 + 2\mu + \frac{\Delta \rho/\rho}{\Delta l/l} .$$

В некоторых металлах удельное сопротивление под действием механических деформаций изменяется незначительно; поэтому коэффициент K для них может быть принят равным $K \approx 1 + 2\mu$. Так как коэффициент Пуассона для металлов имеет значение 0,24...0,4, то значение коэффициента K при этом примерно равно 1,48...1,8. В общем случае удельное сопротивление металлов может изменяться под действием механических деформаций в несколько раз (при этом как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения); поэтому коэффициент относительной тензочувствительности для металлов лежит в пределах 0,5...4.

Так как значение относительной деформации $\Delta l/l$ в пределах упругих свойств материала не превышает порядка $2{,}5 \cdot 10^{-3}$, то при $K = 0{,}5...4$ относительное изменение сопротивления $\Delta R/R = (1{,}25...10) \cdot 10^{-3}$, т. е. не превышает 1 %.

Наиболее распространенные конструкции наклеиваемых металлических тензопреобразователей приведены на рис. 20.2.

Преобразователь с плоской формой решетки (рис. 20.2, *а*) имеет подложку *1* из тонкой бумаги или лаковой пленки, на которую наклеена плоская решетка *2* из тензочувствительной проволоки. К концам проволоки присоединены пайкой или сваркой выводы *3* из медного провода. Такие тензопреобразователи имеют измерительную базу (длину, занимаемую проволокой) обычно 3...20 мм и их сопротивление равно 20...500 Ом. Для получения тензопреобразователей с малой базой (1...3 мм) их делают двухслойными.

В фольговых тензопреобразователях (рис. 20.2, *б*) чувствительный элемент выполнен в виде фольги толщиной 0,01...0,02 мм. Они имеют определенные преимущества перед проволочными. В частности, по-

скольку отношение поверхности тензочувствительной дорожки к ее поперечному сечению велико, улучшается теплоотдача, что позволяет значительно увеличить плотность тока, если только деталь, к которой приклеивается тензопреобразователь, не обладает очень малой теплоемкостью. Недостатком обычных фольговых преобразователей является сравнительно низкое сопротивление, не превышающее обычно 50 Ом. Тензочувствительный элемент может быть выполнен также в виде пленки путем осаждения паров металла на подложку.

В тех случаях, когда от тензопреобразователя необходимо получить большую мощность, их чувствительные элементы выполняют в виде большого числа (до 30...50) параллельно соединенных проволочек (рис. 20.2, *в*), однако такие тензопреобразователи имеют обычно базу до 150...200 мм, в противном случае они обладали бы очень малым электрическим сопротивлением.

В навесных тензорезистивных преобразователях (рис. 20.2, *г*) тензочувствительные проволоки натягиваются между двумя планками, одна из которых неподвижна, а другая может перемещаться.

Широкое распространение получили также полупроводниковые тензорезисторы. Коэффициент тензочувствительности полупроводниковых тензорезисторов определяется в основном изменением удельного сопротивления и составляет 100...200; при этом в полупроводниках *n*-типа он отрицательный, а в полупроводниках *p*-типа — положительный.

Такие тензорезисторы имеют различное конструктивное исполнение, бывают как с подложками, так и без них. В частности, широко распространенные тензорезисторы типов Ю-8 и Ю-12 (рис. 20.2, *д*) изготавливаются без подложек в виде пластины кремния *1*, к которой посредством контактного слоя *2* присоединены выводы *3*. Они имеют коэффициент тензочувствительности порядка 110 при относительной деформации 0,1 %, базу $l = 5...7$ мм, номинальное электрическое сопротивление 100...200 Ом.

Для тензорезисторов характерен разброс значений коэффициента тензочувствительности и начального сопротивления от экземпляра к экземпляру. Для металлических тензорезисторов разброс коэффициента тензочувствительности составляет единицы, а для полупроводниковых — даже десятки процентов.

Погрешности тензорезисторов обусловлены в основном температурными изменениями сопротивления материала, линейным расширением чувствительного элемента, а также возникновением термо-э. д. с. в точках подсоединения проводов к выводам. Погрешности металлических тензорезисторов составляют порядка 0,1...0,2 %, а полупроводниковых — 0,5...1 %.

Тензорезистивные преобразователи нашли широкое применение для измерения механических величин, предварительно преобразованных в деформацию упругого элемента,— перемещений, сил, давлений, моментов, параметров вибраций.

20.2. Электростатические преобразователи

Емкостные преобразователи. *Емкостным* называется преобразователь в виде конденсатора, емкость которого зависит от измеряемой неэлектрической величины.

Емкость конденсатора определяется его конструктивными параметрами и относительной диэлектрической проницаемостью среды между обкладками. Наибольшее распространение получили преобразователи с плоскостными и цилиндрическими электродами.

Емкость плоского конденсатора (рис. 20.3, *а*)

$$C = \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{S}{\delta},$$

а емкость цилиндрического конденсатора (рис. 20.3, *б*)

$$C = \frac{2\pi h \varepsilon_r \varepsilon_0}{\ln (R_1/R_2)},$$

где $\varepsilon_0 = 8{,}854304 \cdot 10^{-12}$ Ф/м — диэлектрическая постоянная; ε_r — относительная диэлектрическая проницаемость среды; S — площадь взаимодействия обкладок; δ — расстояние между обкладками; h — длина цилиндрической поверхности; R_1 — внутренний радиус внешнего цилиндра; R_2 — внешний радиус внутреннего цилиндра.

Как видно из приведенных выражений, емкостные преобразователи могут использоваться для измерения свойств материалов (на основе изменения их диэлектрической проницаемости), а также для измерения перемещений или других величин, предварительно преобразованных в перемещение.

Чувствительность емкостных преобразователей с плоскостными электродами является линейной функцией изменения площади взаимодействия электродов и изменения диэлектрической проницаемости среды между ними:

$$\frac{\Delta C_S}{C} = \frac{\Delta S}{S}; \quad \frac{\Delta C_\varepsilon}{C} = \frac{\Delta \varepsilon_r}{\varepsilon_r}.$$

В то же время чувствительность относительного расстояния между электродами является нелинейной функцией:

$$\frac{\Delta C_\delta}{C} = -\frac{\Delta \delta}{\delta} \frac{1}{1 + \Delta\delta/\delta}.$$

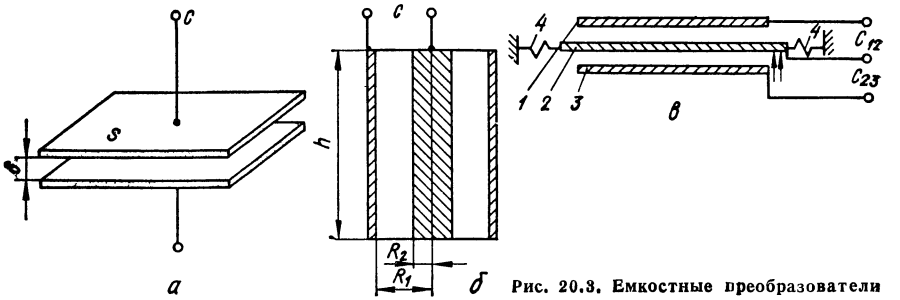


Рис. 20.3. Емкостные преобразователи

Вследствие нелинейности функции преобразования относительно перемещения диапазон преобразований обычно не превышает нескольких процентов начального значения зазора между электродами преобразователя. Расширить диапазон преобразования можно путем использования дифференциального преобразователя (рис. 20.3, *в*). Дифференциальный емкостный преобразователь состоит из двух неподвижных электродов *1*, *3* и одного подвижного электрода *2*, закрепленного на пружинах *4*. При перемещении подвижного электрода емкость между одними обкладками увеличивается, а между другими уменьшается. При соответствующем включении такого преобразователя в измерительную цепь существенно возрастает чувствительность, уменьшаются нелинейность функции преобразования, а также ее зависимость от влияния внешних факторов.

Емкостные преобразователи с переменной площадью взаимодействия электродов используются для измерения угловых и больших линейных перемещений. Преобразователи с переменной диэлектрической проницаемостью среды между электродами применяются для измерения уровня жидкостей (мазута, топлива, воды, кислот, щелочей) и сыпучих материалов (порошкообразных пищевых продуктов, зерна, песка, цемента, угольной пыли и пр.), влажности твердых и сыпучих материалов, толщины изоляционных материалов и других неэлектрических величин, связанных с изменением диэлектрической проницаемости.

Начальная емкость большинства емкостных преобразователей обычно составляет 10...100 пФ. Поэтому даже на высоких частотах емкостные преобразователи имеют большое выходное сопротивление, а следовательно, при заданном уровне питающего напряжения — низкую выходную мощность. Такие преобразователи, как правило, применяются совместно с усилителями при тщательном экранировании измерительных цепей. Основная погрешность емкостных преобразователей составляет 1...3 %.

Пьезоэлектрические преобразователи. Принцип действия пьезоэлектрических преобразователей неэлектрических величин основан на использовании прямого пьезоэлектрического эффекта, сущность которого заключается в электрической поляризации определенного класса диэлектриков, называемых *пьезоэлектриками,* при механическом напряжении в их кристаллах.

Физическая природа пьезоэффекта может быть объяснена на примере наиболее известного пьезоэлектрического кристалла — кварца (SiO_2). На рис. 20,4, *в* показана форма элементарной ячейки кристаллической структуры кварца. Ячейка в целом электрически нейтральна, однако в ней можно выделить три кристаллографические оси (рис. 20.4, *а*): продольную, или оптическую, ось Z, электрические оси X, проходящие через ребра шестигранной призмы кристалла нормально к оптической оси и соединяющие разнополярные ионы (таких осей три), и механические, или нейтральные, оси Y, нормальные к граням кристалла (их также три).

В ненапряженном кристалле все заряды скомпенсированы. Если же к кристаллу приложена сила F_1 в направлении оси X (рис. 20.4, *б* и *г*), то баланс зарядов нарушается, кристаллическая решетка стано-

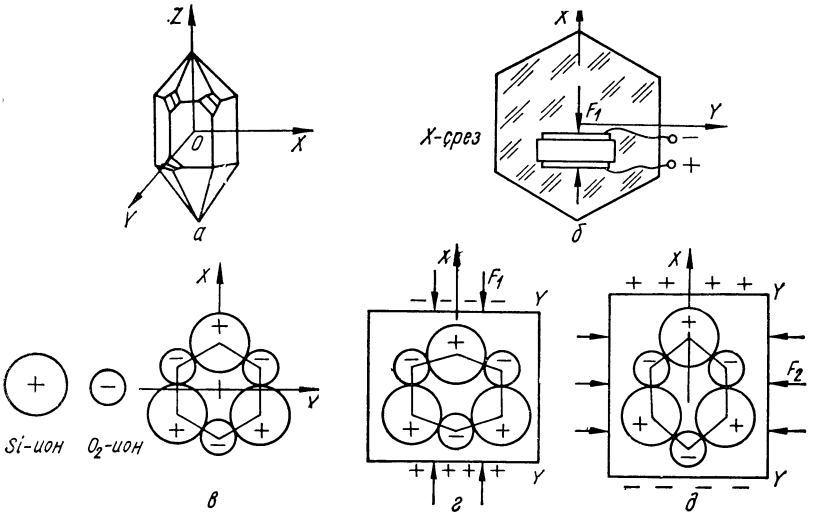


Рис. 20.4. Кристалл кварца и упрощенная модель его кристаллической решетки

вится поляризованной и на гранях $Y—Y$ генерируется электрический заряд:

$$q_{11} = d_{11}F_1,$$

поверхностная плотность которого

$$\delta_{11} = \frac{q_{11}}{S_{п1}} = d_{11}\frac{F_1}{S_{п1}} = d_{11}\sigma_1,$$

где d_{11} — коэффициент пропорциональности, называемый *пьезоэлектрическим модулем кварца;* σ_1 — механическое напряжение в кристалле; $S_{п1}$ — площадь поверхности, на которую действует сила F_1.

Пьезоэффект, возникающий при действии силы F_1, называется *продольным*. Если к кристаллу приложена сила F_2 в направлении оси Y (рис. 20.4, *д*), то она вызовет *поперечный* пьезоэлектрический эффект. При этом на тех же гранях $Y—Y$ возникает заряд, противоположный по знаку тому, который возникает при действии силы F_1, а значение этого заряда

$$q_{12} = d_{12}\frac{y}{x}F_2 = -d_{11}\frac{y}{x}F_2,$$

где x, y — размеры пьезоэлемента в направлении осей X и Y.

Поверхностная плотность заряда в этом случае

$$\delta_{12} = \frac{q_{12}}{S_{п1}} = d_{12}\frac{y}{x}\frac{F_2}{yz} = d_{12}\frac{F_2}{S_{п2}} = d_{12}\sigma_2,$$

где z — размер пьезоэлемента в направлении, перпендикулярном к плоскости XY; $\sigma_2 = F_2/S_{п2}$ — механическое напряжение.

Особенностью пьезоэлектрического эффекта является знакочувствительность, т. е. изменение знака заряда при переходе от сжатия кристалла к растяжению.

Пьезоэлектрические преобразователи обладают очень высоким входным механическим сопротивлением, т. е. ничтожной деформацией при нагрузке. Другое важное свойство пьезоэлектрических преобразователей заключается в том, что они могут иметь миниатюрные размеры. К недостаткам следует отнести невозможность их использования для преобразования статических входных сигналов; это объясняется тем, что вследствие конечности входного сопротивления последующих преобразователей генерируемый заряд постепенно стекает с поверхности преобразователей.

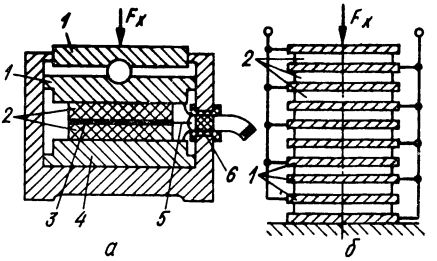


Рис. 20.5. Пьезоэлектрические преобразователи силы

В качестве пьезоэлектрических материалов используют обычно кварц (естественный пьезоэлектрический кристалл), а также искусственно поляризованную пьезокерамику на основе титаната бария ($BaTiO_3$), титаната свинца ($PbTiO_3$) и цирконата свинца ($PbZrO_3$).

Принципиальная конструкция пьезоэлектрического преобразователя показана на рис. 20.5, *а*. Входная величина (сила F_x) действует на верхнюю металлическую шайбу *1*, которая прижимает пьезоэлектрические пластины *2*, разделенные проводящей прокладкой (фольгой) *3*, к нижней металлической шайбе *4*. К проводящей фольге подпаян центральный вывод *5* коаксального кабеля, оплетка *6* которого соединена с электрически связанными шайбами *1* и *4*. Пьезоэлементы расположены так, что направления их поляризации противоположны.

Выходная разность потенциалов, возникающая при воздействии силы F_x, определяется выражением

$$U_x = \frac{2q_x}{C_п + C_0} = \frac{2d}{2\frac{\varepsilon_1\varepsilon_0 S}{\delta} + C_0} F_x,$$

где δ — толщина пьезоэлектрических пластин; S — их площадь; $C_п$ — емкость преобразователя; C_0 — емкость выводов и измерительной электрической цепи, нагруженной на преобразователь.

Для увеличения мощности выходного сигнала пьезоэлектрического преобразователя его пьезоэлемент выполняется в виде ряда параллельно соединенных с помощью металлических прокладок *1* пьезоэлектрических пластин *2* (рис. 20.5, *б*).

Суммарная погрешность пьезоэлектрического преобразователя складывается из температурной погрешности, вызванной изменением пьезоэлектрической постоянной, погрешности из-за чувствительности к силам, действующим перпендикулярно к оси преобразователя, частотной погрешности, обусловленной механическими частотными свойствами кристалла и конечностью значения активного сопротивления R материала пьезоэлемента, погрешности от нестабильности параметров измерительной цепи (входных емкости C_0 и сопротивления R_0).

В диапазоне низких частот частотная погрешность вычисляется по формуле

$$\delta \simeq \frac{1}{2\omega^2 (C + C_0)^2 \left(\frac{RR_0}{R + R_0}\right)^2},$$

где ω — частота исследуемого входного усилия.

Верхняя граница рабочего частотного диапазона определяется механическими параметрами и свойствами преобразователя, в частности собственной частотой механических колебаний, которая может достигать 100 кГц, что позволяет измерять механические величины, изменяющиеся с частотой 7...10 кГц.

Погрешности пьезоэлектрических преобразователей достигают 3...4 %.

20.3. Электромагнитные преобразователи

В практике преобразований механических величин нашли применение следующие виды электромагнитных преобразователей: *индуктивные, взаимоиндуктивные* и *индукционные*.

В индуктивных преобразователях используется зависимость индуктивности катушки от изменения сопротивления магнитной цепи.

Как известно, индуктивность электромагнитной цепи в виде магнитопровода с обмоткой и воздушным зазором, если пренебречь потоками рассеяния, равна

$$L = \frac{w^2}{Z_m} = \frac{w^2}{\sqrt{\left(\frac{l_м}{\mu_0 \mu S_м} + \frac{\delta}{\mu_0 S_\delta}\right)^2 + \left(\frac{2P_м}{\omega \Phi_м^2}\right)^2}},$$

где Z_m — полное магнитное сопротивление цепи; w — число витков катушки; $l_м$, δ — длины магнитопровода и воздушного зазора; $S_м$, S_δ — площади поперечного сечения магнитопровода и зазора; μ_0, μ — магнитная постоянная и магнитная проницаемость материала магнитопровода; $P_м$ — потери мощности в магнитопроводе; $\Phi_м$, ω — амплитуда и частота магнитного потока.

В индуктивных преобразователях с переменной длиной воздушного зазора (рис. 20.6, *а*) используется зависимость индуктивности от длины воздушного зазора. Если пренебречь сопротивлением магнитопровода, которое мало по сравнению с магнитным сопротивлением зазора, а также потерями мощности в магнитопроводе, то получим

$$L \simeq \frac{\mu_0 w^2 S_\delta}{\delta}.$$

Следовательно, индуктивный преобразователь с переменной длиной воздушного зазора является нелинейным преобразователем, зависимость L от длины зазора близка к гиперболической. С достаточной для практики степенью приближения можно считать его линейным лишь при малых относительных изменениях длины воздушного зазора $\Delta\delta/\delta$. В реальных конструкциях преобразователей относительное изменение зазора $\Delta\delta/\delta = 0{,}1...0{,}15$ при нелинейности характеристики 1...3 %.

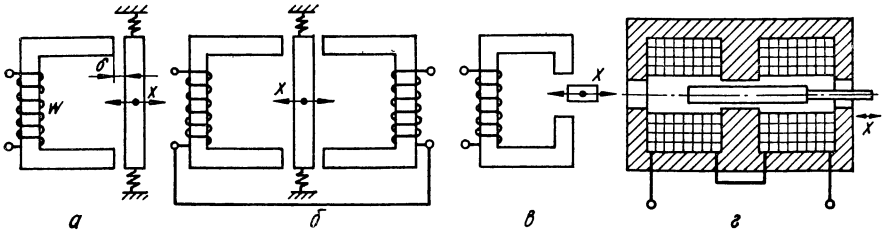


Рис. 20.6. Основные разновидности индукционных преобразователей

Поэтому такие преобразователи применяются для преобразований небольших перемещений (0,01...10 мм).

Значительное улучшение линейности при одновременном увеличении чувствительности достигается в дифференциальных преобразователях с двумя преобразовательными элементами, имеющими общую подвижную часть (рис. 20.6, *в*). В таких преобразователях подвижный якорь расположен симметрично обоих сердечников с начальным зазором δ, и магнитные сопротивления для потоков, создаваемых обеими катушками, одинаковы. Изменения магнитных сопротивлений, происходящие при перемещении Δδ якоря, имеют противоположные знаки. При встречно-последовательном включении обмоток их суммарная индуктивность

$$L = \frac{\mu_0 w^2 S_б}{\delta - \Delta\delta} - \frac{\mu_0 w^2 S_б}{\delta + \Delta\delta} = 2\mu_0 w^2 S_б \frac{\Delta\delta}{\delta} \frac{1}{1 - \left(\frac{\Delta\delta}{\delta}\right)^2}.$$

Вследствие того, что в знаменателе последнего выражения отношение Δδ/δ находится в квадрате, в дифференциальном преобразователе линейность характеристики обеспечивается в более широких пределах. Поэтому практически все индуктивные преобразователи выполняются дифференциальными.

Индуктивные преобразователи с переменной площадью воздушного зазора (рис. 20.6, *в* и *г*) применяются для преобразования перемещений подвижного ферромагнитного сердечника в диапазоне 5...20 мм. Функция преобразования таких преобразователей практически линейна.

Широкое распространение получили индуктивные преобразователи плунжерного типа с разомкнутой магнитной цепью. В основу принципа действия этих преобразователей положено изменение магнитного сопротивления участков рассеяния магнитного потока, а значит, и индуктивности катушки, при перемещении ферромагнитного подвижного элемента (плунжера) внутри катушки. Плунжерные индуктивные преобразователи могут быть с ферромагнитным сердечником или без такового, обычные или дифференциальные. Преимущественное распространение получили дифференциальные плунжерные преобразователи с магнитопроводом (рис. 20.6, *г*).

Плунжерные преобразователи обладают, как правило, линейными характеристиками и обеспечивают преобразование перемещений от нескольких миллиметров до нескольких десятков сантиметров.

На точность работы индуктивных преобразователей оказывают влияние изменения температуры, вследствие чего изменяются магнитная проницаемость и длина воздушных зазоров, колебания напряжения питания и частоты. Обычно погрешность индуктивных преобразователей составляет 0,1...1,5 %.

При построении индуктивных преобразователей используется также зависимость магнитной проницаемости и других магнитных свойств ферромагнитного материала от механических упругих деформаций (эффект магнитоупругости). Такие преобразователи называются *магнитоупругими*.

Основной характеристикой магнитного материала с точки зрения его магнитоупругих свойств является коэффициент магнитоупругой чувствительности, который (по аналогии с коэффициентом тензочувствительности) определяется как отношение относительного изменения магнитной проницаемости $\Delta\mu/\mu$ к относительной деформации $\Delta l/l$:

$$K_\mu = \frac{\Delta\mu/\mu}{\Delta l/l}.$$

Наибольшим коэффициентом магнитоупругой чувствительности обладают железо-никелевые сплавы типа пермаллоя ($K_\mu \approx 200$).

Магнитоупругие преобразователи используются чаще всего для измерения больших усилий (до несколько тысяч ньютонов). Конструктивно они представляют собой магнитный сердечник той или иной конфигурации с расположенной на нем измерительной обмоткой, индуктивность которой является функцией измеряемого усилия. Рабочий диапазон преобразователей обычно не превышает 15...20 % предела упругости. Погрешности магнитоупругих преобразователей в основном обусловлены наличием в характеристике преобразования гистерезиса, зависимостью магнитной проницаемости от температуры, а также наличием остаточной деформации в железо-никелевых сплавах. Практически погрешность таких преобразователей достигает 3... ...4 %. Благодаря простоте конструкции магнитоупругие преобразователи успешно находят применение в сложных условиях эксплуатации.

Работа взаимоиндуктивных (трансформаторных) преобразователей основана на использовании зависимости коэффициента взаимной индуктивности между намагничивающей $w1$ и измерительной $w2$ обмотками от магнитного сопротивления цепи, значение которого является функцией измеряемой величины. При неизменном намагничивающем токе наводимая в измерительной обмотке э. д. с.

$$e_2 = \omega w_2 \frac{I w_1}{Z_м},$$

где $Z_м$ — магнитное сопротивление, являющееся функцией тех же параметров, что и в случае индуктивных преобразователей.

По конструкции магнитопровода взаимоиндуктивные преобразователи напоминают индуктивные и могут быть как с переменным воздушным зазором, так и с переменной площадью воздушного зазора, а также плунжерного типа. Известны и другие конструктивные разновидности взаимоиндуктивных преобразователей. В частности, для преобразований больших линейных перемещений (порядка 1 м и больше)

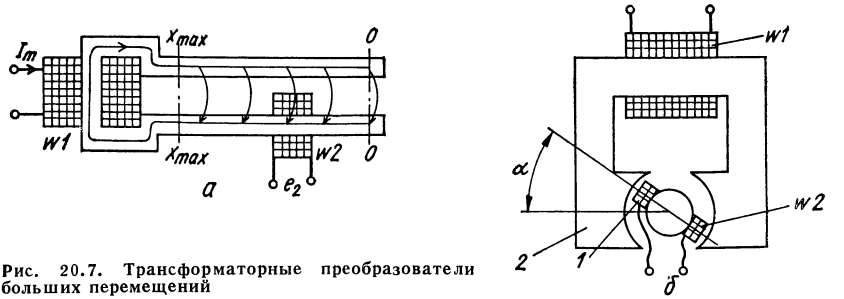


Рис. 20.7. Трансформаторные преобразователи больших перемещений

применяется преобразователь (рис. 20.7, *а*) с распределенными магнитными параметрами. Он состоит из магнитопровода с рабочей частью в виде двух параллельных полос, намагничивающей *w1* и измерительной *w2* обмоток. При перемещении обмотки *w2* из крайнего левого положения в крайнее правое наводимая в ней э. д. с. уменьшается практически по линейному закону, если магнитное сопротивление магнитопровода мало по сравнению с магнитным сопротивлением зазора. Нелинейность зависимости наведенной э. д. с. от положения вторичной обмотки можно скомпенсировать, выполняя магнитопровод профилированным.

В трансформаторном преобразователе угловых перемещений (рис. 20.7, *б*) обмотка *w2* выполнена в виде рамки *1*, имеющей возможность поворачиваться в зазоре магнитной цепи *2*. При протекании тока возбуждения по обмотке *w1* наводимая в рамке э. д. с. зависит от ее углового положения α, при этом зависимость амплитуды э. д. с. от угла — синусоидальная. Преобразователи подобного типа применяют для преобразования больших угловых перемещений.

Часто трансформаторные преобразователи для измерения угловых перемещений выполняются в виде электрических машин, у которых первичная обмотка располагается на статоре, а вторичная — на роторе. При этом используются вращающиеся трансформаторы и сельсины.

Вращающиеся трансформаторы имеют обычно по две взаимно перпендикулярные обмотки на статоре и роторе. Обеспечивая соответствующую коммутацию обмоток, получают линейную зависимость выходного напряжения от угла поворота либо зависимость в виде синуса или косинуса угла поворота.

Сельсины обычно имеют однофазную первичную и трехфазную вторичную обмотки. Они используются для дистанционной передачи угловых перемещений, для чего на приемной стороне применяется еще один сельсин, причем первичные и вторичные обмотки обоих сельсинов электрически связаны.

По сравнению с индуктивными трансформаторные преобразователи имеют такое важное преимущество, как отсутствие гальванической связи между питающими и выходными (измерительными) цепями.

Индукционные преобразователи. Принцип работы таких преобразователей основан на использовании явления электромагнитной индукции. При линейных (рис. 20.8, *а*) или угловых (рис. 20.8, *б*) перемещениях измерительной катушки в известном магнитном поле наводи-

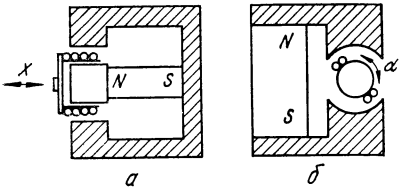


Рис. 20.8. Индукционные преобразователи

мая в ней э. д. с. равна

$$e = -B_p l \frac{dx}{dt} \quad \text{или} \quad e = -B_p S_p \frac{d\alpha}{dt},$$

где B_p — индукция в рабочем зазоре; $l = \pi D w$ — активная длина измерительной катушки; $S_p = \frac{\pi d^2}{4} w$ — активная площадь рамки; D — средний диаметр рамки; x, α — линейное и угловое перемещения.

Индукционные преобразователи используются для измерения линейной и угловой скоростей, а также других величин, функционально связанных с ними. Индукционные преобразователи, предназначенные для измерения угловой скорости и выполненные в виде небольших генераторов постоянного или переменного тока, называются *тахогенераторами*.

Источником погрешностей индукционных преобразователей являются нелинейность функции преобразования и нестабильность параметров магнитных материалов во времени и от изменения температуры. Нелинейность обусловлена главным образом неоднородностью магнитного поля в зазоре и обратным влиянием поля катушки при протекании по ней тока. Погрешности индукционных преобразователей составляют 0,1...1 %.

20.4. Тепловые преобразователи

Термоэлектрические преобразователи. Принцип действия термоэлектрического преобразователя (термопары) основан на использовании термоэлектрического эффекта, сущность которого заключается в возникновении термо-э. д. с. в цепи, состоящей из двух разнородных проводников или полупроводников, называемых *термоэлектродами*, если температура Θ_1 места соединения электродов (так называемого *рабочего*, или горячего, спая) и температура Θ_2 свободных (холодных) концов неодинаковы. В общем случае значение возникающей термо-э. д. с. является нелинейной функцией температуры Θ_1:

$$e_т = e(\Theta_1) - c,$$

где c — постоянная величина, значение которой определяется температурой Θ_2.

Для любой пары однородных проводников значение термо-э. д. с. зависит только от природы проводников (материалов) и от температур Θ_1, Θ_2 и не зависит от распределения температур между концами термопары.

Для измерения температур в пределах —200...+2500 °С применяются стандартные термопреобразователи температуры, выпускаемые в СССР согласно ГОСТ 6616—74 «Преобразователи термоэлектрические ГСП. Общие технические условия» (табл. 20.1). Градуировочные таблицы и метрологические характеристики таких преобразователей нормируются ГОСТ 3044—77 «Преобразователи термоэлектрические. Номинальные статические характеристики преобразования».

В зависимости от назначения термоэлектрические преобразователи делятся на *погружаемые,* предназначенные для преобразования температуры газообразных и жидких сред, и *поверхностные,* предназначенные для преобразования температуры поверхности твердого тела. В зависимости от инерционности они делятся на *малоинерционные,* показатель (постоянная времени) тепловой инерции которых не превышает 5 с для погружаемых и 10 с для поверхностных, *средней инерционности* — соответственно не более 60 и 120 с и *большой инерционности,* имеющие показатель тепловой инерции до 180 и 300 с.

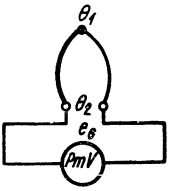


Рис. 20.9. Простейшая термоэлектрическая цепь

Кроме стандартных, используются и специальные термоэлектрические преобразователи температуры. Это обусловлено стремлением расширить пределы преобразования и повысить точность, а также спецификой условий эксплуатации, технико-экономическими соображениями. Так, для преобразования низких температур вплоть до температуры кипения водорода нашли применение медь — константановые термопреобразователи с рабочим диапазоном температур —200...300 °С. Для преобразования высоких температур (свыше 1300...1800 °С) разработаны термопреобразователи на основе тугоплавких металлов, таких, как иридий, вольфрам, молибден, тантал, ниобий, а также на основе углеродистых и графитовых волокон.

Таблица 20.1

Условное обозначение	Материалы термоэлектродов	Пределы преобразования, °С			Погрешность термо-э. д. с., мВ	
		при длительном применении		кратковременно	до 300 °С	свыше 300 °С
		от	до			
ПП	Платинородий (10 % родия) — платина	0	1300	1600	±0,01	$\pm 0{,}01 + 2{,}5 \times 10^{-5} (\Theta - 300)$
ПР-30/6	Платинородий (30 % родия) — платинородий (6 % родия)	300	1600	1800	—	$\pm 0{,}01 + 3{,}3 \times 10^{-5} (\Theta - 300)$
ХА	Хромель — алюмель	—50	1000	1300	±0,16	$\pm 0{,}16 + 2{,}0 \times 10^{-4} (\Theta - 300)$
ХК	Хромель — копель	—50	600	800	±0,2	$\pm 0{,}2 + 6{,}0 \times 10^{-4} (\Theta - 300)$
ВР-5/20	Вольфрамрений (5 % рения) — вольфрамрений (20 % рения)	0	1800	2500	±0,08 (до 1000° С)	$\pm 0{,}08 + 4{,}0 \times 10^{-5} (\Theta - 1000)$ (от 1000 до 1800° С)

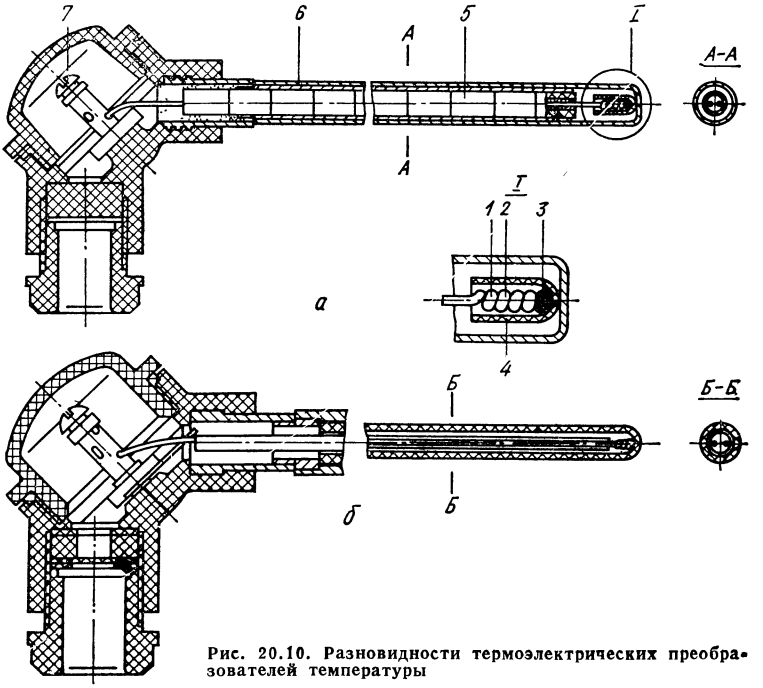


Рис. 20.10. Разновидности термоэлектрических преобразователей температуры

На рис. 20.10 приведены две основные разновидности конструктивного оформления термоэлектрического преобразователя температуры.

Обычно соединение термоэлектродов *1* и *2* в рабочем спае *3* осуществляется электродуговой сваркой, а в термопреобразователях для невысоких температур — пайкой серебряным или оловянным припоем. Рабочий конец чувствительного элемента помещается в электроизоляционный наконечник *4*.

Термоэлектроды по всей длине изолированы друг от друга с помощью одно- или двухканальных трубок или бус *5*. При этом, если верхний предел преобразования температуры составляет 100...120 °С, применяется любой изоляционный материал, до 1300 °С — фарфор, а свыше — окиси алюминия, магния, бериллия, двуокиси тория, циркония, нитрида бора.

Свободные концы термоэлектродов подводятся к клеммам *7* контактной колодки. Термоэлектроды помещаются в защитную арматуру *6*, засыпаются керамическим порошком и герметизируются. В зависимости от верхнего предела преобразования и агрессивности среды защитная арматура может выполняться из нержавеющей стали, окиси алюминия, карбида кремния. В термопреобразователях с защитной арматурой, выполненной из изоляционного материала (рис. 20.10, *б*), электроизоляционный наконечник отсутствует.

Стандартом нормируется лишь погрешность градуировки термоэлектрического преобразователя. В то же время иные ее составляющие могут оказать существенное влияние на результат преобразования

температуры. Особенно существенными могут оказаться погрешности, вызванные временным изменением свойств термоэлектродов, обусловленным загрязнением термоэлектродов примесями из окружающей среды или защитных оболочек, изменением процентного соотношения между компонентами термоэлектродов в результате испарения некоторых компонентов и т. д. Поэтому часто указывается допустимое время работы преобразователя, по истечении которого его погрешности

Таблица 20.2

Тип преобразователя	Номинальное сопротивление при 0 °С, Ом	Условное обозначение номинальной функции преобразования	Диапазон преобразуемых температур, °С
ТСП	1	1П	—50 . . . + 1100
	5	5П	—100 . . . + 1100
	10	10П	—200 . . . + 1000
	(46) *	(гр 21)	—260 . . . + 1000
	50	50П	—260 . . . + 1000
	100	100П	—260 . . . + 1000
	500	500П	—260 . . . + 300
ТСМ	10	10М	—50 . . . + 200
	50	50М	—50 . . . + 200
	(53)	(гр. 23)	—50 . . . + 180
	100	100М	—200 . . . + 200

* Термопреобразователи с номинальными сопротивлениями и градуировками (гр), указанными в скобках, в новых разработках не применяются.

могут выйти за пределы допустимых значений. Эти погрешности могут быть исключены лишь путем повторных градуировок преобразователя и введением поправок.

Терморезистивные преобразователи. Принцип действия терморезистивных преобразователей основан на использовании свойства проводников или полупроводников изменять свое электрическое сопротивление при изменении температуры.

Из проводниковых материалов широкое применение получила платина, которая даже при высоких температурах в окислительной среде не изменяет своих физических и химических свойств. ТКС платины в диапазоне 0...100 °С составляет примерно 1/273 $К^{-1}$, удельное сопротивление при 20 °С равно $10{,}5 \cdot 10^{-6}$ Ом · м, диапазон преобразуемых температур составляет —260...+1300 °С.

Температурная зависимость сопротивления платины в диапазоне 0...650 °С описывается уравнением

$$R_\Theta = R_0(1 + A\Theta + B\Theta^2),$$

где R_Θ, R_0 — сопротивления преобразователя при Θ и 0 °С; A, B — постоянные коэффициенты (для платиновой проволоки, применяемой в промышленных термопреобразователях температуры, $A = 3{,}9702 \times \times 10^{-3}$ $К^{-1}$, $B = -5{,}8893 \cdot 10^{-7}$ $К^{-2}$).

В интервале температур 0...—200 °С зависимость сопротивления платины от температуры имеет вид

$$R_\Theta = R_0 [1 + A\Theta + B\Theta^2 + C(\Theta - 100)^3],$$

где $C = -4{,}356 \cdot 10^{-12}$ К$^{-3}$.

С целью удобства градуировочные характеристики (зависимость $R_\Theta = f(\Theta)$) обычно задаются в виде таблиц, а для температур ниже —200 °С и выше +605 °С — исключительно в виде таблиц.

Медь благодаря своей низкой стоимости широко применяется в преобразователях температуры в диапазоне —50...+180 °С. Температур-

Таблица 20.3

Тип преобразователя	$W_{100ном}$	Пределы допустимых отклонений для классов									
		I		II		III		IV		V	
		δ_{R_0}	ΔW_{100}	δ_{R_0}	ΔW_{100}	δ_{R_0}	ΔW_{100}	δ_{R_0}	ΔW_{100}	δ_{R_0}	ΔW_{100}
ТСП	1,3910	±0,05	+0,0015 −0,0005	±0,1	+0,0015 −0,0010	±0,2	+0,0015 −0,0020	±0,4	+0,0015 −0,0030	±0,8	+0,0015 −0,0050
ТСМ	1,4280	—	—	±0,1	±0,0010	±0,2	±0,0020	±0,5	±0,0030	±1,0	+0,0030 −0,0050

ный коэффициент сопротивления меди равен $\alpha_\Theta = 1/234{,}7$ К$^{-1}$, зависимость электрического сопротивления от температуры — линейная:

$$R_\Theta = R_0 (1 + \alpha_\Theta \Theta).$$

К недостаткам медных преобразователей температуры относится высокая окисляемость меди при нагреваниях, вследствие чего они применяются в сравнительно узком температурном диапазоне, в средах с низкой влажностью и при отсутствии агрессивных газов.

Кроме платины и меди, для чувствительных элементов могут применяться никель, вольфрам и другие чистые металлы.

Терморезистивные преобразователи температуры (ГОСТ 6651—78. «Термопреобразователи сопротивления ГСП. Общие технические условия») бывают двух основных разновидностей: с платиновым (ТСП) и медным (ТСМ) чувствительным элементами и предназначены для преобразования температуры в диапазоне —200...+1100 °С (табл. 20.2).

Стандарт нормирует значение сопротивления R_0 при температуре 0 °С и его отклонения δ_{R_0} в процентах номинального значения, а также допустимые отклонения отношения $W_{100} = R_{100}/R_0$ сопротивления при 100 °С к сопротивлению R_0 (табл. 20.3) для термопреобразователей различных классов точности.

Конструкции чувствительных элементов терморезистивных преобразователей температуры бывают самыми разнообразными в зависимости от пределов преобразуемых температур, условий эксплуатации и т. п. Чувствительный элемент современного платинового терморезистивного преобразователя температуры (рис. 20.11, *а*) имеет вид спирали *1*, помещенной в канавках двух- или четырехканального керамического каркаса *2* и уплотненной порошкообразной окисью алюминия

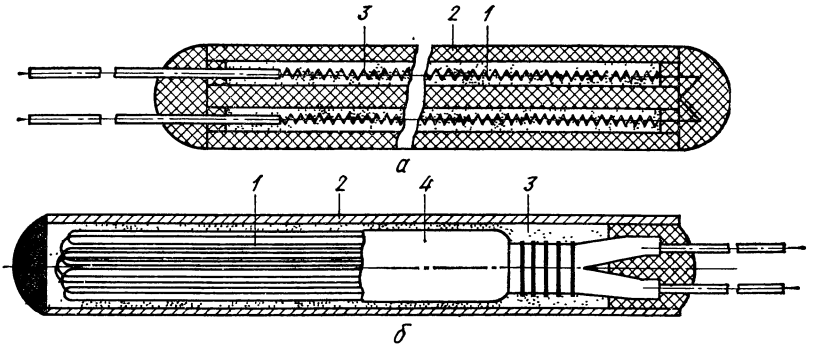


Рис. 20.11. Конструкции чувствительных элементов терморезистивных преобразователей температуры

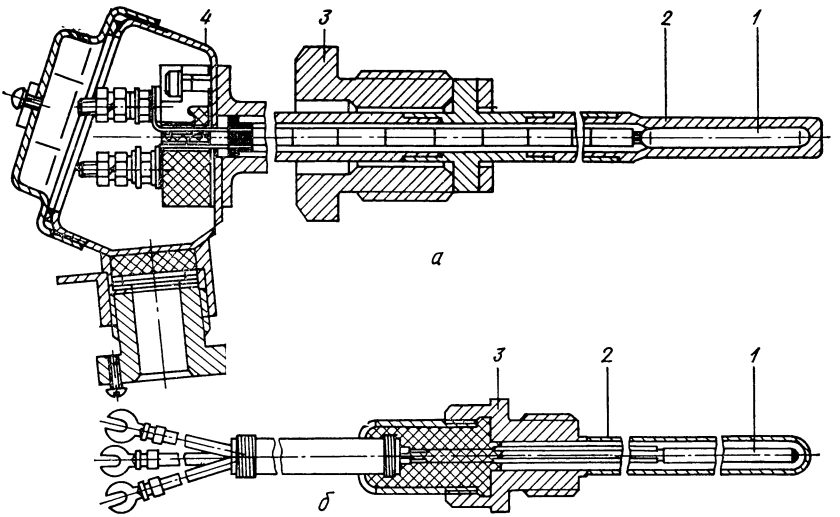


Рис. 20.12. Разновидности погружаемых терморезистивных преобразователей температуры

3. Окись алюминия является хорошим электроизолятором, обладает большой теплостойкостью и хорошей теплопроводностью. Крепление платиновой спирали к каркасу осуществляется с помощью глазури на основе окиси алюминия и кремния.

Чувствительный элемент медных термопреобразователей сопротивления (рис. 20.11, *б*) представляет собой бескаркасную обмотку *1* из изолированной проволоки, сверху обмотка покрывается фторопластовой или иной пленкой *4*. Для обеспечения необходимой механической прочности обмотка помещается в тонкостенную металлическую гильзу *2*, засыпается керамическим порошком *3* и герметизируется.

На рис. 20.12 показаны две конструктивные разновидности погружаемых терморезистивных преобразователей температуры. В приведенных конструкциях для защиты от внешних механических воздействий чувствительный элемент *1* помещен в защитную арматуру *2* (обычно из нержавеющей стали). Для крепления датчика на объекте

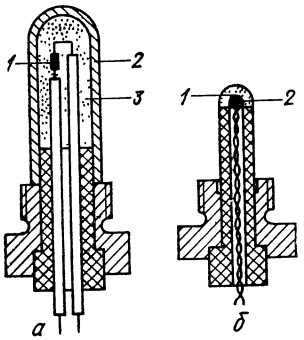


Рис. 20.13. Полупроводниковые терморезистивные преобразователи температуры

предусмотрен подвижный или неподвижный штуцер *3*. Выводы чувствительного элемента вынесены на контактную колодку головки *4* датчика, а в преобразователях без головки (рис. 20.12, *б*) они имеют соответствующую заделку и заканчиваются обычно наконечниками.

Кроме погружаемых, выпускаются также терморезистивные преобразователи температуры специального назначения, например для измерения температуры поверхности вращающихся объектов.

В настоящее время широкое распространение получили полупроводниковые терморезистивные преобразователи температуры. Они отличаются от металлических бóльшими значениями ТКС, а следовательно, в конечном счете и меньшими размерами и инерционностью.

Температурная зависимость полупроводниковых терморезисторов довольно хорошо описывается формулой

$$R_\Theta = Ae^{B/\Theta},$$

где A и B — постоянные коэффициенты.

Существует много разновидностей полупроводниковых терморезисторов, отличающихся конструктивными и электрическими параметрами. Типичные конструкции полупроводниковых термопреобразователей температуры показаны на рис. 20.13. Термочувствительный полупроводниковый элемент *1* таких преобразователей помещается в защитный корпус *2* и уплотняется специальной засыпкой *3* (рис. 20.13, *а*) или крепится к основанию термопреобразователя стеклоприпоем (рис. 20.13, *б*).

Полупроводниковые терморезисторы уступают проводниковым по точности, имеют существенно бóльшую нелинейность, значительный разброс номинального сопротивления (до ±20 %) и ТКС до ±5 %. Однако благодаря простоте конструкции, дешевизне, возможности миниатюрного исполнения (в виде шарика диаметром до 1 мм), высокой чувствительности полупроводниковые терморезисторы находят широкое применение в технике измерений температуры в диапазоне от —90 до 300 °С.

20.5. Электрохимические преобразователи

Электрохимическим называют преобразователь, выполненный в виде ячейки, заполненной проводящим электрический ток раствором и снабженной двумя или несколькими электродами. В общем случае электроды непосредственно участвуют в физико-химических процессах, протекающих в преобразователе, и служат для его подключения в измерительную цепь.

Принцип работы электрохимических преобразователей основывается на зависимостях между составом и свойствами растворов и электрическими параметрами преобразователей, какими являются электриче-

ское сопротивление, падение напряжения, которое образовалось между электродами при протекании тока по раствору, э. д. с., возникающая между электродами и раствором и пр.

Резистивные электролитические преобразователи. Полярные химические соединения подвергаются в водном растворе диссоциации, характеризующейся появлением ионов. Такие растворы называют *электролитами*. Удельная проводимость γ электролита при температуре 25 °С связана с концентрацией C соотношением

$$\gamma = C\,[\lambda_0 - (0{,}229\lambda_0 + 60{,}3)\sqrt{C}]/1000,$$

где λ_0 — молярная проводимость раствора при нулевой концентрации.

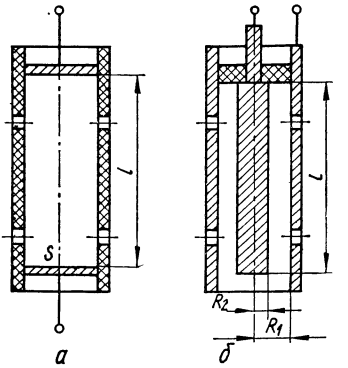


Рис. 20.14. Электролитические преобразователи с гальваническим контактом электродов с раствором

Для растворов малой концентрации зависимость удельной проводимости от концентрации в первом приближении линейна. С увеличением концентрации электролита вследствие взаимодействий между ионами зависимость удельной проводимости от концентрации является существенно нелинейной (при некоторой концентрации наступает максимум проводимости). На практике преобразователи для анализа работают только на монотонных участках зависимости $\gamma = f\,(C)$.

Удельная проводимость зависит от температуры. Температурный коэффициент этой зависимости положителен и составляет 1...3 %/К, если считать за исходную удельную проводимость при 25 °С. Он различен не только для разных веществ, но и для одного и того же вещества различной концентрации.

В зависимости от наличия или отсутствия гальванического контакта электродов с исследуемым раствором существуют преобразователи различного типа.

Измерительные преобразователи с гальваническим контактом могут быть с *плоскими* и *концентрическими* электродами (рис. 20.14). В преобразователях с плоскими электродами (рис. 20.14, *а*), отстоящими один от другого на расстоянии l и имеющими активную площадь, зависимость сопротивления от удельной проводимости имеет вид

$$R = \frac{l}{S}\frac{1}{\gamma} = \frac{k}{\gamma},$$

а для преобразователя с концентрическими электродами

$$R = \frac{1}{\gamma}\frac{\ln(R_1/R_2)}{2\pi l} = \frac{k'}{\gamma},$$

где $k = \frac{l}{S}$, $k' = \frac{\ln\frac{R_1}{R_2}}{2\pi l}$ — постоянные преобразователей, определяемые геометрическими параметрами ячейки.

В связи с тем, что значение k существенным образом зависит от конфигурации сосуда ячейки и характера распределения силовых

линий в междуэлектродном пространстве, постоянную ячейки на практике определяют не расчетом по ее геометрическим размерам, а с помощью тарировочных (образцовых) растворов, имеющих точно известную проводимость γ_0.

Гальванический контакт между электродами и раствором может привести к погрешностям преобразования, обусловленным поляризацией. Для уменьшения погрешностей от поляризации измерительные цепи контактных преобразователей питают переменным током частотой от 50 Гц до 5 кГц.

Сопротивление преобразователя для различных концентраций растворов составляет от 100 Ом до 100 кОм.

Для устранения явления поляризации применяют также бесконтактные преобразователи. Бесконтактные электрохимические преобразователи могут быть *трансформаторными* или *емкостными*. Низкочастотный трансформаторный преобразователь состоит из магнитопровода, первичной намагничивающей обмотки и имеет в качестве чувствительного элемента вторичную короткозамкнутую обмотку, выполненную из стеклянной трубки, заполненной исследуемым раствором. Значение первичного тока трансформатора зависит от сопротивления вторичной цепи, т. е. в конечном счете от электропроводности и концентрации исследуемого раствора.

В высокочастотных бесконтактных преобразователях на внешней поверхности тонкостенной стеклянной пробирки или трубки, заполненной исследуемым раствором, установлены измерительные электроды в емкостных или измерительная обмотка в индуктивных преобразователях. Такие преобразователи включают обычно в резонансный контур, питаемый высокочастотным напряжением. Добротность такого контура является функцией сопротивления, а значит, и концентрации исследуемого раствора. Частота питания составляет 1... ...100 МГц. Погрешность преобразования электролитических преобразователей составляет 1...2 %.

Гальванические преобразователи pH-метров. Принцип действия гальванических преобразователей pH-метров основан на зависимости электродных потенциалов (э. д. с. гальванической цепи) от активности водородных ионов. Сущность этого явления заключается в следующем. Молекулы воды частично диссоциируют на ионы водорода H^+ и ионы гидроксила OH^-. При этом активность a_{H^+} ионов водорода равна активности a_{OH^-} ионов гидроксила. Такое же равенство активностей a_{H^+} и a_{OH^-} справедливо для нейтральных водных растворов. Для водных растворов кислот $a_{H^+} > a_{OH^-}$ и тем больше, чем больше концентрация, а для водных растворов щелочей $a_{H^+} < a_{OH^-}$ и уменьшается с уменьшением концентрации. В то же время произведение этих активностей для данной температуры остается постоянным как для воды, так и для водных растворов кислот и щелочей и определяется так называемым *ионным произведением воды:*

$$K_{H_2O} = a_{H^+} a_{OH^-}.$$

Ионное произведение при заданной температуре имеет постоянное значение и при 22 °С $K_{H_2O} = 10^{-14}$. Следовательно, для оценки свойств

водных растворов достаточно измерить, например, активность водных ионов. Активность водородных ионов характеризуют так называемым *водородным показателем* pH, равным десятичному логарифму от активности водородных ионов, взятому со знаком минус:

$$pH = -\lg a_{H^+} = -\lg f_{H^+}c,$$

где f_{H^+} — коэффициент активности водородных ионов; $f_{H^+}c$ — химическая активность раствора.

Для водных растворов при температуре 22 °С pH изменяется от 0 для сильноконцентрированных растворов кислот до 14 единиц для концентрированных водных растворов щелочей, для нейтральных растворов pH = 7. При температуре 60 °С этот показатель меняется от —1 до +15.

Для определения pH водных растворов наибольшее практическое применение нашел потенциометрический метод, сущность которого заключается в измерении разности потенциалов двух специальных электродов, один из которых измерительный и помещен в исследуемый раствор, а другой, базовый,— в известный стандартный раствор и имеет постоянный потенциал.

Значение электродных потенциалов каждого из электродов зависит от материала электрода, концентрации его ионов в растворе, температуры раствора и определяется уравнением Нернста:

$$e = e_0 + \frac{2{,}303RT}{nF} \lg f_{H^+}c,$$

где e_0 — нормальный потенциал электрода (при нормальной концентрации электролита (1 г · моль/л) и температуре 18 °С; $R = 8{,}3144$ Дж/(К · моль) — универсальная газовая постоянная; T — абсолютная температура; n — валентность ионов; $F = 9{,}6485 \times 10^4$ Кл/моль — число Фарадея.

Разность потенциалов, развиваемая базовым и измерительным электродами одинаковой природы и помещенными в растворы тех же водородных ионов,

$$\Delta e = e_{баз} - e_x = \frac{2{,}303RT}{nF} (\lg a_{(H^+)баз} - \lg a_{(H^+)x}).$$

В электрохимии за начало отсчета принят потенциал так называемого «*водородного электрода*» относительно электролита с активностью водородных ионов $a_{(H^+)баз} = 1$ г · ион/л. В этом случае при температуре 18 °С

$$\Delta e = \frac{2{,}303RT}{nF} \lg a_{(H^+)x} = -0{,}0578 \lg (a_{H^+})_x = -0{,}0578 pH_x.$$

Обычно водородным электродом (рис. 20.15, *а*) служит платиновая пластинка, покрытая платиновой чернью, к которой непрерывно поступает газообразный водород. Однако его практическое применение ограничено из-за необходимости непрерывного насыщения водородом. Поэтому на практике более широкое применение получили другие типы электродов, главным образом каломельные (рис. 20.15, *б*).

Погружаемый каломельный электрод представляет собой сосуд, имеющий внутреннюю *5* и наружную *7* полости, разделенные стеклян-

ной пробкой *6*. Во внутренней полости находится слой чистой ртути *2* и пасты *3* малорастворимой каломели Hg_2Cl_2. Электропроводящий насыщенный раствор хлористого калия *4* препятствует непосредственному соприкосновению каломели с исследуемой жидкостью. Контакт с последней производится через пористую перегородку *8*. Платиновая проволока *1* осуществляет связь измерительной цепи с ртутью.

Каломельный электрод при $\Theta = 18$ °С развивает относительно водородного электрода э. д. с.

$$e = 0{,}2845 + 0{,}0578\text{pH}_x.$$

В качестве измерительных электродов в настоящее время применяют преимущественно стеклянные. Это объясняется их существенными конструктивными и эксплуатационными преимуществами. На стеклянные электроды не влияет присутствие в растворе окислителей и восстановителей и других веществ, наличие которых недопустимо для других электродов. Стеклянные электроды малоинерционны, обладают стабильными характеристиками. Они выполнены в виде стержня *4* из стекла с высоким изолирующим свойством, нейтрального относительно pH, на который направлен тонкостенный баллон *1* из специального мембранного стекла, чувствительного к ионам H_+ (рис. 20.15, *в*). Внутрь стеклянного электрода, заполненного образцовым раствором *3* с известным значением pH, вставлен вспомогательный хлоросеребрянный электрод *2*.

Погрешность преобразования pH составляет около +0,1...0,2 значения pH. Основными источниками погрешностей являются температурные изменения электродных потенциалов, а также наличие диффузионных потенциалов, возникающих на границе жидкостных контактов растворов, входящих в электрическую цепь преобразователя. В пробах кислот, оснований и солей с концентрацией не более 0,1 моль/л колебания диффузионного потенциала обычно не превышают ±3 мВ, при более высоких концентрациях диффузионный потенциал

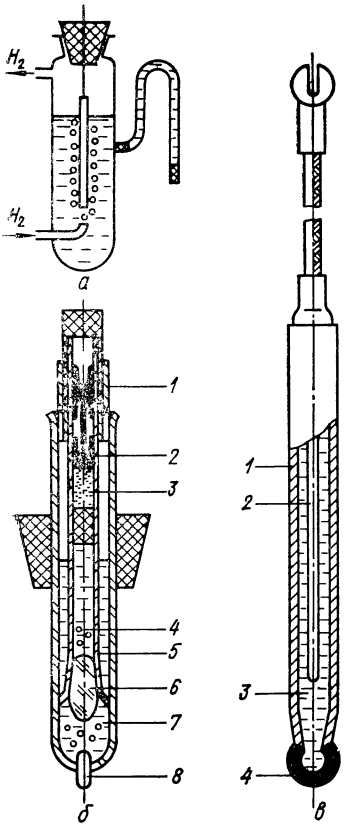


Рис. 20.15. Устройство электродов pH-метров

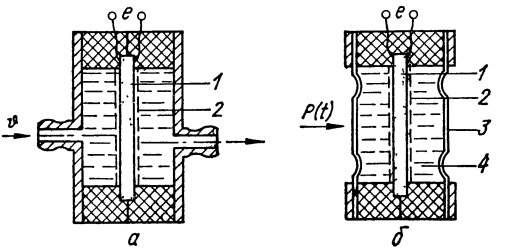


Рис. 20.16. Устройство электрокинетических преобразователей с жесткой пористой перегородкой

может составить даже до 10 мВ при полезной э. д. с. в несколько сотен милливольт. Для уменьшения диффузионных потенциалов исследуемый раствор соединяют со вспомогательным через так называемый *электролитический ключ,* заполненный насыщенным раствором KCl, на границах с которым диффузионные потенциалы не превышают 1...2 мВ.

Градуировку pH-метров осуществляют по так называемым *буферным растворам,* обладающим высокой стабильностью значения pH. Значения pH буферных растворов в диапазоне 0...95 °С установлены с погрешностью ±0,01 pH и лежит в основе стандартизации шкал pH.

Электрокинетические преобразователи. Принцип действия электрокинетических преобразователей основан на эффекте образования разности потенциалов на границе раздела жидкой и твердой фаз при их взаимном перемещении. При принудительном протекании жидкости через пористую перегородку между электродами, расположенными по обе стороны перегородки, возникает разность потенциалов — так называемый *потенциал течения*

$$U = \frac{v_{\text{ср}} \varepsilon \xi A}{4\pi K_{\text{п}} \rho_m (\gamma_V + \gamma_S)},$$

где $v_{\text{ср}}$ — средняя скорость жидкости в порах перегородки; ε — диэлектрическая проницаемость жидкости; ξ — электрокинетический потенциал; A — проницаемость пористой перегородки; $K_{\text{п}}$ — эффективная пористость перегородки; ρ_m — удельная плотность жидкости; γ_V, γ_S — удельные электропроводность жидкости в свободном объеме и вызванная наличием свободных зарядов в заряженном слое жидкости.

В преобразователях с жесткими преобразующими пористыми перегородками *1* и перфорированными электродами *2* (рис. 20.16, *а*) рабочая жидкость непрерывно протекает через преобразовательный элемент в одном направлении. Такие преобразователи применяют для измерения расхода и контроля состава жидкости (используется зависимость падения напряжения от удельной электропроводности жидкости).

В преобразователях механических величин (давления, скорости, ускорения) чувствительный элемент (рис. 20.16, *б*) представляет собой камеру из двух упругих мембран *3*, в которой заключена рабочая жидкость *4*, разделенная полупроницаемой пористой перегородкой *1*, по обе стороны которой расположены перфорированные электроды *2*.

Такие преобразователи применяют для преобразования переменных механических величин частотой 5...200 Гц. При этом чувствительность к перемещению мембран составляет 0,1...1 мВ/мкм, а допустимые перемещения мембран — 15...500 мкм и зависят от геометрических и механических параметров мембран.

20.6. Оптико-электрические преобразователи

Оптико-электрическими называют преобразователи неэлектрических величин в электрические, в которых измеряемая неэлектрическая величина и выходная электрическая связаны потоком электромагнит-

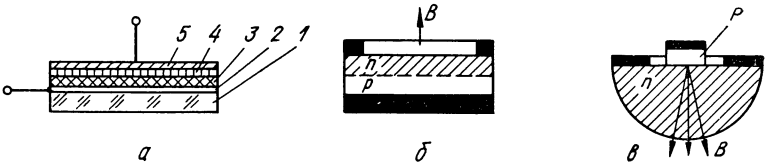


Рис. 20.17. Источники оптических излучений

ного излучения оптического диапазона волн (300...0,003 мкм). При этом используются свойства светового потока ослабляться, рассеиваться, отражаться, отклоняться при его прохождении сквозь исследуемую среду.

Оптико-электрический преобразователь содержит источник излучения, оптический канал и приемник излучения, в котором энергия излучения преобразуется в изменение электрического параметра.

Источники оптических излучений. Источники оптического излучения подразделяются на *тепловые* и *люминесцентные*. К первым относятся лампы накаливания, ко вторым — газоразрядные лампы, электролюминофоры, оптические квантовые генераторы и светодиоды. Следует отметить, что во многих случаях источником излучения является сам объект излучения (например, в оптических пирометрах для измерения температуры, люксметрах и экспонометрах для измерения освещенности, и т. п.).

Лампы накаливания имеют тело накаливания обычно в виде тонкой спирали. Их излучение имеет сплошной спектр. Спектральное распределение энергии излучения и интегральная светимость (поток, излучаемый единицей поверхности тела) ламп накаливания сильно зависят от температуры тела накаливания и, следовательно, от режима питания. Лампы накаливания являются высокоинерционными источниками света, поэтому их используют в режиме постоянного свечения.

Свечение газоразрядных источников света возникает в результате прохождения электрического тока через газ или пар. Излучение газоразрядных (в частности, ртутно-кварцевых) ламп имеет линейчастый спектр.

Широкое применение получили электролюминесцентные источники света. Высвечивание электролюминофоров может возбуждаться либо электрическим полем, прикладываемым к электролюминесцентному конденсатору, либо током, протекающим через люминофор.

Электролюминесцентный конденсатор (рис. 20.17, *а*) состоит из подложки *1*, на которую наносится проводящий слой *2* (электрод), слоя электролюминофора *3*, защитного слоя *4* и второго электрода *5*. Если выход света осуществляется со стороны подложки, то последняя выполняется прозрачной. Спектральные характеристики люминофоров находятся в диапазоне длин волн 0,4...0,6 мкм.

Инжекционные светодиоды (рис. 20.17, *б*, *в*) представляют собой излучающий *p—n* переход, свечение которого обусловлено интенсивной рекомбинацией в нем носителей тока. Инжекционные светодиоды имеют миниатюрное исполнение.

Оптические квантовые генераторы (лазеры) позволяют получить интенсивное, направленное и когерентное излучение. Наибольшее

распространение получили три типа лазеров: *газовые, твердотельные* и *полупроводниковые*. Основными преимуществами лазеров на полупроводниковых материалах (арсенид галлия, кремний с примесью индия, фосфид галлия, арсенид индия и др.) являются высокий к. п. д. (80...90 %) и простота возбуждения, высокое быстродействие, возможность генерации требуемой спектральной линии и пр. Ширина спектральной линии излучения может составлять несколько нанометров, угол расхождения пучка — 6...10′.

Приемники оптического излучения. Такие приемники могут быть разделены на *тепловые* и *фотоэлектронные*. Принцип работы первых основан на предварительном преобразовании энергии излучения в тепловую и последующем ее преобразовании в электрический сигнал. К ним относятся термоэлементы, болометры и пироэлектрики.

Термоэлемент представляет собой тонкий металлический диск с зачерненной поверхностью, к которой касается рабочий спай термоэлектрического преобразователя (термопары). При попадании на зачерненную поверхность диска лучистой энергии он нагревается, вследствие чего э. д. с. термопары будет мерой падающего на приемную площадку излучения. При хорошем качестве зачерненной поверхности относительная спектральная чувствительность в видимой области спектра практически не зависит от длины волны. Для повышения чувствительности приемника используют несколько последовательно включенных термопар.

В болометрах используется изменение электрического сопротивления зачерненной тонкой полоски из проводникового или полупроводникового материала под действием повышения температуры, вызванного облучением.

Пироэлектрик представляет собой кристалл, электрическая поляризация которого изменяется при повышении температуры, вызванном поглощением падающего на него излучения. Такие приемники в настоящее время превосходят все другие тепловые приемники — они отличаются стабильностью, высокой чувствительностью и быстродействием. Тепловые приемники излучения являются неизбирательными приемниками лучистой энергии.

Фотоэлектронные приемники являются преобразователями, принцип работы которых основан на использовании внешнего или внутреннего фотоэффекта.

Фотоэлементы с внешним фотоэффектом представляют собой электронную лампу, в которой падающий на фотокатод свет вызывает эмиссию электронов. Различают *вакуумные* и *газонаполненные* фотоэлементы. Относительная спектральная чувствительность фотоэлементов зависит от материала катода. Кривая зависимости фототока от освещенности для вакуумных фотоэлементов строго линейна, для газонаполненных — приближенно линейна. Чувствительность вакуумных фотоэлементов не зависит от частоты до 10^7 Гц, газонаполненных — только до 10^3 Гц.

Фотоумножитель (рис. 20.18) представляет собой вакуумный фотоэлемент с внешним фотоэффектом, в котором поток фотоэлектронов усиливается на нескольких ступенях вторичной эмиссии. Относительная спектральная чувствительность фотоумножителя в основном

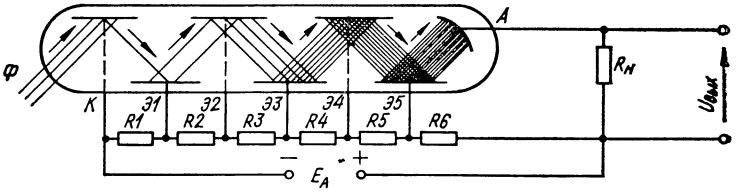


Рис. 20.18. К принципу действия фотоэлектрического умножителя

зависит от материала катода. Фотоумножители обладают хорошей линейностью: фототок вплоть до 10^7 Гц не зависит от частоты. Фотоумножитель является наиболее чувствительным фотоприемником.

Фотоэлемент с внутренним фотоэффектом представляет собой полупроводниковый фоторезистор, в котором действие света вызывает непосредственное изменение его электрической проводимости, не зависящее от направления тока. Характеристики фоторезисторов зависят от материала, а также от температуры. Световая характеристика линейна только при слабых освещенностях. Существенным недостатком, ограничивающим частотный диапазон, является значительная инерционность фоторезисторов, достигающая для некоторых их типов 0,01...0,1 с.

Вентильный фотоэлемент представляет собой полупроводниковый элемент с запирающим слоем, в котором под действием светового потока между электродами возникает э. д. с. Вентильные фотоэлементы обладают значительной инерционностью, из-за чего они применяются лишь при постоянных световых потоках.

Фотодиодами называют вентильные фотоэлементы, используемые преимущественно в диодном режиме работы, т. е. с внешним источником напряжения, подключенным к фотоэлементу в обратном направлении. При таком включении потенциальный барьер возрастает, в результате чего переход неосновных носителей заряда через *p—n* переход существенно облегчается, а обратное сопротивление перехода резко возрастает. Вследствие этого возрастают чувствительность и линейность световых характеристик в широком диапазоне световых потоков. Наибольшее распространение получили кремниевые и германиевые фотодиоды ФДК и ФД.

20.7. Ионозационные преобразователи

При прохождении ионизирующего излучения через исследуемую среду возникают явления частичного поглощения, рассеивания, наведения вторичного излучения и другие, которые являются функциями свойств среды (плотности, толщины, состава и т. д.). Зависимость интенсивности ионизирующего излучения от свойств среды составляет основу ионизационных методов измерения неэлектрических величин. При этом ионизационные методы измерения предполагают использование источника и приемника ионизирующего излучения.

В измерительных преобразователях используются различные виды ионизирующих излучений (α-, β-, γ-излучения, нейтронное и рентгеновское излучения). α- и β-излучения представляют собой потоки

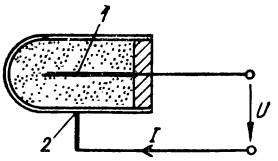


Рис. 20.19. Ионизационная камера

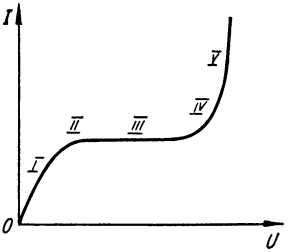


Рис. 20.20. Вольт-амперная характеристика газонаполненных детекторов

радиоактивных частиц, γ-излучение и рентгеновское — коротковолновое электромагнитное излучение. Источниками излучений служат искусственные и естественные радиоизотопы и рентгеновские трубки.

Радиоактивные изотопы, используемые для построения преобразователей ионизационного излучения, характеризуются следующими основными параметрами: активностью, силой источника (скорость распада), периодом полураспада и стандартной мощностью дозы. В целях измерений наибольшее распространение получили радиоактивные изотопы стронция, кобальта, натрия и др.

Преобразование энергии ионизирующего излучения в электрический сигнал осуществляется приемниками ионизирующих излучений. Приемники излучения основаны или на явлении ионизации газов при прохождении через них излучения, или на люминесценции некоторых веществ под действием излучения. В качестве приемников используются: ионизационные камеры; пропорциональные, газоразрядные и сцинтиляционные счетчики; счетчики актов испускания; полупроводниковые, термо-, фотолюминесцентные и экзоэлектронные детекторы.

В ионизационной камере (рис. 20.19), заполненной газом, устанавливаются два электрода (внутренний *1* и внешний *2*), к которым приложена некоторая разность потенциалов. Так как газы в их основном состоянии практически являются полностью диэлектриками, то разность потенциалов между электродами не создает какого-либо тока. Под действием ионизационного облучения в газе появляются ионы, что вызывает появление тока I, зависящего от приложенного напряжения U, как показано на рис. 20.20 (участок *I*). При некотором напряжении между электродами почти все образовавшиеся ионы до их рекомбинации будут достигать электродов. При этом ионизационный ток оказывается в значительной степени независимым от приложенного напряжения и зависит только от плотности потока частиц или мощности дозы излучения (участок *III*). В этом и заключается обычный режим работы ионизационных камер.

При увеличении напряжения между электродами имеет место так называемый *пропорциональный режим* (участок *IV*). В этом случае кинетическая энергия ионов настолько велика, что ионы вновь образуют новые вторичные пары ионов, так что создается эффект усиления. Этот эффект пропорционален ионизации, полученной под действием облучения. На этом принципе работают пропорциональные счетчики.

Дальнейшее повышение напряжения между электродами приводит в область с самостоятельным разрядом (участок *V*). При этом каждая

первичная ионизация вызывает возникновение разрядных импульсов в камере. Ток в камере практически ограничивается только числом импульсов и внутренним сопротивлением источника напряжения. В этом режиме работают счетчики Гейгера.

В пропорциональных счетчиках коэффициент газового усиления составляет $10^3...10^5$, т. е. они являются весьма чувствительными. С другой стороны, по числу первично образованных ионов или по виду излучения можно судить об энергии. Поэтому пропорциональные счетчики применяют в импульсном режиме для того, чтобы иметь возможность полностью использовать избирательность по энергии.

Счетчики актов испускания (счетчики Гейгера) имеют коэффициент газового усиления в пределах $10^7...10^{10}$. Имеется множество вариантов исполнения счетчиков Гейгера. Из-за высокого газового усиления на их основе строятся простые контрольные дозиметры.

При поглощении твердого вещества ионизирующего излучения некоторая доля облучающей его энергии затрачивается на изменение физического состояния этого вещества. Это — эффекты ионизации и люминесценции в твердых телах.

В полупроводниковых системах поглощение ионизационного излучения создает в свободной от носителей заряда области пары электрон — дырка, которые перемещаются в зону поля *p—n* перехода и создают электрический ток. На этом принципе работают полупроводниковые детекторы излучений. Их преимущество состоит в том, что для образования каждой пары электрон — дырка требуется приблизительно на порядок меньше энергии, чем для образования ионов в газонаполненной ионизационной камере. Поэтому полупроводниковые детекторы обладают на порядок большей чувствительностью.

В сцинтиляционных счетчиках используется эффект появления под действием излучения световых вспышек очень малой длительности. Эти вспышки с помощью фотоэлектронного умножителя преобразуются в электрические сигналы достаточно большой амплитуды. В основном сцинтиляционные счетчики применяют для определения интенсивности излучения изотопов.

Нагрев некоторых твердых тел после их предварительного ионизационного облучения, сопровождающегося изменением их состояния, вызывает возврат состояния вещества в первоначальное состояние до облучения. Часть освобождающейся при этом энергии излучается в виде термолюминесцентного свечения. На этом принципе строятся термолюминесцентные детекторы. Для преобразования световой энергии в электрическую применяют различные фотоприемники, в значительной степени определяющие чувствительность термолюминесцентного детектора.

Под воздействием ионизационного излучения некоторые твердые тела изменяют характер поглощения ими светового потока. Возникающие при этом центры люминесценции используют для обнаружения ионизирующего излучения. Распространение получили детекторы из метафосфата щелочных и щелочно-земельных металлов с серебром в качестве активатора. Для возбуждения образовавшихся центров люминесценции обычно используется фотоэлектронный усилитель.

Поглощение ионизирующих излучений некоторыми непроводящими

материалами вызывает переход электронов на более высокий энергетический уровень. Эти электроны под воздействием света или тепла могут вылетать с поверхности материала и подсчитываться счетчиком электронов. Число электронов является мерой дозы излучения, поглощенной материалом. На этом принципе строятся экзоэлектронные детекторы, позволяющие измерять дозы вплоть до нескольких нанограй.

Точность ионизационных преобразователей составляет несколько процентов. Основное преимущество таких преобразователей — бесконтактность преобразования, т. е. их целесообразно применять в агрессивных с повышенной адгезионной способностью, взрывоопасных средах при повышенных давлениях и температурах, где применение иных преобразователей сопряжено со значительными трудностями или недопустимо с точки зрения безопасности.

Глава 21. ИЗМЕРЕНИЕ МЕХАНИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

21.1. Измерение размеров, уровней и расстояний

Широкий диапазон размеров, уровней и расстояний, подлежащих техническим измерениям в настоящее время, а также сложность условий проведения измерений в промышленности определяют многообразие методов и средств, с помощью которых осуществляют эти измерения. Все эти методы, как уже указывалось в п. 19.1, можно укрупненно разделить на *контактные* и *бесконтактные*.

При контактных методах измерений размеров, уровней и расстояний чувствительный элемент первичного измерительного преобразователя находится в непосредственном или посредством механического упругого элемента механическом контакте с исследуемым объектом. При контактных методах измерений первичный измерительный преобразователь может в некоторой степени влиять на геометрические размеры или физико-химические свойства объекта исследования. В некоторых случаях вообще невозможно применение контактных методов измерений, например, при измерениях размеров горячих и мягких изделий, при быстроперемещающихся объектах или при неблагоприятных условиях окружающей среды (влажность, запыленность, вибрация, опасность механического разрушения и т. п.). В этих случаях требуется применение бесконтактных методов измерения.

Измерение размеров. Диапазон измеряемых размеров лежит в пределах от долей микрометра при определении толщины покрытий или шероховатостей поверхности до нескольких десятков метров при измерении геометрических линейных размеров деталей машин и механизмов, зданий и сооружений.

В качестве первичных измерительных преобразователей при контактном методе измерения небольших размеров чаще всего применяют дифференциальные индуктивные или емкостные преобразователи.

Наиболее распространенными измерительными цепями индуктивных преобразователей являются мостовые цепи, позволяющие исполь-

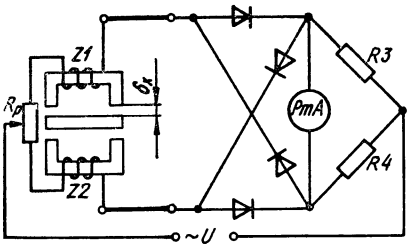


Рис. 21.1. Мостовая измерительная цепь с дифференциальным индуктивным преобразователем

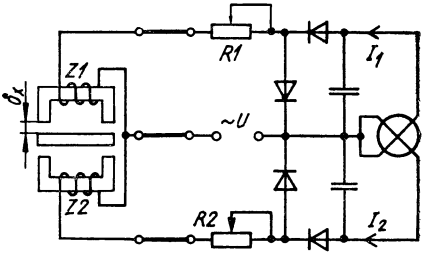


Рис. 21.2. Логометрическая цепь с дифференциальным индуктивным преобразователем

зовать дифференциальные преобразователи. Если катушки дифференциального преобразователя включить в два соседних плеча моста, то одинаковые изменения каких-либо параметров катушек приводят к незначительному изменению выходного сигнала схемы, что позволяет уменьшить погрешность от влияния внешних факторов, в частности влияния изменения температуры внешней среды.

В мостовой цепи рис. 21.1 индикатором измеряемого размера служит магнитоэлектрический миллиамперметр, подключенный к выходу фазочувствительной кольцевой схемы выпрямления. Резистор $R_р$ переменного сопротивления предназначен для установки нулевого показания миллиамперметра при нулевом или заданном значении измеряемого размера. Пренебрегая эквивалентным активным сопротивлением обмоток преобразователя и прямыми сопротивлениями выпрямителей, можно определить значение среднего выпрямленного выходного тока мостовой схемы [17]:

$$I = \frac{\Delta U}{k_ф \sqrt{(R_{эм} + R_A)^2 + X_{эм}^2}},$$

где ΔU — действующее значение напряжения разбаланса моста, вызванное отклонением $|Z_1|$ и $|Z_2|$ от их средних значений при отклонении измеряемого размера от начального значения; $k_ф$ — коэффициент формы кривой питающего напряжения; R_A — сопротивление миллиамперметра; $R_{эм}$ и $X_{эм}$ — соответственно активное и реактивное сопротивление моста относительно зажимов миллиамперметра.

Обычно индуктивные преобразователи включаются в мостовую неуравновешенную цепь, питание которой с целью уменьшения погрешности измерения осуществляется от стабилизированного источника.

Использование логометрической схемы (рис. 21.2) не требует стабилизации напряжения питания. Кроме того, в этой схеме влияние изменений сопротивлений линии связи на результат измерения незначительно. В качестве измерительного прибора применен магнитоэлектрический логометр с выпрямительной схемой и фильтром. Резисторы *R1* и *R2* служат для подгонки шкалы прибора в соответствии с заданным диапазоном измеряемых перемещений δ_x. С изменением значения δ_x изменяются полные сопротивления *Z1* и *Z2* катушек индуктивного преобразователя, а тем самым изменяется отношение токов I_1/I_2 логометра, шкала которого проградуирована непосредственно в единицах перемещения.

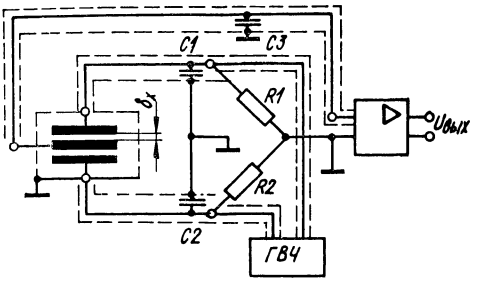


Рис. 21.3. Мостовая измерительная цепь с дифференциальным емкостным преобразователем

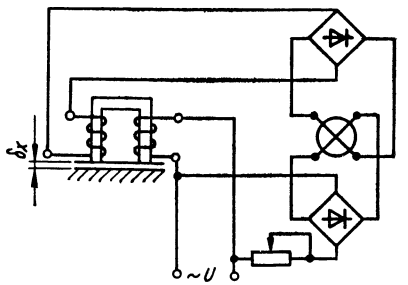


Рис. 21.4. Измеритель толщины гальванического покрытия ферромагнитных изделий

Для измерений очень малых размеров (перемещений), порядка $10^{-6}...10^{-3}$ м, применяются обычно дифференциальные емкостные преобразователи.

Они, как и индуктивные преобразователи, чаще всего включаются в мостовую цепь, соседние плечи которой образуются емкостями дифференциального преобразователя, а в два других плеча включаются низкоомные резисторы, взаимосвязанные индуктивности или полуобмотки питающего трансформатора. Для обеспечения необходимой мощности выходного сигнала при очень малой емкости преобразователя схему питают от генератора высокой частоты и применяют высокочувствительный усилитель (рис. 21.3). Чтобы устранить влияние наводок, элементы измерительной цепи соединяют экранированными проводами. Влияние паразитных емкостей в схеме незначительно, так как емкости конденсаторов *C1* и *C2* шунтируют низкоомные сопротивления резисторов *R1* и *R2*, а емкость *C3* — вход усилителя. Для улучшения линейности функции преобразования мостовой цепи с емкостными преобразователями необходимо включать выходной измерительный прибор с большим входным сопротивлением.

Для измерения перемещений с применением емкостных преобразователей наибольшее распространение получили трансформаторные мосты (см. п. 19.3 и рис. 19.8).

Для измерения небольших толщин ферромагнитных изделий или их покрытий используют трансформаторные измерительные преобразователи с разомкнутой магнитной цепью. На рис. 21.4 показана схема прибора, предназначенного для измерения толщины гальванического покрытия ферромагнитных деталей. Магнитный поток сердечника трансформаторного преобразователя замыкается через исследуемую деталь. Рабочий зазор равен измеряемой толщине δ_x неферромагнитного покрытия. Питая схему от стабилизированного источника питания или применяя логометрический выходной прибор, можно устранить влияние колебаний напряжения питания на результат измерения.

Бесконтактные методы измерения толщины изделий чаще всего основаны на использовании ионизационного излучения. Устройство для измерений толщины изделий с использованием ионизационного излучения содержит источник излучения известной интенсивности I_0 и приемник излучения, измеряющий интенсивность I_x ослабленного в результате прохождения через исследуемую деталь излучения.

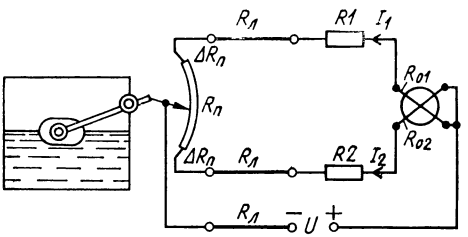


Рис. 21.5. Схема реостатного поплавкового уровнемера

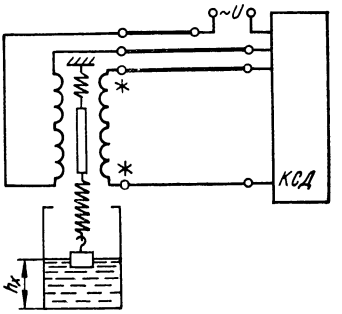


Рис. 21.6. Схема уровнемера с дифференциально-трансформаторным преобразователем

В процессе измерения исследуемая деталь устанавливается между источником и приемником излучения.

Поскольку

$$I_x = I_0 e^{-\mu x},$$

исследуемая толщина может быть определена как

$$x = \frac{1}{\mu} \ln \frac{I_0}{I_x},$$

где μ — коэффициент ослабления, зависящий от атомной массы облучаемого материала, а также энергии излучения (действителен только для узкого пучка лучей).

Когда имеется доступ только с одной стороны исследуемого объекта, для измерения его толщины используют обратное рассеянное β-излучение.

Наиболее пригодными для промышленного применения приемниками излучений являются ионизационные камеры, счетчики радиоактивных излучений и сцинтилляционные счетчики.

Измерение уровней. При выборе метода измерения уровня необходимо учитывать такие физические и химические свойства жидкости, как температура, абразивные свойства, вязкость, проводимость, радиоактивность, химическая агрессивность, а также рабочие условия (давление, вакуум, отопление и др.), при которых проводятся измерения. Исходя из требуемых метрологических и эксплуатационных характеристик, применяют те или иные методы измерения уровня.

Простейшие методы измерения уровня порядка от долей до нескольких метров основаны на применении поплавков и масштабных механических преобразователей их перемещений в виде рычажных или ременных передач с последующими реостатными или дифференциально-трансформаторными преобразователями.

На рис. 21.5 показана схема реостатного уровнемера [17], который часто используется для измерения уровня горючего в баках автомобилей, самолетов и т. п. Поплавок размещен в баке с жидкостью и механически связан с движком реостатного преобразователя $R_п$. При изменении положения движка изменяются отношения токов I_1/I_2 в рамках логометра, что обусловливает отклонени его указателя.

Резисторы *R1* и *R2* служат для согласования параметров преобразователя и логометра с целью обеспечения заданного диапазона измерения.

Зная сопротивление реостатного преобразователя $R_п$, диапазон отношений токов логометра $\left(\frac{I_1}{I_2}\right)_{min} \ldots \left(\frac{I_1}{I_2}\right)_{max}$, сопротивления R_{01} и R_{02} его рамок, а также минимальные значения токов I_{1min} и I_{2min}, необходимые для устойчивой работы логометра, можно определить R_1 и R_2, исходя из следующих равенств:

$$\left(\frac{I_1}{I_2}\right)_{min} = \frac{\Delta R_{п2} + R_л + R_2 + R_{02}}{R_п - \Delta R_{п2} + R_л + R_1 + R_{01}};$$

$$\left(\frac{I_1}{I_2}\right)_{max} = \frac{R_п - \Delta R_{п1} + R_л + R_2 + R_{02}}{\Delta R_{п1} + R_л + R_{01} + R_1},$$

где $\Delta R_{п1}$ и $\Delta R_{п2}$ — значения сопротивлений реостатного преобразователя, определяемые пределами перемещения его движка в зависимости от заданного диапазона измерения уровня; $R_л$ — сопротивление линии связи.

Значение напряжения питания U должно удовлетворять условиям:

$$U > I_{1min}(R_{01} + R_1 + R_л + R_п - \Delta R_{п2});$$

$$U > I_{2min}(R_{02} + R_2 + R_л + R_п - \Delta R_{п1}).$$

На рис. 21.6 показана схема уровнемера с дифференциально-трансформаторным преобразователем, плунжер которого соединен с помощью стержня из немагнитного материала с поплавком, свободно подвешенным на пружине, служащей в этом случае масштабным преобразователем сравнительно больших перемещений поплавка в небольшие перемещения плунжера. В зависимости от уровня жидкости в резервуаре на стержень действует подъемная сила, вследствие чего пружина укорачивается, а плунжер перемещается, изменяя его выходную э. д. с. В качестве вторичного прибора чаще всего применяются приборы типа КПД, КСД с дифференциально-трансформаторной измерительной схемой (см. рис. 19.7).

Поплавковые уровнемеры непригодны для измерения уровней вязких, зернистых или порошкообразных материалов. В этих случаях используют емкостные уровнемеры, которые нашли широкое применение для измерения уровня угольной пыли в бункерах и хранилищах, мазута, топлива, кислот, щелочей и вязких материалов в баках.

В основу емкостного метода положено изменение емкости конденсатора в зависимости от уровня его заполнения. Первичный преобразователь, преобразующий изменение уровня жидкости в пропорциональное изменение емкости, представляет собой, например, цилиндрический конденсатор, электроды которого расположены коаксиально и помещены в резервуар, уровень содержимого которого измеряется. Конденсатор может быть образован стенкой резервуара и щупом, погруженным в его содержимое. Для каждого значения уровня жидкости в резервуаре емкость первичного преобразователя определяется как емкость двух параллельно соединенных конденсаторов, один из которых образован частью электродов и жидкостью, уровень которой измеряется,

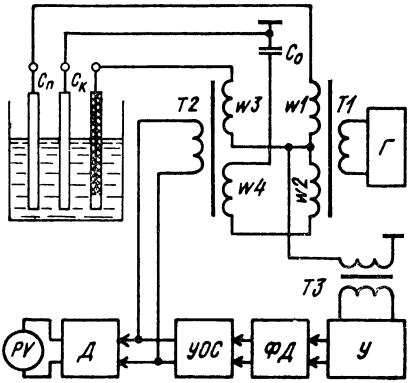


Рис. 21.7. Принципиальная схема электронного уровнемера с емкостным преобразователем

а второй — остальной частью электродов преобразователя и воздухом или парами жидкости, находящимися выше уровня раздела этих сред.

Необходимо при этом иметь в виду, что измеряемый уровень жидкости функционально связан с диэлектрической проницаемостью ε веществ. При этом емкость конденсатора первичного преобразователя определяется как диэлектрической проницаемостью вещества, уровень которого измеряется, так и вещества, находящегося ниже и выше уровня раздела его с другими веществами. Если градуировка первичного преобразователя произведена для каких-то определенных сред с известными ε, то при изменении свойств вещества (или заполнении резервуара другой жидкостью) возникают большие погрешности. Для повышения точности измерения уровня за счет уменьшения влияния изменения относительной диэлектрической проницаемости жидкости на показания уровнемера преобразователь снабжают компенсационным конденсатором (или конденсаторами), который размещается всегда полностью погруженным в той среде, диэлектрическая проницаемость которой может изменяться [10].

В зависимости от электрических характеристик жидкости, уровень которых измеряют емкостным методом, разделяют на *неэлектропроводные* и *электропроводные*. Электроды емкостного преобразователя для измерения уровня электропроводных жидкостей покрывают электрической изоляцией, а электроды преобразователей для неэлектропроводных жидкостей не изолируют.

При использовании емкостных преобразователей для измерения уровня сыпучих тел необходимо, чтобы влажность последних была постоянной, поскольку в противном случае возникают большие погрешности как за счет изменения эквивалентной схемы емкостного преобразователя, так и за счет изменяющегося сопротивления утечек.

В качестве примера на рис. 21.7 приведена принципиальная электрическая схема уровнемера, предназначенного для измерения уровня неэлектропроводных и электропроводных жидкостей в комплекте с соответствующим емкостным преобразователем.

Преобразование сигнала емкостного преобразователя в напряжение осуществляется мостовой измерительной схемой с обратной связью. Плечи моста образованы измерительным конденсатором преобразователя $C_п$, компенсационным конденсатором преобразователя $C_к$, вторичной обмоткой *w1* трансформатора *T1* и вторичной обмоткой *w3* трансформатора *T2*.

Вторичная обмотка *w1* трансформатора *T1*, конденсатор с постоянной емкостью C_0 и вторичная обмотка *w4* трансформатора *T2* включены

в измерительную диагональ моста. Мост питается напряжением от генератора *Г* частотой 50 кГц.

Параметры схемы выбраны таким образом, что если уровень жидкости в резервуаре $h = 0$, то напряжение в измерительной диагонали моста равно нулю. При повышении уровня жидкости до значения h мост разбалансируется и в измерительной диагонали его появится напряжение. С выхода моста это напряжение, пропорциональное емкости измерительного конденсатора и соответственно уровню измеряемой жидкости, через трансформатор *Т3* подается на вход усилителя, а затем на вход фазового детектора *ФД*. Выходное напряжение *ФД* определяется уровнем входного сигнала и соотношением между его фазой и фазой напряжения генератора *Г*. Сигнал постоянного тока с выхода фазового детектора поступает на вход преобразовательного устройства обратной связи *УОС* и преобразуется в напряжение переменного тока частотой 50 кГц. С выхода преобразовательного устройства напряжение подается на первичную обмотку трансформатора *Т2* и на вход детектора *Д*. Выходным сигналом детектора является напряжение постоянного тока 0...10 В, которое измеряется показывающим или записывающим вольтметром.

Наличие в одном из плеч моста компенсационного конденсатора $C_к$ преобразователя и устройства обратной связи позволяет осуществить автоматическое введение поправки на изменение диэлектрической проницаемости жидкости, уровень которой измеряется.

Наличие в приборе фазового детектора дает возможность получить на выходе сигнал, пропорциональный лишь емкостной составляющей комплексного сопротивления преобразователя, поскольку опорное напряжение, подаваемое на фазовый детектор от генератора, совпадает с основным сигналом, пропорциональным измеряемому уровню жидкости. Диапазон измерения зависит от выбранной длины электродов емкостных преобразователей. Такие приборы могут использоваться для измерения уровней электро- и неэлектропроводных жидкостей, находящихся под давлением до 6 МПа и имеющих температуру от 0 до 200 °С.

Измерение расстояний. Простейшим методом измерения расстояния, пройденного движущимся наземным объектом, является преобразование числа оборотов колеса в количество электрических импульсов. При этом используются электронные счетчики импульсов.

Большие расстояния (десятки и сотни километров) измеряют радиолокационным методом, основанным на измерении времени прохождения радиоимпульса от передатчика до объекта и назад к приемнику. Для измерения расстояний в несколько километров применяется акустическая локация.

Наиболее типичным примером использования акустической локации может служить ультразвуковой гидролокатор (эхолот) для измерения глубин, упрощенная структурная схема которого показана на рис. 21.8. Генератор тактовых импульсов *ГТИ* вырабатывает электрические импульсы определенной частоты, которые преобразуются в ультразвуковые пьезоэлектрическим преобразователем *П*. Последние, распространяясь в жидкой среде (воде), отражаются от дна и поступают на тот же преобразователь *П*, преобразуясь в электрические

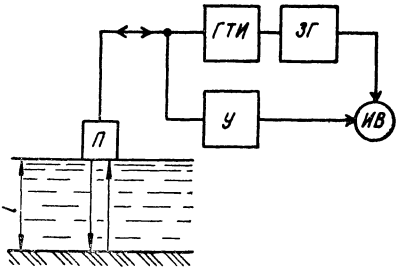


Рис. 21.8. Структурная схема ультразвукового гидролокатора

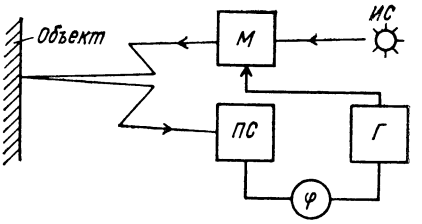


Рис. 21.9. Структурная схема фазового светодальномера

импульсы, длительность t которых пропорциональна измеряемой глубине l и равна

$$t = \frac{2l}{v},$$

где v — скорость распространения звука в жидкости ($v = 1500$ м/с для морской воды, для воздуха $v = 331{,}45$ м/с).

Затем эти импульсы формируются и усиливаются приемником-усилителем *У*, а с его выхода поступают на измеритель интервалов времени *ИВ*. Задающий генератор *ЗГ* управляет работой генератора тактовых импульсов и измерителя временных интервалов.

С появлением и развитием оптических квантовых генераторов для точного измерения расстояний стали применять локацию световыми волнами. Приборы, построенные с использованием этого принципа, называют *электрооптическими дальномерами* (с в е т о д а л ь н о м е р ы). В электронных светодальномерах используют диапазон электромагнитных волн с длинами $10^{-5}...10^{-4}$ см.

В настоящее время имеется три основные метода оптико-электронных измерений расстояний: *импульсный, частотный, фазовый.*

Во всех известных методах измерения расстояний используется прямолинейное распространение электромагнитных волн в однородной среде с постоянной скоростью. Обычно передатчик и приемник электромагнитных волн совмещены в одном приборе, а расстояние измеряется до отражающей цели (пассивного или активного отражателя). В этом случае время, необходимое для прохождения сигнала от передатчика к приемнику, равно

$$t = \frac{2l}{v} = \frac{2ln}{c},$$

где l — расстояние между дальномером и отражателем; c — скорость света в вакууме; n — показатель преломления воздуха.

В любом дальномере используется модуляция несущей частоты частотой модуляции. В качестве несущей частоты может быть использована радиочастота диапазона СВЧ или частота светового диапазона.

В импульсных дальномерах выходной величиной является интервал времени, необходимый для прохождения световым сигналом (короткой вспышкой) расстояния от источника до объекта и обратно, т. е. о расстоянии судят по времени запаздывания отраженного импульса относительно излученного.

В другой разновидности светодальномеров применяют непрерывное излучение, модулированное по интенсивности синусоидальным сигналом. Выходной величиной такого дальномера служит разность фаз между напряжением на выходе приемника оптического излучения и модулирующим напряжением.

Основной недостаток импульсного метода — необходимость крайне точного фиксирования малых интервалов времени, так как при расстоянии 3 км измеряемый интервал времени $t = 10^{-5}$ с, а для обеспечения относительной погрешности измерения расстояния порядка 10^{-6}, погрешность фиксации времени распространения не должна превышать 10^{-10} с.

Упрощенная структурная схема фазового светодальномера показана на рис. 21.9. Принцип действия прибора основан на косвенном измерении времени прохождения светом, модулированным определенной частотой, расстояния до отражателя и обратно. Это время определяют по разности фаз опорного и возвратившегося от отражателя светового сигнала. Свет от источника *ИС* поступает на модулятор *М* и модулируется частотой, задаваемой генератором *Г*. Модулированный световой поток проходит измеряемое расстояние от приемопередатчика до объекта отражения и возвращается обратно. Приемником отраженного сигнала *ПС* световой сигнал преобразуется в электрический, усиливается и поступает на фазометр φ, который измеряет разность фаз напряжений генератора и приемника. Напряжение генератора модулирующей частоты выражается формулой

$$u_1 = U_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1),$$

где φ_1 — начальная фаза.

Напряжение на выходе приемника можно выразить формулой

$$u_2 = U_{m2} \sin[\omega(t - t_0) + \varphi_1 - \varphi_2],$$

где t_0 — время, необходимое световому сигналу для прохождения двойного измеряемого расстояния; φ_2 — запаздывание фазы модулирующего колебания в цепях светодальномера.

Разность фаз напряжений u_1 и u_2 равна

$$\varphi_l = \omega t_0 + \varphi_2.$$

Запаздывание фазы в цепях прибора может быть учтено достаточно точно или сведено к пренебрежимо малой величине. Таким образом, измерив разность фаз напряжений u_1 и u_2, можно определить измеряемое расстояние как

$$l = \frac{c}{2\omega}(\varphi_1 - \varphi_2).$$

Точность измерения расстояний зависит от стабильности модулирующей частоты и погрешности измерения разности фаз:

$$\frac{\Delta l}{l} = \frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{\Delta f}{f},$$

где $\omega = 2\pi f$, $\Delta l = \frac{\lambda}{4\pi}\Delta\varphi$, $\lambda = \frac{c}{f}$.

Для того чтобы погрешность измерения расстояния не превышала требуемого значения, частота модуляции должна быть очень высокой и ее можно определить как

$$f = \frac{c\Delta\varphi}{4\pi\Delta l}.$$

Так, при $l = 300$ м погрешности 0,3 мм, что составляет в относительных единицах 10^{-6}, и если $\Delta\varphi = 0{,}1...0{,}5°$, соответствует частота модуляции $f = 700...1500$ МГц.

Следует учесть, что разность фаз может быть измерена только в пределах 2π. Если $2l > \lambda$, то возникает неоднозначность измерения. Для того чтобы узнать целое число периодов, производят измерение на нескольких близких частотах.

21.2. Измерение механических напряжений, деформаций, сил, давлений и крутящих моментов

Диапазон внутренних механических напряжений в деталях механизмов и конструкций сравнительно неширокий (0...1500 МПа) и поэтому для их измерения чаще всего используют только тензорезистивные преобразователи, которые по своему принципу действия являются непосредственными преобразователями механических деформаций.

Измерение относительных деформаций $\Delta l/l$ в пределах постоянного значения модуля упругости E является той же задачей, что и измерение механических напряжений σ, поскольку для любого материала справедливо

$$\sigma = \frac{\Delta l}{l} E = \varepsilon_l E.$$

Вследствие того, что механические напряжения и деформация — векторные величины, тензорезистор должен быть наклеен на поверхность исследуемой детали в направлении их действия. При этом

$$\varepsilon_l = \frac{\varepsilon_R}{k}; \quad \sigma = E\frac{\varepsilon_R}{k},$$

где k — относительная чувствительность, а ε_R — относительное изменение сопротивления тензорезистора.

Металлическими тензорезисторами измеряют относительные деформации от 0,002 до 2 %, полупроводниковыми — до 0,1 %, проволочными, закрепленными на концах базы,— до 6...10 %, а эластичными — до 30...50 %. Тензорезисторы практически безынерционны и используются для измерения переменных деформаций в диапазоне частот от 0 до 100 кГц.

При измерении деформаций или величин, предварительно преобразованных в деформацию упругого элемента, тензорезистор наклеивают на исследуемую деталь. Для температур до 200 °С применяют бакелитофенольные клеи (БФ), бакелитовый лак, для более высоких температур — жаростойкие кремнийорганические цементы и цементы на основе жидкого стекла.

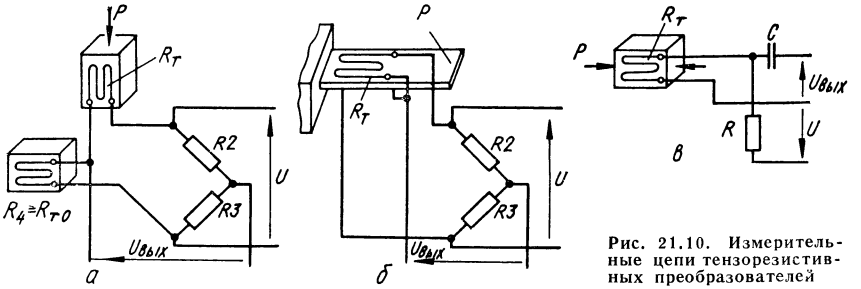


Рис. 21.10. Измерительные цепи тензорезистивных преобразователей

Особенностью приклеиваемых тензорезисторов является то обстоятельство, что они не могут быть переклеены из объекта на объект. Поэтому действительная функция преобразования рабочего тензорезистора не может быть определена, а для ее оценки определяют функцию преобразования аналогичного, так называемого *градуировочного,* тензорезистора из той же партии. Так как свойства преобразователей всей партии, а также условия их приклеивания в общем различны, то имеет место некоторая неопределенность действительной функции преобразования. Опыт показывает, что погрешность от неидентичности при тщательной приклейке тензорезисторов из достаточно однородной партии не превышает 1,5 %.

Выходным информативным параметром тензорезистора является относительное изменение его сопротивления и поэтому в подавляющем большинстве случаев их включают в мостовую измерительную цепь. При этом тензорезистор может быть включен в одно из плеч моста, в два плеча либо мостовая цепь может быть составлена целиком из тензорезистивных преобразователей.

Так как относительные изменения сопротивлений тензорезисторов очень малы ($\varepsilon_R \simeq 1$ %), то существенное влияние на результат измерения могут оказывать их температурные изменения. Следовательно, необходимо предусмотреть температурную компенсацию. В частности, если используется мостовая цепь с одним рабочим тензорезистором, то для температурной компенсации необходимо применить другой нерабочий тензорезистор R_{T0}, аналогичный рабочему и находящийся с ним в одинаковых температурных условиях (рис. 21.10, *а*). Если такая мостовая цепь при отсутствии деформаций будет находиться в равновесии, т. е. $\frac{R_T}{R_2} = \frac{R_4}{R_3} = k$, то при воздействии измеряемой деформации сопротивление изменится на $\varepsilon_R R_T$, равновесие мостовой цепи нарушится и на выходе появится напряжение

$$U_{вых} = U \frac{(1 + \varepsilon_R) R_T R_3 - R_2 R_4}{[(1 + \varepsilon_R) R_T + R_4] (R_2 + R_3)}.$$

Если $R_4 = R_{T0}$ (здесь R_{T0} — значение сопротивления ненагруженного тензорезистора) и $R_2 = R_3$, получим $U_{вых} = 0{,}25\, U \varepsilon_R$.

Для увеличения чувствительности измерительной цепи обычно применяют дифференциальное включение преобразователей (рис. 21.10, *б*), при котором один тензорезистор испытывает деформацию растяжения, а другой — деформацию сжатия. В этом случае температур-

ная погрешность также исключается, а чувствительность увеличивается вдвое.

Две пары дифференциальных тензорезисторов, образующих полный мост из тензорезисторов, подобранных индивидуально, обеспечивают максимальную коррекцию температурных погрешностей и в четыре раза увеличивают чувствительность [16].

Обычно в мостовых цепях с тензорезисторами предусматривают включение переменных резисторов для уравновешивания моста при отсутствии деформации.

Питание измерительных цепей с тензорезисторами может осуществляться постоянным или переменным током. Для измерения постоянных во времени величин, а также переменных с частотой не более 1 Гц широко используют мосты и компенсаторы с автоматическим уравновешиванием [17].

При измерениях динамических деформаций на частоте более 1 кГц, например деформаций, вызванных ударом, используется потенциометрическая схема включения тензорезисторов (рис. 21.10, *в*).

Для исключения постоянной составляющей выходного напряжения устанавливают разделительный конденсатор C и при деформациях с частотой ω получают выходное напряжение, содержащее лишь переменную составляющую:

$$U_{\text{вых}} \simeq \frac{R_{\text{т}}}{R + R_{\text{т}}} \varepsilon_R \sin \omega t.$$

Вместо резистора R может быть включен тензорезистор, устанавливаемый на исследуемый объект так, чтобы он воспринимал деформацию, противоположную по знаку деформации тензорезистора $R_{\text{т}}$.

Широкое распространение получили приборы с усилителями на несущей частоте — тензостанции [24]. Для исследования деформаций (или напряжений) одновременно во многих точках они выполняются многоканальными, состоящими с соответствующего количества однотипных измерительных мостов и каналов усиления с общим задающим генератором несущей частоты. При необходимости передачи сигналов на большие расстояния могут использоваться преобразователи напряжения неравновесия тензорезисторного моста в частоту.

Диапазоны механических сил и давлений, встречающихся в современной технике, весьма широки — от 10^{-5} до 10^{8} Н (силы) и от 0 до 10^{10} Па (давления). Отсюда и большое разнообразие методов и приборов для их измерения. Укрупненно можно выделить метод измерения с *непосредственным* преобразованием измеряемых сил и давлений в электрический сигнал и метод с *промежуточным* преобразованием измеряемых величин в механическое напряжение, деформацию или перемещение.

В приборах, базирующихся на первом методе, используются магнитоупругие и пьезоэлектрические преобразователи. Эти приборы не нуждаются в дополнительных преобразующих элементах, поскольку измеряемые сила или давление непосредственно воспринимаются первичным измерительным преобразователем.

Несмотря на сравнительно низкую точность (суммарная погрешность преобразования достигает 3...4 %), магнитоупругие преобразователи, благодаря простоте конструкций, находят широкое применение для преобразования больших сил (10^5...10^6 Н) и давлений в сложных условиях эксплуатации. Они используются как датчики для контроля сил, действующих на различные механизмы в полевых условиях, давлений и крутящих моментов в буровых колонках и т. п. [24].

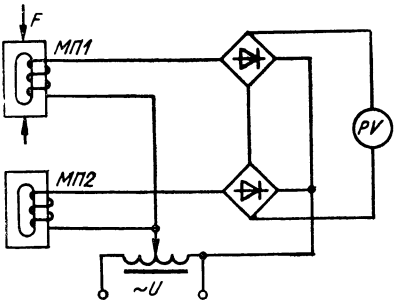


Рис. 21.11. Измерительная цепь магнитоупругого преобразователя

Как правило, магнитоупругие преобразователи изготовляют дифференциальными (рис. 21.11). Магнитоупругий преобразовательный элемент *МП1* является рабочим преобразователем силы *F*, а идентичный ему преобразовательный элемент *МП2*, не подвергающийся действию каких-либо усилий, служит для компенсации начальной индуктивности рабочего преобразователя, а также для компенсации влияния внешних факторов, в частности температуры и частоты источника питания. Показания вольтметра будут практически линейной функцией преобразуемой силы. Незначительная нелинейность может быть устранена путем создания некоторой начальной нагрузки.

Пьезоэлектрические измерители применяют только для измерения переменных сил и давлений, изменяющихся с частотой не менее 5 Гц. Основные трудности при построении этих приборов вызываются электростатической природой зарядов пьезоэлектрического преобразователя, их малым значением, невозобновляемостью и тенденцией к быстрому стеканию через сопротивления изоляции. Чрезвычайно малая выходная мощность при высоком сопротивлении пьезоэлектрических преобразователей требует применения высокочувствительных вторичных приборов с очень большим входным сопротивлением. Без учета погрешности градуировки погрешность пьезоэлектрических измерителей сил и давлений составляет 0,5...2 %.

В приборах, основанных на втором методе, промежуточное преобразование измеряемых сил и давлений в механическую деформацию может осуществляться тензорезисторами, размещенными непосредственно на детали, подвергающейся воздействию силы или давления, а чаще всего для увеличения чувствительности — на специальных упругих элементах (мембранах, сильфонах, трубках Бурдона и т. п.).

Структурные схемы любого тензорезисторного датчика силы или давления прямого преобразования представляют собой последовательное соединение трех измерительных преобразователей: упругого преобразовательного элемента, тензорезистора и измерительной цепи. Следовательно, основные конструктивные отличия тензорезисторного преобразователя силы или давления от преобразователя деформаций состоит в наличии дополнительного измерительного преобразователя — упругого элемента.

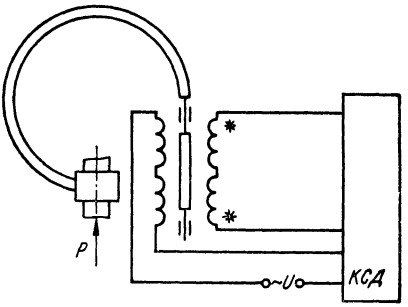


Рис. 21.12. Измерение давления с предварительным преобразованием его в перемещение с помощью дифференциально-трансформаторного преобразователя

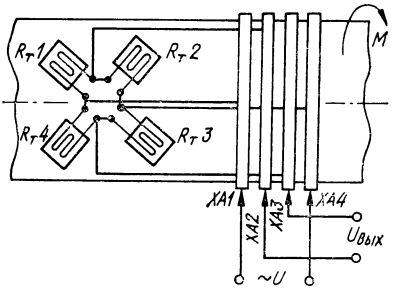


Рис. 21.13. К измерению крутящих моментов с помощью тензорезисторов

В тензорезистивных преобразователях давлений (тензоманометрах) в качестве упругих преобразовательных элементов чаще всего используются мембраны, сильфоны или трубчатые системы.

В мембранных преобразователях давлений деформация мембраны воспринимается непосредственно наклеенными на нее тензорезисторами. Для получения максимальной чувствительности и термокомпенсации тензорезисторы наклеивают в зонах с максимальными и разнозначными деформациями. В зависимости от диаметра мембраны (обычно 5...50 мм) и ее толщины (0,15...5 мм) диапазон преобразуемых давлений такими тензоманометрами составляет 0,1...10 МПа [16].

В емкостных преобразователях давления чувствительными элементами, преобразующими измеряемое давление в перемещение, являются мембраны и диафрагмы. При этом они могут быть одновременно использованы в качестве подвижного электрода. Емкостные преобразователи обычно имеют верхний предел преобразуемых давлений 200...800 Па при чувствительности 0,5...1,0 пФ/Па и начальной емкости 10...20 пФ [16]. Основная их погрешность составляет 1...2 %.

Часто в приборах с предварительным преобразованием давлений в перемещение применяют дифференциально-трансформаторные преобразователи [19]. На рис. 21.12 в качестве примера показана схема устройства для преобразования измеряемого давления в перемещение. Действие устройства основано на использовании деформации одновитковой трубчатой пружины, свободный конец которой, связанный с сердечником дифференциально-трансформаторного преобразователя, перемещается пропорционально измеряемому давлению среды. Подвод измеряемого давления осуществляется через резьбовой штуцер держателя. Основная погрешность такого преобразователя не хуже ±1,5 %. В качестве вторичного прибора могут использоваться приборы дифференциально-трансформаторной системы типа КПД1, КВД1, КСД1 и другие, упрощенная схема которых показана на рис. 19.7.

Для измерений сил и давлений могут использоваться приборы уравновешивания с магнитоэлектрическими обратными преобразователями. Предел измерения определяется силой, создаваемой последними, и составляет 2...5 Н. Погрешность измерения может достигать 0,05 % [28].

Приборы для измерения крутящих моментов называют *торсиометрами*. Принцип их действия основан на измерении касательных напряжений τ, возникающих в материале вала и связанных с крутящим моментом соотношением

$$M = \tau W_{\text{р}},$$

где $W_{\text{р}} = \frac{\pi r^3}{2}$ — полярный момент сопротивления сплошного круглого вала радиусом r.

Для измерения касательных напряжений можно использовать тензорезисторы, наклеенные непосредственно на валах исследуемых механизмов, а если это невозможно,— на упругих элементах, соединяемых с рабочим валом. Тензорезисторы следует наклеивать в направлении наибольших касательных напряжений, т. е. под углом 45° к оси вала, как показано на рис. 21.13. Включением тензорезисторов в два соседних плеча моста обеспечивается не только температурная компенсация, но и устранение влияния изгиба вала на результат измерения, так как значения и знаки деформаций обоих преобразователей одинаковы.

Наиболее важной частью торсиометров является токосъемник, соединяющий тензорезисторы с электрической измерительной цепью. Его изготовляют в виде контактного кольца, насаженного на вал, и контактной щетки. Значительное влияние на результат измерения могут иметь вариации переходных сопротивлений контактов и контактные термо-э. д. с., возникающие под действием нагревания трущихся подвижных контактов. Для уменьшения этого влияния щетки и кольца изготовляют из материалов, имеющих в паре малые переходное сопротивление и термо-э. д. с., а также применяют соответствующие схемные решения. Например, значительного уменьшения влияния вариации сопротивлений контактов можно достичь, если разместить на валу четыре тензорезистора $R_{\text{т}}1 \ldots R_{\text{т}}4$ и соединить их таким образом, чтобы сопротивления контактов $XA1 \ldots XA4$ добавлялись только к сопротивлениям источника питания и индикатора моста, не влияя на значения сопротивлений его плеч. Для устранения влияния паразитных контактных термо-э. д. с. измерительные схемы необходимо питать переменным током.

Погрешность измерения крутящих моментов с помощью наклеенных тензорезисторов может не превышать $\pm 1 \ldots 2$ % при предварительной градуировке вала с наклеенными тензорезисторами. Без такой градуировки погрешность превышает 5...10 %.

Широко используются для измерения крутящих моментов методы, основанные на измерении угла скручивания упругих элементов (специальной упругой муфты, вала) с помощью индуктивных, индукционных и других преобразователей.

При измерениях больших крутящих моментов (например, на валах буровых инструментов) применяют магнитоупругие трансформаторные преобразователи, у которых в качестве магнитоупругих элементов с изменяющейся под действием крутящего момента магнитной проницаемостью используется сам стальной вал. Достоинство такого метода состоит в том, что как намагничивающая, так и вторичная

обмотки преобразователя размещены на неподвижном статоре, чем обеспечивается высокая надежность измерения. Погрешность измерения моментов с помощью серийных устройств такого типа не превышает $\pm 1{,}5$ %.

21.3. Измерение параметров движения

Основные параметры механического движения — перемещение, скорость и ускорение связаны между собой простыми дифференциальными зависимостями, которые часто используют при построении приборов, поскольку измерение одного из параметров позволяет найти другой с помощью дифференцирования или интегрирования, осуществляемых на любом этапе преобразования (в первичном преобразователе, измерительной цепи или указателе). При этом выбор структурной схемы и элементов прибора определяется не столько параметром, подлежащим измерению, сколько диапазоном его изменения по амплитуде и частоте.

Диапазон скоростей, измеряемых электрическими средствами, лежит в пределах от 10^{-7} до $1{,}2 \cdot 10^4$ м/с, ускорений — от 10^{-6} до $6 \times \times 10^5$ м/с^2, частот вращательного движения — от долей оборота в минуту до $3 \cdot 10^5$ об/мин. Приборы для измерения скоростей и ускорений называются *велосиметрами* и *акселерометрами*, а для измерения вибрационных перемещений — *виброметрами*.

Измерение параметров колебательного движения (вибраций) чаще всего осуществляют с помощью механической инерциальной системы и преобразователя, принимающего колебания этой системы и преобразующего их в электрический сигнал. В качестве таких преобразователей могут использоваться индуктивные, емкостные, индукционные, а иногда и реостатные, тензорезистивные и пьезоэлектрические преобразователи. Механическая инерциальная система не должна увеличивать массу и изменять собственную частоту колебаний объекта измерения, чтобы не возникало значительных динамических погрешностей измерения.

Дифференциальное уравнение инерциальной системы (рис. 21.14) описывается уравнением

$$m\frac{d^2y}{dt^2} + p_y\frac{dy}{dt} + wy = -\frac{d^2x}{dt^2},$$

где m — инерционная масса; x — преобразуемое перемещение (вибрация) объекта; y — перемещение инерциальной системы; p_y — коэффициент успокоения; w — удельный противодействующий момент упругого элемента системы.

Из последнего уравнения можно определить комплексный коэффициент преобразования

$$k(j\eta) = \frac{\eta^2}{1 - \eta^2 + j \cdot 2\beta\eta};$$

амплитудно-частотную характеристику

$$A_x(\eta) = \frac{\eta^2}{\sqrt{(1-\eta^2)^2 + (2\beta\eta)^2}},$$

а также фазочастотную характеристику

$$\varphi(\eta) = \operatorname{arctg} \frac{2\beta\eta}{1-\eta^2},$$

где ω — частота исследуемого воздействия; $\eta = \frac{\omega}{\omega_0}$ — относительная частота; $\omega_0 = \sqrt{\frac{\omega W}{m}}$ — частота собственных колебаний; $\beta = \frac{p_y}{2\sqrt{mW}}$ — степень успокоения системы.

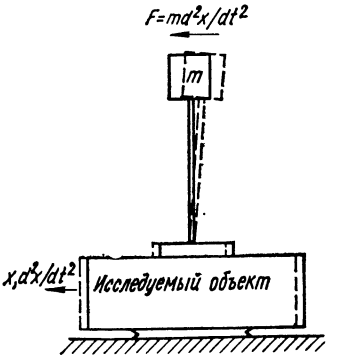


Рис. 21.14. Механическая инерциальная система

Из этого выражения следует, что в зависимости от соотношения частоты собственных колебаний системы и частоты исследуемых вибраций инерциальная система может быть использована в качестве первичного преобразователя вибраций или ускорений. Система, предназначенная для преобразований вибраций, должна иметь собственную частоту значительно ниже частоты вибраций исследуемого объекта. В этом случае, т. е. при $\eta = \frac{\omega}{\omega_0} \gg 1$, амплитудно-частотная характеристика (рис. 21.15, *а*) будет иметь вид

$$A_x(\eta)|_{\eta\gg1} = 1,$$

фазочастотная характеристика

$$\varphi(\eta)|_{\eta\gg1} = -180°,$$

а перемещение инерциальной системы

$$y(t) = -x_{\max}\sin\omega t,$$

где $x_{\max}$ — амплитуда колебаний исследуемого объекта.

Следовательно, инерционная масса будет колебаться относительно исследуемого объекта и относительно корпуса виброметра, закрепленного на исследуемом объекте, с амплитудой, равной амплитуде колебаний исследуемого объекта, но с отставанием по фазе на 180°.

При низких частотах исследуемого объекта, т. е. при $\eta \ll 1$, амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики примут вид

$$A_x(\eta)|_{\eta\ll1} \approx \eta^2; \quad \varphi(\eta)|_{\eta\ll1} = \operatorname{arctg} 2\beta\eta,$$

а перемещение инерционной массы

$$y = x_{\max}\frac{\omega^2}{\omega_0^2}\sin(\omega t - \varphi) = \frac{1}{\omega_0^2}a_{\max}\sin(\omega t - \varphi),$$

где $a_{\max} = x_{\max}\omega^2$ — амплитуда ускорения исследуемого объекта.

Следовательно, при $\frac{\omega}{\omega_0} \ll 1$ инерционная масса будет колебаться с амплитудой A_a, пропорциональной ускорению исследуемого объекта, в масштабе $\frac{1}{\omega_0^2}$ (рис. 21.15, б). Этот режим работы инерциальной системы используется в преобразователях ускорения (акселерометрах).

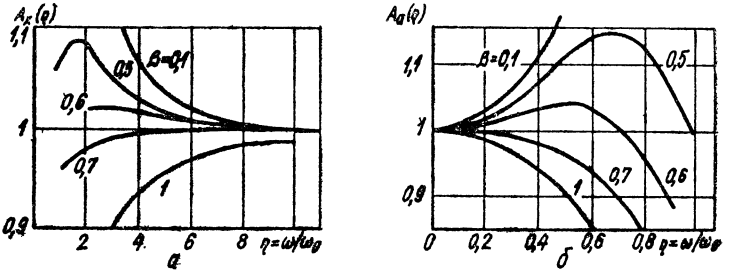


Рис. 21.15. Амплитудно-частотные характеристики инерциальных преобразователей

Вторичными преобразователями инерциальных систем могут быть тензорезисторы, наклеенные на упругий элемент системы, реостатный преобразователь, движок которого соединен с колеблющейся массой, индукционный преобразователь. В последнем случае измерительная катушка служит одновременно инерционной массой и преобразователем. При ее движении в поле неподвижного постоянного магнита, являющегося составной частью индукционного преобразователя, наводимая в катушке э. д. с. пропорциональна скорости вибраций. Действительно,

$$e = -\frac{d\Psi}{dt} = -w\frac{d\Phi}{dt} = -Bl\frac{dy}{dt},$$

где B,Φ — магнитная индукция и магнитный поток; l,w — активная длина и число витков измерительной катушки; dy/dt — линейная скорость перемещения измерительной катушки и исследуемого объекта (в режиме $\eta \gg 1$).

Следовательно, инерциальная система с индукционным преобразователем может быть непосредственно использована как велосиметр, а с применением в качестве вторичного преобразователя электрического интегрирующего или дифференцирующего устройства — в качестве виброметра или акселерометра. Эти устройства отличаются высокой чувствительностью, имеют достаточно широкий частотный диапазон.

Примером использования индукционного преобразователя для измерений параметров вибраций является прибор типа ВКД-2 (виброметр контактный дистанционный), предназначенный для исследования вибросостояния турбогенераторов и других энергетических установок в условиях их эксплуатации.

На рис. 21.16 показана структурная схема прибора в режиме измерения виброперемещения. Для расширения частотного диапазона в сторону низких частот (до 10 Гц) при собственной резонансной частоте вибропреобразователя 14 Гц применена обратная связь. Для этого выходной сигнал интегратора через усилитель обратной связи *УОС* подается на обмотку обратной связи катушки индуктивности.

Для использования прибора в качестве измерителя виброскорости интегратор переключается из цепи прямого тракта в цепь обратной связи последовательно с *УОС*.

Диапазон измерения виброперемещения — 2...2000 мкм, а виброскорости — 0,2...200 мм/с в частотном диапазоне 10...200 Гц при виб-

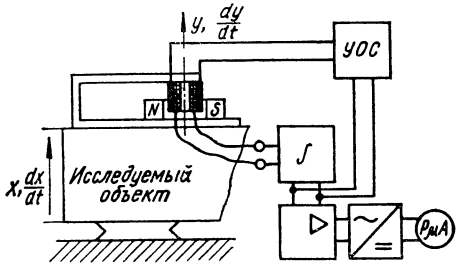


Рис. 21.16. К измерению вибраций и виброускорений с применением индукционного преобразователя

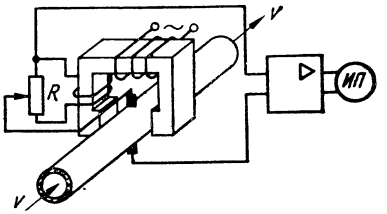


Рис. 21.17. Схема индукционного (электромагнитного) расходомера

роускорении не более 78,4 м/с². Основная приведенная погрешность измерения составляет ±10 %.

Следует отметить, что в технике измеряемые вибрации могут носить периодический (например, промышленные вибрации, сейсмометрия), случайный (транспортные) или импульсный (удары, взрывы) характер. Поэтому при выборе метода или прибора для измерения параметров вибраций обязательно необходимо располагать информацией об их характере.

Основным параметром движения жидкостей и газов является расход вещества, протекающего через полное сечение его потока в единицу времени. Диапазон измеряемых расходов лежит в пределах от 10^{-3} до нескольких тысяч кубометров в час.

Для измерения малых расходов жидкости и газа часто применяются расходомеры с предварительным преобразованием расхода в силу или перемещение (р о т а м е т р ы), которые обычно воспринимаются дифференциальными трансформаторными или индуктивными преобразователями.

Наибольшее распространение среди расходомеров с предварительным преобразованием в скорость вращательного или возвратно-поступательного движения получили скоростные турбинные и шариковые тахометрические расходомеры. Протекающая жидкость приводит во вращение турбинку или шарик, частота вращения которых пропорциональна средней скорости потока жидкости в данном сечении, а следовательно, и объемному расходу. Установленный с наружной стороны корпуса первичного тахометрического преобразователя расхода бесконтактный магнитоэлектрический или дифференциально-трансформаторный преобразователь формирует электрические импульсы, частота следования которых зависит от частоты вращения турбины или шарика.

Для измерения скорости и объемного расхода электропроводных жидкостей в трубопроводах применяют индукционные (электромагнитные) расходомеры. Принцип их действия основан на законе электромагнитной индукции, согласно которому наведенная в проводнике э. д. с. пропорциональна скорости его движения в магнитном поле. Роль движущегося в магнитном поле проводника играет электропроводная жидкость, протекающая через трубопровод. Под действием переменного магнитного потока, создаваемого электромагнитом (рис. 21.17), в потоке жидкости наводится э. д. с., значение которой

пропорционально скорости движения жидкости, а значит, и ее объемному расходу.

Поскольку значение измеряемой э. д. с. невелико (обычно не выше 10 мВ), на результат измерения могут влиять дополнительные э. д. с., возникающие под действием внешних полей, в частности трансформаторная э. д. с., наведенная переменным полем самого электромагнита. Для ее компенсации выводы от одного из электродов монтируются симметрично расположенными проводами, замкнутыми на низкоомный регулировочный резистор R. С помощью последнего настраивают расходомер на нулевую точку при заполненном преобразователе неподвижной жидкостью. Индукционные расходомеры практически безынерционны и не создают дополнительного сопротивления для потока жидкости.

Глава 22. ИЗМЕРЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ

22.1. Общие сведения об измерении температуры

Температура является физической величиной, которая характеризуется внутренней энергией тел и непосредственному измерению не поддается. Поэтому все методы измерения температуры основаны на преобразовании ее в другую физическую величину, поддающуюся непосредственному измерению.

В отличие от ряда других физических величин для измерения температуры помимо ее единицы требуется *температурная шкала*. При этом единица температуры определяет масштаб выбранной шкалы.

Существует ряд температурных шкал, построенных с использованием двух *реперных* (постоянных) точек, которые соответствуют температурам определенного состояния веществ. Им приписывают конкретные числовые значения. Например, в широко распространенной шкале Цельсия реперными точками являются температуры таяния льда и кипения воды, соответствующие числовым значениям 0 и 100. Единица — градус Цельсия (условное обозначение — °С) является 1/100 температуры кипения воды.

Для реализации такой температурной шкалы используют термометры, принцип действия которых основан на свойствах расширения различных веществ под воздействием измеряемой температуры. Вследствие того, что коэффициенты расширения термометрических веществ несколько меняются в зависимости от температуры, показания таких термометров совпадают лишь в реперных точках.

Единая температурная шкала, не зависящая от вида и свойств термометрического вещества, была разработана Кельвиным и основана на законах термодинамики, в частности на свойствах идеальной тепловой машины, работающей по циклу Карно. Такая шкала называется *термодинамической*.

Для практической реализации термодинамической шкалы используют газовый термометр, в основу принципа действия которого положено уравнение состояния идеального газа

$$pV = RT,$$

где p — давление газа при объеме V и температуре T; R — молярная газовая постоянная.

Поскольку в качестве термометрического вещества газового термометра используют реальные газы (водород, гелий, азот), для приведения его показаний к термодинамической шкале вводят соответствующие поправки.

Единицей температуры в термодинамической шкале является к е л ь в и н (условное обозначение — К), равный 1/273,16 интервала между абсолютным нулем и температурой тройной точки воды, которой приписано значение 273,16 К, что на 0,01 К превышает температуру таяния льда. Тройная точка воды является реперной точкой, при которой имеет место равновесие между тремя фазами воды (твердой, жидкой и газообразной); эта точка просто реализуется с высокой точностью и в отличие от температуры таяния льда не зависит от давления окружающей среды.

Реализация термодинамической шкалы с помощью газового термометра трудоемка, а верхний предел газовых термометров составляет 1100 °С.

На основе международных соглашений была принята Международная практическая температурная шкала (МПТШ), которая приближается к термодинамической температурной шкале насколько это позволяет современный уровень знаний, но значительно легче воспроизводится. В настоящее время действует МПТШ-68, предусматривающая равноправность применения единиц °С и К, а для перерасчета значений температуры из одной шкалы в другую используют зависимость $T = \Theta + 273{,}15$, где Θ — температура по шкале Цельсия. Шкала охватывает диапазон от 13,81 до 1337,58К.

МПТШ-68 основывается на 11 реперных точках [11,24], значения температур которых получены путем измерения соответствующих фазовых переходов с помощью газовых термометров.

Между реперными точками температуру определяют с помощью интерполяционных эталонных приборов и соответствующих интерполяционных формул. Для воспроизведения шкалы в диапазоне от —259,34 до 630,74 °С служит платиновый термопреобразователь сопротивления, в диапазоне 630,74...1064,43 °С — платино-платинородиевый термоэлектрический термопреобразователь, а свыше 1064,43 °С температура определяется из отношения спектральной энергетической яркости излучения абсолютно черного тела при данной температуре к спектральной энергетической яркости излучения при температуре затвердевания золота при той же длине волны.

Значения температур, определенных по МПТШ-68, снабжают индексом 68, например T_{68}, Θ_{68}.

Весь возможный диапазон температур составляет 0...10^{12} К, а обычно измеряемые температуры лежат в пределах от —273 до 3500 °С. Столь широкий диапазон измеряемых температур и разнообразие условий измерений обусловили разнообразие методов и средств ее измерения. При этом в современном промышленном производстве преимущественное распространение получили электрические средства измерения температуры, обладающие общеизвестными преимуществами.

Методы измерения температуры можно разделить на контактные и бесконтактные. При *контактном* методе используется первичный преобразователь, выходной информативный параметр которого является функцией температуры его чувствительного элемента и который находится непосредственно в среде, температура которой измеряется. Передача тепла от объекта измерения к чувствительному элементу первичного преобразователя осуществляется теплопроводностью и конвекцией. *Бесконтактный* метод основан на свойстве тел, имеющих температуру выше абсолютного нуля, испускать тепловое излучение, по энергии которого определяют температуру исследуемого тела.

Выбор того или иного метода измерения определяется рядом факторов, а именно: областью измеряемых температур, агрессивностью среды, механическими нагрузками на первичный преобразователь, динамическими свойствами исследуемого процесса, а также необходимой чувствительностью и точностью измерения. Часто эти факторы находятся в противоречии, что затрудняет выбор метода. Определяющим в первую очередь являются область измеряемых температур и требуемая точность.

При контактном методе об измеряемой температуре судят по температуре чувствительного элемента первичного преобразователя, которая, как правило, несколько отличается от температуры среды. Такое несоответствие обусловлено, с одной стороны, искажениями температурного поля исследуемой среды вследствие неоднородности теплофизических характеристик первичного преобразователя и среды, а с другой стороны,— несовершенством преобразования уже искаженной температуры среды в температуру чувствительного элемента. Искажение температурного поля зависит в основном от теплоемкостей среды и термопреобразователя, а на практике оно незначительно. Теплоотвод по элементам конструкции термообразователя, радиационный теплообмен, тепловая инерция, а также такие внутренние источники энергии, как нагрев чувствительного элемента пассивного термопреобразователя измерительным током, и внешние, например нагрев термопреобразователя вследствие торможения на его поверхности газового потока, приводят к *методическим* погрешностям преобразования температуры среды в температуру чувствительного элемента.

Для уменьшения методических погрешностей, анализ которых следует производить в каждом конкретном случае, необходимо правильно выбрать тип и конструкцию первичного преобразователя и правильно его установить на объекте исследования. В частности, для уменьшения погрешностей от теплоотвода выбирают первичный преобразователь с низким коэффициентом теплопроводности и большим отношением его длины к диаметру, увеличивают теплообмен между преобразователем и средой, уменьшают теплоотток по конструкции преобразователя. Погрешность от излучения уменьшают путем установки защитных экранов.

В динамическом режиме у контактных средств измерения температуры возникают *динамические* погрешности, обусловленные тепловой инерцией термопреобразователя. Они определяются конструкцией, теплотехническими характеристиками преобразователя и среды, а также скоростью изменения температуры.

При бесконтактном методе не требуется размещение первичного преобразователя в среде, температура которой измеряется, что исключает искажение температурного поля объекта и дает возможность измерять температуру объектов малых размеров, подвижных объектов и таких сред, в которых невозможна долговременная стабильная работа первичных преобразователей. Ввиду малой инерционности первичных преобразователей бесконтактным методам свойственно высокое быстродействие. Источниками методических погрешностей бесконтактных методов измерения температуры является влияние свойств исследуемого объекта, окружающей среды, их температуры, а также влияние посторонних излучений.

Первичным преобразователям температуры кроме методических погрешностей присущи *инструментальные* погрешности, возникающие при преобразовании температуры чувствительного элемента в выходной электрический сигнал. Они обусловлены отклонением реальной функции преобразования от номинальной (градуировочной), а также ее временнóй нестабильностью, изменением температуры свободных концов термоэлектрических преобразователей, несоответствием термоэлектрических характеристик удлинительных проводов характеристикам термоэлектродов, шунтирующим действием изоляции чувствительных элементов, изменением напряжения питания термопреобразователя сопротивления и др.

Ввиду разнообразия условий измерений и существенных значений методических погрешностей в термометрии погрешности средств измерений в целом не нормируются. Погрешности термопреобразователей и вторичных измерительных устройств нормируются в отдельности. При этом погрешность термопреобразователя нормируется лишь инструментальной составляющей. Потребитель сам должен оценить методическую погрешность термопреобразователя в конкретных условиях эксплуатации и суммарную погрешность измерения температуры.

22.2. Контактные методы измерения температуры

Контактные методы измерения температуры основаны в основном на использовании терморезистивных преобразователей, именуемых *термопреобразователями сопротивления* (ТС), или *термоэлектрических преобразователей* (ТП).

Приборы для измерения температуры с ТС чаще всего строятся по схемам, приведенным на рис. 19.1...19.4. В серийных автоматических самопишущих показывающих и регулирующих приборах обычно применяют схему рис. 19.3. Соединение ТС с вторичным прибором осуществляется по трехпроводной линии связи. Однако при использовании низкоомных ТС и измерении низких температур применяют четырехпроводную линию связи. Для уменьшения влияния линии связи сопротивления соединительных проводов подгоняют до определенного значения ($2{,}5 \pm 0{,}1$ Ом или $7{,}5 \pm 0{,}1$ Ом).

В качестве вторичных приборов с ТП используют милливольтметры или автоматические (самопишущие показывающие и регулирующие) потенциометры постоянного тока (см. рис. 19.5). Отличительной

особенностью измерения температуры с помощью ТП является необходимость стабилизации температуры свободных концов либо компенсации влияния изменений этой температуры. Если же температура свободных концов ТП известна, то значение измеряемой температуры Θ можно определить из выражения

$$\Theta = \Theta' + c\,(\Theta_0' - \Theta_0),$$

где Θ' — показание вторичного прибора, Θ_0, Θ_0' — соответственно значение температур свободных концов ТП при градуировке и измерении; $c = \dfrac{\Delta E_{\Theta_0}/\Delta\Theta}{\Delta E_{\Theta'}/\Delta\Theta}$ — коэффициент коррекции, определяемый как отношение чувствительности ТП при температуре Θ_0 к чувствительности ТП при температуре Θ'.

Во многих случаях температура головки ТП, а соответственно и его свободных концов, изменяется в широких пределах и ее значение неизвестно. Для уменьшения влияния этих изменений используют удлинительные (компенсационные) провода. Поскольку эти провода не подвергаются влиянию исследуемой среды, они изготавливаются из более дешевых материалов, чем электроды термопреобразователя. При этом требуются лишь идентичность термоэлектрических характеристик проводов и термоэлектродов ТП.

Для автоматической компенсации влияния изменений температуры свободных концов ТП или удлинительных проводов применяют температурозависимые *компенсационные* схемы, термочувствительный элемент которых размещают в месте подключения свободных концов ко вторичному измерительному прибору.

Один из способов автоматического введения поправок в зависимости от температуры свободных концов ТП приведен на схеме рис. 22.1. Здесь между ТП и вторичным прибором включают неуравновешенный мост, состоящий из манганиновых резисторов *R2*, *R3*, *R4* и медного резистора *R1*, который находится в одинаковых температурных условиях со свободными концами ТП. Параметры моста подбирают так, чтобы при определенном значении температуры свободных концов (например, 0 °С) он находился в равновесии, а при отклонении температуры свободных концов от этого значения в диагонали *A—B* возникало напряжение U_{AB}, равное поправке на э. д. с. свободных концов $\Delta E = E_\Theta - E_\Theta'$, где E_Θ', E_Θ — термо-э. д. с. термопары при температуре горячего спая Θ и температуре свободных концов соответственно $\Theta_{св}$ и 0 °С (для которой составлены градуировочные таблицы ТП и рассчитана схема милливольтметра). Расчет схемы ведут согласно выражению

$$\Delta E = U_{AB} = E \times$$

$$\times \frac{R_0\,(1 + \alpha\Theta_{св})\,R_3 - R_2R_4}{(R_{вн} + R_д)\,[R_0\,(1 + \alpha\Theta_{св}) + R_2 + R_3 + R_4] + [R_0\,(1 + \alpha\Theta_{св}) + R_2]\,(R_3 + R_4)},$$

где E и $R_{вн}$ — значения э. д. с. и внутреннего сопротивления источника питания моста; R_0 и α — значения сопротивления при 0 °С и температурного коэффициента медного резистора *R1*; $R_д$ — сопротивление подгоночного резистора.

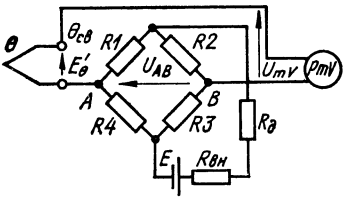


Рис. 22.1. Схема измерения температуры с автоматическим введением поправки на температуру свободных концов термопары

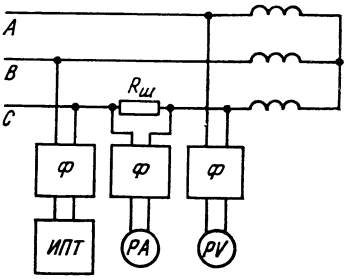


Рис. 22.2. Схема измерения температуры обмотки электрической машины по сопротивлению самой обмотки

Для автоматического введения поправок на температуру свободных концов ТП или удлинительных проводов в схеме рис. 19.5 часть плеча *R1* выполнена медной проволокой и размещена в месте подсоединения свободных концов ТП к прибору.

Для построения цифровых термометров используют схемы омметров и милливольтметров. В частности, для ТП преимущественное применение получили интегрирующие АЦП. Коррекция нелинейности термопреобразователя осуществляется в аналоговой либо цифровой части прибора. Если в приборе не предусмотрено введение поправок на изменение градуировочных характеристик термопреобразователей, то лучше цифровая коррекция нелинейности.

Определенной спецификой обладает измерение температуры ряда энергетических объектов, в частности трансформаторов, электрических машин, кабелей, движущихся поверхностей и др. Применение отдельных термопреобразователей может оказаться здесь неэффективным в связи с тем, что из-за их инерционности будет иметь место отставание их температуры от температуры исследуемого объекта. Эффективным в этом случае является измерение температуры по сопротивлению непосредственно медной обмотки трансформатора или другой электрической машины.

На рис. 22.2 приведена схема измерения температуры медных обмоток трансформаторов или электрических машин путем измерения их сопротивления с помощью амперметра и вольтметра.

По обмоткам трансформатора дополнительно пропускают небольшой постоянный ток от источника постоянного тока *ИПТ*. Измерение сопротивления обмотки по постоянному току осуществляется путем измерения тока и падения напряжения на соответствующих обмотках. Фильтры *Ф* применены для развязки цепей постоянного (измерительного) и переменного (нагрузочного) тока. При тщательном выборе фильтров погрешность измерения составляет 1...3 К [11].

Температуру обмотки определяют по измеренному сопротивлению.

22.3. Бесконтактные методы измерения температуры

Приборы, предназначенные для бесконтактного измерения температуры, принцип действия которых основан на использовании энергии излучения нагретых тел, называются *пирометрами излучения*.

Основным законом, определяющим взаимосвязь между абсолютной температурой и спектральной плотностью, т. е. количеством энергии, излучаемой в единицу времени с единицы площади поверхности тела и приходящейся на единицу диапазона длин волн, является закон Планка. Для реального тела с излучательной способностью ε, являющейся функцией длины волны и температуры, закон Планка имеет вид

$$R_\lambda^* = \varepsilon c_1 \lambda^{-5} \frac{1}{e^{c_2/\lambda T} - 1},$$

где R_λ^* — спектральная плотность излучения; $c_1 = 2\pi c^2 h$ — первая постоянная излучения; $c_2 = ch/k$ — вторая постоянная излучения; c — скорость света в вакууме; h — постоянная Планка; k — постоянная Больцмана. При малых значениях λT используют формулу Вина

$$R_\lambda^* = \varepsilon c_1 \lambda^{-5} e^{-\frac{c_2}{\lambda T}}.$$

Изотермы спектрального распределения энергии имеют максимум, зависящий от температуры, и при данной температуре T максимальное значение спектральной плотности, составляющее $R_{\lambda\max}^* = 1{,}301 \times \times 10^{-5} T^5$, приходится на длину волны $\lambda_{\max} = 2886/T$ мкм. Интеграл от спектральной плотности излучения по λ от нуля до бесконечности является законом Стефана — Больцмана:

$$R^* = 5{,}67 \cdot 10^{-8} \varepsilon T^4.$$

Пирометры делятся на *энергетические* и *спектрального отношения*. В первом случае используют зависимость энергетической яркости объекта от температуры, а во втором — зависимость распределения спектральной плотности энергетической яркости от температуры (зависимость отношения энергетических яркостей в двух или нескольких спектральных интервалах от температуры). К энергетическим пирометрам относятся пирометры *частичного* и *полного* излучения, а также *квазимонохроматические*.

Действие пирометров полного излучения основано на использовании зависимости интегральной энергетической яркости излучения от температуры, описываемой законом Стефана — Больцмана. Температура, измеряемая данным пирометром, называется *радиационной*. В пирометрах частичного излучения используется зависимость энергетической яркости излучения в ограниченном интервале длин волн от температуры. Температура, измеряемая пирометром частичного излучения, называется *энергетической*. В случае, когда λ фиксирована, такие пирометры измеряют квазимонохроматическую (яркостную) температуру и их обычно называют *квазимонохроматическими*, или *яркостными* (оптическими). Пирометры полного излучения и монохроматические обычно рассматривают как предельные случаи пирометров частичного излучения (в первом случае длина волны изменяется от

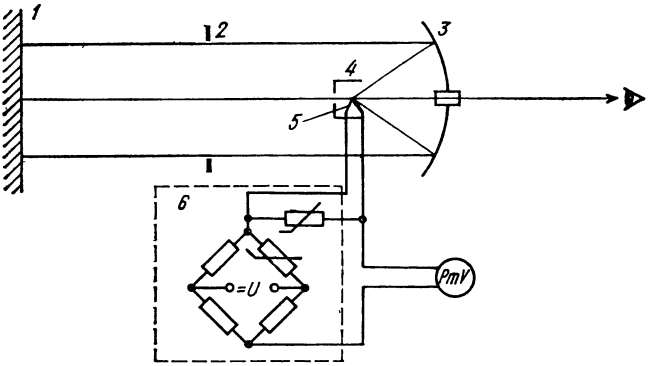


Рис. 22.3. Схема пирометра полного излучения

нуля до бесконечности, а во втором она фиксирована). Пирометры спектрального отношения называют также *цветовыми*, а измеряемую ими температуру — *цветовой*.

Пирометры полного излучения. Энергия полного излучения абсолютно черного тела всегда больше энергии излучения реальных тел; поэтому радиационная температура всегда меньше действительной температуры тела, а связь между ними определяется соотношением $T_р = T\sqrt[4]{\varepsilon}$. В пирометрах предусмотрена регулировка коэффициента излучательной способности в пределах от 0,01 до 1.

В качестве первичного преобразователя пирометров полного излучения используют зачерненные термоэлектрические преобразователи, чувствительные ко всем длинам волн. Оптическая система предназначена для концентрации потока энергии на чувствительный элемент и выполняется самым различным образом. Чаще всего применяют пирометры следующей структуры (рис. 22.3). Поток излучения от объекта *1* концентрируется на термоэлектрическом приемнике *5* с помощью вогнутого зеркала *3*. Диафрагма *2* служит для создания необходимого уровня выходного сигнала, соответствующего верхнему диапазону измерения. Схема *6* предназначена для компенсации влияния изменений температуры свободных концов термоэлектрического преобразователя. Для уменьшения влияния температуры корпуса на чувствительный элемент он защищен экраном *4*, а внутренняя поверхность трубы выполнена ребристой и зачернена. Для повышения чувствительности пирометров применяют более сложную оптическую систему, например с двумя зеркалами.

Шкалы пирометров полного излучения существенно нелинейны, поскольку энергетическая яркость излучения увеличивается пропорционально четвертой степени абсолютной температуры. Серийные пирометры полного излучения предназначены для измерения температуры в диапазоне 30...2500 °С с основной погрешностью 1,5...2 %. Быстродействие — 2с.

Пирометры частичного излучения. На спектральное распределение излучения тела влияют линзы, зеркала, детали оптики, а также фильтры. Если пирометр имеет селективный фильтр или селективный приемник излучения, то он является пирометром частичного излучения.

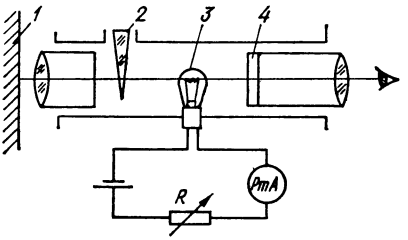


Рис. 22.4. Схема яркостного пирометра

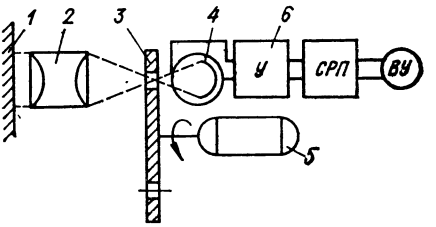


Рис. 22.5. Упрощенная схема пирометра спектрального отношения

Наиболее простым в обслуживании является яркостный оптический пирометр с *исчезающей* нитью, в котором в узком участке спектра сравниваются яркости исследуемого объекта *1* и опорного излучателя *3* (рис. 22.4). Источником опорного излучения является вольфрамовая нить лампы накаливания. Изображение объекта измерения создается в полости нити накаливания, а затем протекающий через лампу ток изменяют реостатом до тех пор, пока середина нити не исчезнет на фоне изображения объекта измерения. В этом случае обе энергетические яркости становятся равными между собой в области спектра, определяемой спектральной характеристикой чувствительности глаза наблюдателя и характеристикой пропускания светофильтра *4*, расположенного между окуляром и лампой. По току накаливания лампы, измеряемому амперметром, судят об измеряемой температуре. Поскольку нить накаливания можно нагревать лишь до температуры 1400 °С, при измерении более высоких температур для выравнивания яркостей обычно используют перемещаемый нейтральный клин *2* с изменяемой проницаемостью при постоянной температуре нити накаливания или нейтральный поглотитель, уменьшающий яркость излучения. В первом случае о температуре судят по положению клина, а во втором — по значению тока нити накаливания.

Существуют пирометры с ручным и автоматическим сравнением яркостей объекта измерения и излучателя.

Серийно выпускаемые яркостные пирометры с исчезающей нитью предназначены для измерения температуры в диапазоне 800...5000 °С с погрешностью 1...1,5 %.

Пирометры спектрального отношения. Записав формулу Вина для двух длин волн λ_1 и λ_2, получают исходное уравнение для определения температуры, называемой *цветовой,* в зависимости от соотношения спектральных плотностей излучения объекта соответствующих длин волн:

$$T = \frac{c_2\left(\frac{1}{\lambda_1} - \frac{1}{\lambda_2}\right)}{\lg \frac{R_{\lambda_1}\varepsilon_2\lambda_2^5}{R_{\lambda_2}\varepsilon_1\lambda_1^5}}.$$

Как следует из последнего выражения, реализация пирометров спектрального отношения значительно сложнее пирометров частичного и полного излучения.

Упрощенная схема пирометра спектрального отношения приведена на рис. 22.5. Излучение исследуемого объекта *1* фокусируется объективом *2* и попадает через обтюратор *3* на приемник излучения *4*. Обтюратор содержит не менее двух светофильтров, выделяющих два или более участка спектра. Вращение обтюратора осуществляется с помощью двигателя *5*. Усиленный усилителем *6* сигнал поступает на счетно-решающий прибор, на выходе которого включен выходной указатель.

Пирометры спектрального отношения измеряют температуру в диапазоне 200...2800 °С с основной погрешностью 1...2 % и быстродействием 0,05...2,5 с.

Поскольку пирометры градуируются по модели абсолютно черного тела, при использовании энергетических пирометров необходимо знать излучательную способность реальных тел, а для пирометров спектрального отношения — отношение излучательных способностей этих тел в рабочих спектральных диапазонах пирометра. Показания энергетических пирометров ниже действительной температуры тела, а показания пирометров спектрального отношения могут быть как ниже, так и выше действительной температуры.

Коррекция показаний пирометров осуществляется корректором излучательной способности на основе информации о действительной температуре объекта, полученной, например, с помощью термоэлектрического преобразователя.

Сложнее представляется случай согласования пирометра с объектом, когда влияние мешающих факторов вызывает случайную погрешность, например случайное изменение излучательной способности объекта или поглощающих свойств промежуточной среды. Измерение температуры таких объектов является сложной задачей и требует проведения специальных исследований. При выборе типа пирометра следует принимать во внимание не только его температурный диапазон, показатель визирования, значение допустимой погрешности, быстродействие, но и учитывать также спектральный диапазон пирометра и выбирать такие пирометры, спектральный диапазон которых соответствует наиболее сильным излучательным свойствам объекта и в то же время наименьшему поглощению промежуточной средой. Следует иметь в виду, что излучательная способность объекта измерения зависит не только от материала, но и от геометрии объекта, его шероховатости, химического состава, температуры, наличия окисных пленок и т. д.

Преимущества пирометров спектрального отношения сказываются в условиях неселективного поглощения излучения промежуточной средой, в условиях частичного перекрытия поля зрения пирометра. При измерении температуры в условиях кратковременных помех более интенсивного излучения, например раскаленных пылинок сажи, лучше использовать пирометры полного излучения с инерционными приемниками, производящими как бы интегрирование входящей информации, либо пирометры частичного излучения с интегрированием входного сигнала.

В первичных преобразователях пирометров осуществляется преобразование энергии излучения в электрический сигнал. В качестве

приемников излучения служат термобатареи из хромель-копелевой фольги, германиевые и кремниевые фотодиоды, фоторезисторы, вакуумные фотоэлементы, пироэлектрические приемники. Спектральные диапазоны первичных преобразователей определяются типом приемника, а также параметрами оптической системы и светофильтров.

Глава 23. ИЗМЕРЕНИЕ ХИМИЧЕСКОГО СОСТАВА, КОНЦЕНТРАЦИИ И ВЛАЖНОСТИ ВЕЩЕСТВ

23.1. Электрохимические методы измерения химического состава и концентрации веществ

Разнообразие методов и приборов для измерения химического состава и концентрации веществ объясняется сложностью температурных условий измерения, широким диапазоном давлений и скоростей жидкостей и газов, а также широким диапазоном измеряемых концентраций. Например, для устранения вредного воздействия некоторых газов на здоровье человека необходимо контролировать их наличие приборами с пределом измерения порядка $10^{-5}...10^{-4}$ % объемной концентрации, а при производстве химически чистых металлов и полупроводников необходимо определять примеси, концентрация которых не превышает $10^{-6}...10^{-8}$ %. В последнее время в связи с развитием экологии особое значение приобретают приборы для контроля чистоты биологической среды Земли, воды, воздуха.

Очень широкое распространение среди электрохимических методов получили *кондуктометрические, потенциометрические, кулонометрические* и *полярографические*.

Кондуктометрический метод основан на использовании резистивных электролитических преобразователей и широко применяется для измерения концентрации солей, щелочей или кислот в водных или других жидких электропроводных растворах (концентратомеры, солемеры) для измерения концентрации газов по изменению электропроводности раствора при поглощении им пробы анализируемого газа (газоанализаторы), а также для измерения влажности в твердых, жидких и газообразных средах (влагомеры).

В лабораторной практике часто для измерения концентрации электролитов используют мостовую уравновешенную схему, одно из плеч которой образовано измерительной ячейкой (преобразователем), представляющей собой стеклянный сосуд с двумя плоскопараллельными электродами, между которыми находится исследуемый раствор (рис. 23.1). Обычно значения сопротивлений постоянных резисторов *R1* и *R2* выбираются равными, а схему уравновешивают с помощью магазина сопротивлений. Отсчитанное по магазину значение сопротивления $R_м$ (при $I_и = 0$) будет равно измеряемому сопротивлению $R_{пх}$ преобразователя.

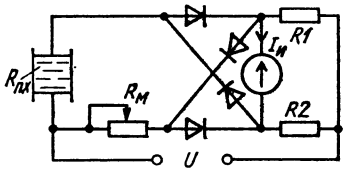


Рис. 23.1. Лабораторный кондуктометрический концентратомер

Для нахождения неизвестной удельной проводимости γ_x исследуемого рас-

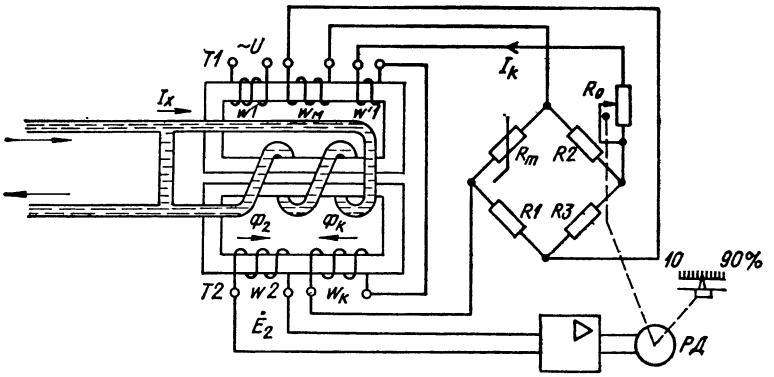


Рис. 23.2. Схема бесконтактного промышленного кондуктометрического концентратомера

твора производят дополнительное измерение сопротивления R_0 образцового (тарировочного) раствора с известной проводимостью γ_0. При этом постоянная k преобразователя определяется как

$$k = \gamma_0 R_0,$$

а искомая проводимость γ_x будет равна

$$\gamma_x = \frac{k}{R_{\text{пх}}}.$$

Для компенсации фазовой погрешности, возникающей за счет комплексного характера сопротивления преобразователя на переменном токе, используют кольцевую фазочувствительную схему выпрямления.

В промышленных кондуктометрических концентратомерах резистивный электрохимический преобразователь включается в одно из плеч автоматического моста переменного тока (см. рис. 19.5). Остальные три плеча моста образуются резисторами, выполненными из манганиновой проволоки. Для уменьшения температурной погрешности параллельно одному из плеч включают медный терморезистор, помещенный в исследуемый раствор.

При анализе агрессивных растворов используют безэлектродные (бесконтактные) кондуктометрические концентратомеры, достоинством которых является отсутствие электродов, которые могут подвергаться поляризации и загрязнению. А это повышает надежность и точность измерения.

На рис. 23.2 показана схема промышленного бесконтактного кондуктометрического концентратомера, в котором первичный трансформаторный безэлектродный преобразователь состоит из силового *T1* и измерительного *T2* трансформаторов, связанных между собой витками короткозамкнутой изоляционной (стеклянной) трубки, через которую протекает исследуемая жидкость [19]. Трубка с жидкостью представляет собой одновременно вторичную обмотку трансформатора *T1* и первичную трансформатора *T2*. Под действием переменного магнитного потока, создаваемого током в обмотке *w1*, в жидкости индуктируется э. д. с., вследствие которой протекает ток I_x. Значение тока пропорционально удельной электропроводности γ_x исследуемого

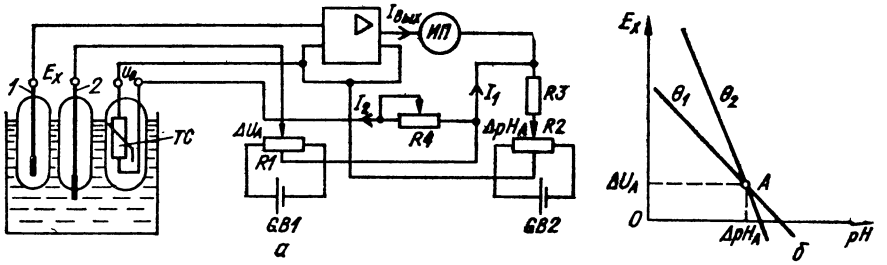


Рис. 23.3. Измерение pH растворов:
а — схема, *б* — зависимость э. д. с. измерительного преобразователя от значения pH и температуры раствора

раствора, а значит, и неизвестной концентрации c_x. Ток I_x создает магнитный поток в сердечнике трансформатора *T2*, индуктируя в обмотке *w2* э. д. с. E_2, значение которой также пропорционально измеряемой концентрации.

Э. д. с. E_2 усиливается усилителем и приводит в действие вал реверсивного двигателя *РД*, который перемещает движок реохорда $R_р$, изменяя ток $I_к$ в цепи обмотки $w_к$. При этом в сердечнике трансформатора *T2* создается магнитный поток $Ф_к$, противоположный магнитному потоку *Ф2*, создаваемому током в измерительной обмотке *w2*. В момент равенства этих потоков э. д. с. E_2 уменьшается до порога чувствительности усилителя и вал *РД* остановится, а указатель шкалы займет положение, соответствующее измеряемой концентрации.

Для автоматической коррекции влияния изменений температуры исследуемой жидкости на показания прибора служит четырехплечий мост, питаемый от обмотки $w_м$ и включенный выходной диагональю в цепь обмоток *w'1*, $w_к$ и реохорда $R_р$. Мост образуют три плеча *R1*, *R2* и *R3* — манганиновые, а четвертое $R_т$ (термозависимое) помещается в исследуемую жидкость.

Обмотка *w'1* служит для уменьшения влияния колебаний амплитуды и частоты питающего напряжения *U*.

Потенциометрический метод основан на измерении холостого хода гальванических преобразователей и широко используется в pH-метрах и газоанализаторах.

На рис. 23.3. *а* показана типичная схема [9, 24] pH-метра с автоматической компенсацией изменения температуры исследуемого раствора и ручным введением поправок, соответствующих значениям координат ΔU_A и ΔpH_A изопотенциальной точки *A* пересечения семейства прямых (изотерм), выражающих зависимость э. д. с. гальванического преобразователя от значения pH и температуры раствора Θ (рис. 23. 3, *б*).

Измерительный электрод *1*, электрод сравнения *2* и термометр сопротивления *TC*, включенный в цепь обратной связи измерительного усилителя, помещены в исследуемый раствор.

Координаты (ΔU_A и ΔpH_A) изопотенциальной точки *A* изменяются в зависимости от свойств используемых электродов и обычно определяются экспериментально. Для компенсации влияния этих изменений на результат измерения в схеме предусмотрена ручная коррекция.

Составляющая э. д. с. E_x преобразователя, соответствующая координате ΔU_A, компенсируется падением напряжения, создаваемым током от источника *GB1* на сопротивлении резистора *R1*. Компенсация влияния изменений ΔpH_A на результат измерения осуществляется током I_1 делителя тока, образованного резисторами *R2* и *R3* и питаемого от источника *GB2*.

Температурная зависимость э. д. с. E_x гальванического преобразователя компенсируется падением напряжения $U_\Theta = I_2 R_\Theta$ на термометре сопротивления *TC*. Путем изменения тока I_2 с помощью переменного резистора *R4* добиваются соответствия закона изменения U_Θ с температурой и крутизной характеристики преобразователя. При этом ток $I_{вых}$, измеряемый измерительным прибором *ИП*, будет определяться только значением pH раствора независимо от его температуры. Требования к параметрам усилителя в основном определяются высоким внутренним сопротивлением ($10^7...10^9$ Ом) и малой мощностью (около 10^{-13} Вт) гальванического преобразователя. Поэтому усилитель должен обладать большим входным сопротивлением (не менее 10^{12} Ом), которое достигается за счет использования электрометрических усилителей или усилителей типа МДМ с динамическим конденсатором в качестве модулятора. В последнее время в усилителях постоянного тока с прямой связью начали использовать вместо электрометрических ламп полевые транзисторы.

Кулонометрический метод основан на изменении количества электричества или тока при электролизе исследуемого вещества. Физико-химической основой кулонометрии является закон Фарадея:

$$m = \frac{MIt}{96\,500n},$$

где m — масса выделенного вещества в процессе его электролиза, г; M — мольная масса определяемого вещества; I — сила тока при электролизе, А; t — время электролиза, с; n — число электронов, участвующих в окислении или восстановлении одного моля.

Следовательно, концентрация исследуемого вещества определяется либо по значению установившегося тока электролиза при заданном постоянном потенциале, либо при постоянном заданном токе временем выделения вещества.

Кулонометрический метод применяется для измерения концентрации определенного компонента (водорода, окиси и двуокиси углерода, углеводородов, хлора, фтора и т. п.) в жидких и газовых средах, а также для измерения влажности газов.

Полярографический метод основан на снятии полярограммы — вольт-амперной характеристики электролиза раствора в специальном полярографическом преобразователе, в котором с целью обеспечения поляризации только на одном электроде площадь поляризующегося электрода выполняется значительно меньше площади другого электрода. При качественном анализе, сравнивая значение напряжения U_x (так называемый *потенциал «полуволны»*, соответствующий средине участка резкого возрастания тока), со значениями потенциалов выделения ионов, приведенными в специальных таблицах, определяют вид иона, находящегося в растворе.

По максимальному значению тока I_{max} через преобразователь определяют концентрацию ионов в растворе при количественном анализе. Полярографический метод наиболее чувствительный из электрохимических методов и позволяет анализировать многокомпонентный (5-6 компонент) состав смеси без их предварительного разделения. При этом полярограмма имеет вид ступенчатой кривой, каждая ступень которой характеризует наличие ионов определенного вида.

Измерительные цепи полярографов обычно содержат устройство для автоматического изменения поляризующего напряжения, компенсационную цепь измерения тока, регистрирующее устройство для записи и наблюдения полярограмм.

Полярографы с ртутно-капельным преобразователем (классическая полярография) имеют чувствительность $10^{-5}...10^{-6}$ моль/л, а полярографы, в которых поляризующее постоянное напряжение модулируется переменным напряжением (осциллографическая полярография),— $5 \cdot 10^{-7}...10^{-9}$ моль/л.

23.2. Ионизационные газоанализаторы

Ионизационные методы основаны на ионизации анализируемого вещества и измерении ионного тока, пропорционального концентрации определяемого компонента. Ионизация вещества является результатом воздействия на него электрических и магнитных полей или потоков радиоактивного и рентгеновского излучений. Используется также термическая ионизация молекул газа и пламени водорода. Ионизационные методы широко применяются в вакуумметрах, масс-спектрометрах, ионизационных газоанализаторах и в ионизационно-пламенных анализаторах.

В ионизационных газоанализаторах нашли применение α- и β-радиоактивные излучения. Гамма-излучение не используется вследствие малой ионизирующей и большой проникающей способности, что обусловливает значительное увеличение размеров ионизационной камеры и необходимость создания эффективной защиты от излучения.

Простейшая схема ионизационного газоанализатора с β-излучателем показана на рис. 23.4. В камере газовая смесь ионизируется источником β-излучения. Под действием приложенного напряжения U образовавшиеся ионы поступают на коллектор (внутренний электрод), в результате чего в цепи коллектора возникает ток, измеряемый измерительным прибором *ИП* после усиления усилителем с большим входным сопротивлением.

Практически линейной характеристикой, малой инерционностью и высокой чувствительностью обладают дифференциальные ионизационные газоанализаторы, состоящие из двух идентичных ионизационных камер, через одну из которых пропускается чистый газ-носитель (гелий или водород), а через другую — газ-носитель с анализируемым компонентом газа. Камеры имеют общий коллектор ионов и идентичные источники β-излучения. Разностный ток ионизационных камер создает падение напряжения на высокоомном резисторе, которое уси-

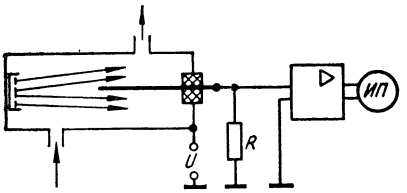


Рис. 23.4. Простейшая схема ионизационного газоанализатора

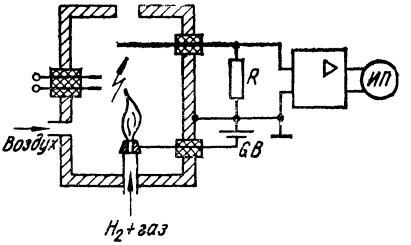


Рис. 23.5. Схема ионизационно-пламенного газоанализатора

ливается электрометрическим усилителем и регистрируется самопишущим прибором [24].

Очень высокой чувствительностью обладает ионизационно-пламенный метод, основанный на измерении ионного тока, возникающего вследствие ионизации молекул исследуемого вещества в водородном пламени.

Приборы, базирующиеся на этом методе, широко используются для измерения как очень малых концентраций углеводородов в атмосфере, так и сравнительно больших концентраций при анализе несгоревших углеводородов в выхлопных газах автомобилей.

Пламя чистого водорода почти не образует ионов и поэтому обладает очень высоким сопротивлением ($10^{12}...10^{14}$ Ом). Добавление углеродосодержащего газа сильно увеличивает электропроводность пламени. Поток ионов при этом изменяется приблизительно пропорционально числу атомов углерода в молекулах, попадающих в пламя в единицу времени [9].

На рис. 23.5 приведена схема измерения ионного тока пламени в электрическом поле, создаваемом приложенным напряжением E источника питания GB. В камеру поступают водород, воздух и анализируемый газ, которые воспламеняются с помощью электрического зажигания. Над пламенем установлен изолированный выходной электрод (коллектор) для отвода ионного тока. Между горелкой и коллектором приложено напряжение E (как правило, больше 100 В; значение ионного тока — от 10^{-14} до 10^{-8} А). Ионный ток создает падение напряжения на резисторе R, которое усиливается высокоомным усилителем постоянного тока и поступает на измерительный прибор.

Ионизационно-пламенный метод позволяет обнаруживать микроконцентрации органических соединений, поступающих в преобразователь со скоростью $10^{-12}...10^{-14}$ г/с [24].

23.3. Спектрометрические методы измерения состава и концентрации веществ

Спектрометрические методы основаны на избирательной способности веществ поглощать, излучать, отражать, рассеивать или преломлять различного рода излучения. В зависимости от длины волны эти методы подразделяют на *электроакустические, ультразвуковые, радиоспектрометрические, электрооптические* и *радиоактивные*.

Электроакустический метод основан на зависимости скорости звука от состава и концентрации веществ в исследуемой среде.

Ультразвуковой метод основан на поглощении или изменении скорости распространения ультразвуковых колебаний в жидкостях и газах (например, скорость распространения ультразвука в воде в четыре раза больше, чем в воздухе). Приборы, построенные на основе этих методов, состоят из акустического или ультразвукового излучателя и приемника-преобразователя этих колебаний в электрические сигналы. Между излучателем и приемником помещается исследуемое вещество. Структурные схемы этих приборов ничем не отличаются, например, от схемы ультразвукового гидролокатора.

Радиоспектрометрические — это методы ядерного магнитного резонанса (ЯМР), электронного парамагнитного резонанса (ЭПР) и микроволновая спектроскопия. Порог чувствительности — 0,0001...0,1 % объема. Минимальное количество твердого тела не превышает 10^{-13} г, погрешность измерения — 2...3 %.

Радиочастотные масс-спектрографы позволяют непрерывно анализировать вещество и могут быть использованы для автоматического регулирования технологических процессов.

Электрооптические методы основаны на избирательном поглощении, излучении или рассеянии компонентами исследуемого вещества светового излучения в видимом, инфракрасном и ультрафиолетовом диапазонах длин волн.

Наиболее широкое применение при построении газоанализаторов получили два метода: инфракрасной спектроскопии (оптико-акустический метод) и фотоколориметрический.

Оптикоакустический метод основан на избирательном поглощении различными газами модулированной низкой частотой инфракрасной радиации и преобразовании возникающих акустических колебаний с помощью микрофона в электрические сигналы. Известно, что поглощать инфракрасные лучи могут все газы, которые содержат в молекуле два и более различных атомов, например окись углерода, двуокись углерода, метан.

Фотоколориметрический метод основан на определении концентрации по интенсивности окраски анализируемого вещества или индикатора, измеряемой с помощью фотоэлементов или фоторезисторов. Метод широко применяется для измерения жидких и газообразных веществ в окрашенных средах. Например, фотоколометрический анализатор содержания кислорода в воде основан на измерении оптической плотности анализируемой воды, изменяющейся за счет окрашенных соединений, которые образуются в результате взаимодействия растворенного в воде кислорода вводимым в пробу реагентом. Преобразование измеряемой величины (кислородосодержания) в изменение электрического сопротивления фоторезистора в фотоколориметрическом анализаторе осуществляется с помощью оптического блока.

23.4. Тепловые и термомагнитные газоанализаторы

Тепловые методы анализа основаны на зависимости тепловых свойств вещества от его химического состава или на определении температурных изменений при различных физико-химических и фазовых превращениях вещества. Они применяются для анализа газов, вакуума и влажности газов.

Если в качестве измеряемой величины используется теплопроводность газовой смеси, зависящая от концентрации исследуемого компонента, то газоанализаторы называют *термокондуктометрическими*. Такие приборы используют для измерения концентрации водорода, двуокиси углерода, аммиака, гелия, хлора и других газов, теплопроводность которых значительно отличается от теплопроводности других компонентов смеси. Последнее обстоятельство вызвано аддитивным свойством теплопроводности газовой смеси, т. е.

$$\lambda = m_1\lambda_1 + m_2\lambda_2 + \ldots,$$

где m_1, m_2, ...— мольные концентрации компонентов; λ_1, λ_2, ...— теплопроводности этих компонентов. Термокондуктометрические газоанализаторы применяются в основном для анализа бинарных газовых смесей. Анализ многокомпонентных смесей возможен только при условии, что все компоненты, кроме определяемого, имеют одинаковую теплопроводность.

В термокондуктометрических газоанализаторах, как правило, осуществляется непрерывное сравнение теплопроводности анализируемого газа с теплопроводностью воздуха или иного сравнительного газа. При этом следует учитывать, что значение теплопроводности зависит от температуры, и, так как температурные коэффициенты теплопроводности газов неодинаковы, при некоторых температурах теплопроводности различных газов оказываются одинаковыми или равными теплопроводности воздуха (например, для двуокиси углерода и кислорода — при 490 °С, для аммиака и воздуха — при 70 °С, для двуокиси углерода и воздуха — при 600 °С [9, 19]). Для анализа газов при сравнении с теплопроводностью воздуха наиболее благоприятный температурный режим обеспечивается при 80...100 °С.

Измерительные ячейки термокондуктометрических газоанализаторов обычно представляют собой металлический блок (рис. 23.6), в котором просверлены два сквозных отверстия для прохождения соответственно анализируемого и сравнительного газов. По оси каждой из четырех камер установлены тонкие платиновые нити, изолированные от корпуса с помощью изоляционных втулок, причем платиновые проволоки могут покрываться стеклом. Подача и обмен газов в камерах происходят согласно схеме, показанной на рис. 23.6.

Платиновые проволоки, представляющие собой чувствительные элементы датчика газоанализатора, изготовляются одинаковых размеров с равными значениями электрического сопротивления.

Простейшей измерительной схемой термокондуктометрического газоанализатора является неуравновешенный мост постоянного тока. Все плечи моста образованы платиновыми чувствительными элементами датчика газоанализатора, через которые протекает постоянный ток

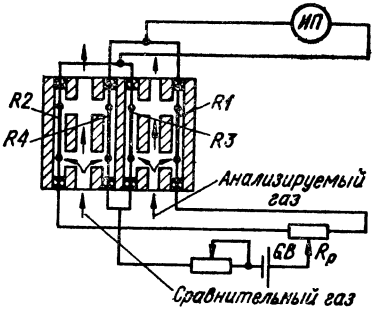


Рис. 23.6. Мостовая неуравновешенная схема термокондуктометрического газоанализатора

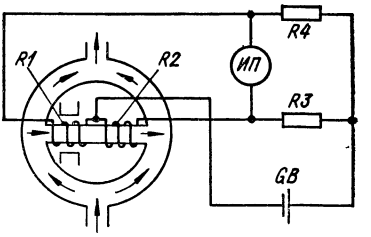


Рис. 23.7. Схема термомагнитного кислородомера

одинакового значения и нагревает их. Для температурной компенсации начальных сопротивлений чувствительных элементов *R1* и *R3* измерительных камер и *R2*, *R4* сравнительных камер включают регулируемый резистор $R_р$. До тех пор, пока отвод тепла от нагретых чувствительных элементов *R1*, *R2*, *R3* и *R4* в обеих камерах одинаков, мост находится в равновесии.

При подаче в измерительные камеры газа с другой теплопроводностью это равновесие нарушается вследствие изменения температуры чувствительных элементов и вместе с этим и сопротивлений *R1* и *R3*. Значение тока в измерительной диагонали моста пропорционально концентрации исследуемого газа. Для многих смесей характерна нелинейная зависимость теплопроводности и концентрации анализируемого газа. Поэтому необходимо снимать градуировочную кривую, по которой должна изготовляться шкала измерительного прибора *ИП*.

Мостовая схема постоянного тока имеет высокую чувствительность, однако на показания *ИП* влияет нестабильность источника питания схемы *GB*. Промышленные термокондуктометрические газоанализаторы типа ТП основаны на компенсационно-мостовых схемах переменного тока (автоматический компаратор напряжения), которые применяются для измерения объемных концентраций CO_2 или H_2 в пределах 0...10, 0...20, 0...30, 20...60, 40...80, 80...100 % в многокомпонентных смесях газов. Основная погрешность газоанализаторов ±2,5 %; инерционность 1...2 мин [24].

Для анализа горючих газов (метана, окиси углерода, водорода, паров бензина и др.) применяют *термохимические* газоанализаторы, основанные на измерении повышения температуры за счет полезного тепла, выделяемого при их сгорании (окислении).

Существует два типа термохимических газоанализаторов, в которых используется реакция каталитического окисления. К первому типу относятся приборы, в которых реакция каталитического горения определяемого компонента осуществляется на поверхности нагретой каталитически активной платиновой или платиново-иридиевой проволоки. Эта проволока является одновременно чувствительным элементом измерительной ячейки, конструкция которой аналогична датчикам термокондуктометрических газоанализаторов. Чувствительный элемент нагревается постоянным током до нескольких сотен градусов и на

нем происходит каталитическое дожигание, в результате которого изменяется электрическое сопротивление чувствительного элемента. Сравнительный элемент из того же материала, что и измерительный, находится в закрытой камере, заполненной воздухом. Оба элемента вместе с двумя постоянными резисторами образуют неуравновешенную мостовую цепь постоянного тока, аналогичную, изображенной на рис. 23.6. Ток в измерительной диагонали моста пропорционален концентрации измеряемого горючего компонента.

К другому типу относятся газоанализаторы, в которых каталитическое окисление определяемого компонента осуществляется на насыпном катализаторе при протекании через него анализируемой газовой смеси. Полезный тепловой эффект измеряют в рабочей камере с помощью платинового чувствительного элемента, который обычно включается в одно из плеч мостовой неуравновешенной схемы постоянного тока. Остальные плечи моста образованы платиновым сравнительным элементом, компенсирующим изменения температуры окружающей среды, и двумя резисторами с постоянным сопротивлением. Благодаря выделению тепла при сгорании определяемого компонента возрастает температура, а следовательно, и сопротивление чувствительного элемента, вследствие чего нарушается равновесие моста и возникает ток в его измерительной диагонали, пропорциональный концентрации определяемого компонента в анализируемом газе.

Термомагнитные методы газового анализа основаны на температурной зависимости магнитной восприимчивости парамагнитных газов, т. е. газов, притягиваемых магнитным полем. Обычно термомагнитные газоанализаторы используются для измерения концентрации кислорода в газовых смесях, поскольку из всех газов кислород обладает наибольшей магнитной восприимчивостью.

На рис. 23.7 показана схема термомагнитного кислородомера с кольцевой измерительной камерой, выполненной в виде полого металлического кольца, соединенного по горизонтальному диаметру тонкостенной стеклянной трубкой. На этой трубке намотана двухсекционная нагревательная платиновая обмотка, образующая одновременно резистивные чувствительные элементы *R1* и *R2*, причем чувствительный элемент *R1* расположен между полюсами сильного постоянного магнита. Чувствительные элементы *R1* и *R2* вместе с постоянными резисторами *R3* и *R4* образуют неуравновешенный мост постоянного тока, питаемый от стабилизированного источника напряжения *GB*.

Если анализируемый газ содержит кислород, то он втягивается в стеклянную трубку со стороны сильного действия магнитного поля. При этом газ нагревается чувствительным элементом *R1*, в результате чего падает его магнитная восприимчивость и образовавшийся через стеклянную трубку постоянный газовый поток или холодный газ, втягиваясь в магнитное поле, выталкивает нагретый газ.

Поскольку терморезистор *R1* находится в зоне холодного газа, а терморезистор *R2* — в зоне нагретого, сопротивление первого несколько уменьшается, а другого увеличивается, что приводит к нарушению равновесия моста. Измеряемое с помощью измерительного прибора *ИП* напряжение в измерительной диагонали моста пропорционально содержанию кислорода в газовой смеси.

Следует отметить, что показания *ИП* сильно зависят от наклона стеклянной трубки, и для газоанализаторов с диапазоном измерения от 0 она должна быть установлена строго горизонтально. Изменяя угол наклона трубки, можно получать технически интересные диапазоны измерения: 20...21 % O_2 и 95...100 % O_2 [9], т. е. диапазоны измерения с подавлением нуля.

Для уменьшения влияния на погрешность измерения нестабильностей температуры окружающей среды и напряжения питания в термомагнитных газоанализаторах типа МН используется компенсационно-мостовая измерительная цепь [19, 24].

23.5. Измерения влажности

Количественное определение влажности газов, твердых и сыпучих материалов необходимо почти во всех отраслях народного хозяйства, в метеорологии и в научных исследованиях. Характерной особенностью измерения влажности является широкий диапазон измерения: от нескольких миллионных долей процента (при контроле влажности чистых газов) до значений, близких к 100 % (при измерениях влагосодержания растений и других биологических объектов).

Влажность газов измеряется в единицах абсолютной или относительной влажности. *Абсолютная влажность* a (г/м^3) — масса водяного пара, содержащегося в единице объема влажного газа. *Относительная влажность* φ — отношение количества водяного пара, находящегося в одном кубическом метре газовой смеси, к максимально возможному количеству пара, содержащемуся в том же объеме смеси при той же температуре.

Измерение абсолютной влажности газов методом точки росы заключается в определении температуры, до которой необходимо охладить при постоянном давлении ненасыщенный газ для того, чтобы он стал насыщенным.

В современных зеркальных гигрометрах точки росы в поток анализируемого газа помещают металлическое зеркальце, которое охлаждается с помощью полупроводникового элемента Пельтье. Температура зеркальца регулируется с помощью фотоэлемента, фиксирующего насыщение газа по образованию на зеркальце росы или выпадению изморози. Температура, измеряемая с помощью контактного термопреобразователя, служит показателем точки росы. Время установлений показаний составляет несколько секунд.

Абсолютную влажность газов измеряют также электрометрическими подогревными датчиками, которые представляют собой чехол из стеклоткани, пропитанный водным раствором хлористого лития (LiCl), надетый на чувствительный элемент термопреобразователя. Поверх чехла намотаны две неприкасающиеся между собой проволочки, к которым прикладывается небольшое напряжение переменного тока. Вследствие протекания тока через проводящий слой раствора LiCl последний нагревается и гигроскопический слой высыхает. При этом протекание тока прекращается и слой охлаждается до тех пор, пока вновь не станет поглощать влагу из анализируемого газа.

В промежутке между высыханием гигроскопического слоя и по-

глощением воды устанавливается равновесная температура, которая зависит только от абсолютной влажности газа. В качестве термопреобразователя может использоваться терморезистор, включенный в схему автоматического уравновешенного моста.

Для измерения относительной влажности газов при положительных температурах (0...100 °С) широко используется психрометрический метод, основанный на измерении разности температур двух термопреобразователей: сухого ($\Theta_с$), находящегося в исследуемой газовой среде, и мокрого ($\Theta_м$), который смочен водой и находится в термодинамическом равновесии с окружающей газовой средой. При этом относительная влажность определяется по формуле

$$\varphi = \frac{E_м}{E_с} - \frac{Ap}{E_с}(\Theta_с - \Theta_м),$$

где $E_с$ и $E_м$ — максимальные упругости водяного пара соответственно при температурах $\Theta_с$ и $\Theta_м$; p — атмосферное давление; A — психрометрический коэффициент, который определяется по специальным психрометрическим таблицам, составленным для определенных конструкций психрометров.

Чем ниже влажность анализируемого газа, тем интенсивнее испарение с поверхности чувствительного элемента мокрого термометра и тем ниже его температура $\Theta_м$.

В автоматических психрометрах разность температур измеряется с помощью термопреобразователей сопротивления и автоматических мостов, шкала которых проградуирована в единицах относительной влажности.

Влажность твердых и сыпучих тел определяется либо влагосодержанием

$$d = \frac{M}{M_0},$$

либо влажностью

$$W = \frac{M}{M_1} = \frac{M}{M_0 + M},$$

где M — масса влаги, содержащейся в теле; M_0 — масса абсолютно сухого тела; M_1 — масса влажного материала.

Иногда величины d и W выражают в процентах.

В зависимости от используемых электрических свойств материалов различают *кондуктометрический* и *диэлькометрический,* или *емкостный,* методы измерения влажности.

Кондуктометрический метод основан на зависимости удельной объемной проводимости, измеряемой на постоянном токе, от содержания влаги. Зависимость активного сопротивления R_x испытуемого материала, размещенного между электродами преобразователя, от влажности W выражается формулой

$$R_x = \frac{c}{W^k},$$

где c и k — положительные постоянные коэффициенты, зависящие от исследуемого материала и параметров преобразователя. Для низких

влажностей ($W \approx 20$ %) используют приближенную формулу, выражающуюся в полулогарифмических координатах:

$$\lg R_x = a - bW.$$

Нижний предел измерения кондуктометрических влагомеров для большинства твердых материалов ограничен значениями влажности $W = 5...8$ %, что связано с измерением очень больших сопротивлений ($R_x \geqslant 10^{12}$ Ом).

Диэлькометрический, или емкостный, метод основан на зависимости диэлектрических свойств материала от влажности. Поскольку для сухих веществ диэлектрическая проницаемость $\varepsilon = 2...5$, а для воды $\varepsilon = 81$, небольшое изменение влажности материала приводит к значительному изменению ε.

В качестве измерительных цепей в емкостных влагомерах и диэлькометрах чаще всего применяются трансформаторные мосты с тесной индуктивной связью плеч и резонансные измерительные цепи [24].

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1

Некоторые единицы СИ и их соотношения с единицами системы СГС

Величина	Единица СИ			
	Наименование	Обозначение		Содержит единиц системы СГС
		русское	международное	
Основные единицы				
Длина	метр	м	m	10^2
Масса	килограмм	кг	kg	10^3
Время	секунда	с	s	1
Сила электрического тока	ампер	А	A	$3 \cdot 10^9$
Термодинамическая температура	кельвин	К	K	
Количество вещества	моль	моль	mol	
Сила света	кандела	кд	cd	
Дополнительные единицы				
Плоский угол	радиан	рад	rad	
Телесный угол	стерадиан	ср	sr	
Производные единицы пространства и времени				
Площадь	квадратный метр	$м^2$	m^2	10^4
Объем	кубический метр	$м^3$	m^3	10^6
Скорость	метр в секунду	м/с	m/s	10^2
Угловая скорость	радиан в секунду	рад/с	rad/s	
Ускорение	метр на секунду в квадрате	$м/с^2$	m/s^2	10^2
Угловое ускорение	радиан на секунду в квадрате	$рад/с^2$	rad/s^2	
Производные единицы механических величин				
Частота	герц	Гц	Hz	
Плотность	килограмм на кубический метр	$кг/м^3$	kg/m^3	10^{-3}
Момент инерции (динамический)	килограмм-метр в квадрате	$кг \cdot м^2$	$kg \cdot m^2$	10^7
Сила; сила тяжести (вес)	ньютон	Н	N	10^5
Момент силы	ньютон-метр	Н·м	N·m	10^7
Давление; механическое напряжение	паскаль	Па	Pa	10^3
Работа; энергия	джоуль	Дж	J	10^7
Мощность	ватт	Вт	W	10^7

Величина	Единица СИ			
	Наименование	Обозначение		Содержит единиц системы СГС
		русское	международное	
Производные единицы электрических и магнитных величин				
Количество электричества; электрический заряд	кулон	Кл	C	$3 \cdot 10^9$
Электрическое напряжение; электрический потенциал, электродвижущая сила	вольт	В	V	$\frac{1}{3} \cdot 10^{-2}$
Напряженность электрического поля	вольт на метр	В/м	V/m	$\frac{1}{3} \cdot 10^{-4}$
Электрическая емкость	фарад	Ф	F	$9 \cdot 10^{-11}$
Электрическое сопротивление	ом	Ом	Ω	$\frac{1}{9} \cdot 10^{-11}$
Электрическая проводимость	сименс	См	S	$9 \cdot 10^{11}$
Магнитный поток	вебер	Вб	Wb	10^8
Магнитная индукция	тесла	Тл	T	10^4
Магнитодвижущая сила, разность магнитных потенциалов	ампер (ампер-виток)	А (Ав)	A (At)	$4\pi \cdot 10^{-1}$
Напряженность магнитного поля	ампер на метр	А/м	A/m	$4\pi \cdot 10^{-3}$
Индуктивность, взаимная индуктивность	генри	Гн	H	10^9
Магнитное сопротивление	ампер на вебер	А/Вб	A/Wb	$4\pi \cdot 10^{-9}$
Магнитная проводимость	вебер на ампер	Вб/А	Wb/A	$\frac{1}{4\pi} \cdot 10^9$
Электромагнитная энергия	джоуль	Дж	J	
Активная мощность	ватт	Вт	W	
Реактивная мощность	вар	вар	var	
Полная мощность	вольт-ампер	В·А	V·A	
Производные единицы тепловых величин				
Количество теплоты; термодинамический потенциал	джоуль	Дж	J	10^7
Тепловой поток	ватт	Вт	W	10^7
Коэффициент теплообмена (теплоотдачи); коэффициент теплопередачи	ватт на квадратный метр-кельвин	Вт/(м²×К)	W/m²·K	10^3
Коэффициент теплопроводности	ватт на метр-кельвин	Вт/(м×К)	W/m·K	10^5
Температурный коэффициент	кельвин в минус первой степени	$К^{-1}$	K^{-1}	
Производные единицы световых величин				
Световой поток	люмен	лм(кд×ср)	lm	
Освещенность	люкс	лк(лм/м²)	lx	
Световая энергия	люмен-секунда	лм·с	lm·s	
Энергия излучения	джоуль	Дж	J	
Поток излучения	ватт	Вт	W	

Величина	Единица СИ			
	Наименование	Обозначение		Содержит единиц системы СГС
		русское	международное	
Поверхностная плотность потока излучения	ватт на квадратный метр	Вт/м²	W/m²	
Энергетическая светимость	ватт на квадратный метр	Вт/м²	W/m²	
Энергетическая сила света	ватт на стерадиан	Вт/ср	W/sr	
Производные единицы в области ионизирующего излучения				
Энергия ионизирующего излучения	джоуль	Дж	J	
Поток энергии ионизирующего излучения	ватт	Вт	W	
Доза излучения	грэй	Гр		
Интенсивность излучения	ватт на квадратный метр	Вт/м²	W/m²	

Приложение 2

Важнейшие физические константы

Наименование величины	Обозначение	Значение константы в единицах СИ
Абсолютный нуль температуры	0 K	0 K = — 273,16 °C
Тройная точка воды	$T_{тр}$	(273,160 ± 0,0001) K = (0,0100 ± ± 0,0001) °C
Ускорение свободного падения	g	9,80665 м/с²
Постоянная Больцмана	k	$1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К
Заряд электрона	e	$1{,}6 \cdot 10^{-19}$ Кл
Удельный заряд электрона	e/m_e	$1{,}7589 \cdot 10^{11}$ Кл/кг
Электрическая постоянная	ε_0	$8{,}854188 \cdot 10^{-12}$ Ф/м
Магнитная постоянная	μ_0	$1{,}256637 \cdot 10^{-6}$ Гн/м
Скорость света в вакууме	c	$(2{,}997925 \pm 0{,}000005) \cdot 10^8$ м/с
Постоянная Планка	h	$(6{,}62618 \pm 0{,}00023) \cdot 10^{-34}$ Дж·с
Универсальная газовая постоянная	R	8,31441 Дж/(моль·К)
Постоянная Авогадро (число молекул в одном моле вещества)	N_A	$6{,}022045 \cdot 10^{23}$ моль$^{-1}$

Контрольные вопросы и задания (по главам)

1.1. Дайте определения понятий физической величины, ее размера, размерности и различных видов ее значений. В чем различие между размером и истинным значением физической величины?

1.2. Поясните различия между методом, методикой и видом измерений?

2.1. Поясните понятия принципа действия и приведенные структурные схемы средства измерений прямого и уравновешивающего преобразований.

2.2. Чем обусловлено различие между статическими и динамическими характеристиками; какая связь между временными и частотными характеристиками преобразования?

3.1. Почему погрешности измерений нельзя отождествлять с погрешностями средств измерений?

3.2. Поясните понятия доверительного интервала и доверительной вероятности.

4.1. В чем заключается сущность сопряжения средств измерений, обеспечения информационной и метрологической совместимости?

4 2. В чем сущность согласования сопрягаемых преобразователей? Зависимость эффективности преобразования от степени согласованности сопротивлений для генераторных и параметрических преобразователей.

5.1. Дайте определения понятий основной и дополнительных погрешностей и класса точности средства измерений.

5.2. Роль, виды и основные правила поверки средств измерений.

6.1. Дайте определение понятий номинального и действительного значений меры и ее погрешности.

6.2. Перечислите основные разновидности мер электрических величин.

7.1. Приведите основные технические характеристики шунтов, добавочных сопротивлений, делителей напряжения и измерительных трансформаторов.

7.2. Укажите на особенности построения измерительных усилителей, приведите их основные технические характеристики.

8 1. Назовите основные элементы конструкции измерительных механизмов и укажите их назначение.

8.2. Укажите основные технические характеристики магнитоэлектрических, выпрямительных и термоэлектрических приборов.

8.3. Назовите особенности аналоговых электронных приборов и укажите их основные технические характеристики.

8.4. Дайте сравнительные оценки электро-, ферродинамических и электромагнитных приборов.

8.5. Объясните принцип работы электростатических приборов и приведите их основные технические характеристики.

9.1. В чем заключается сущность мостового метода измерений? Приведите схемы и укажите основные особенности одинарных и двойных мостов постоянного тока.

9.2. Приведите принципиальную схему и объясните принцип работы компенсатора напряжения постоянного тока.

9.3. Укажите особенности построения приборов уравновешивающего преобразования (мостов и компенсаторов) переменного тока.

10.1. Какие основные операции осуществляются над измерительными сигналами в процессе аналого-цифрового преобразования?

10 2. Укажите основные характеристики цифровых измерительных приборов.

10.3. Назовите основные виды аналого-цифровых преобразований.

10.4. Укажите области применения цифровых средств измерений с квантованием частотно-временных параметров и параметров интенсивности.

11.1. Объясните, как возникают методические погрешности при измерении тока и напряжения с помощью амперметра и вольтметра.

11.2. Дайте сравнительную характеристику методов и средств измерения постоянных тока и напряжения, переменных тока и напряжения.

12.1. Какие приборы применяются для измерений мощности в цепях постоянного и однофазного переменного токов? Приведите схемы их включения.

12.2. Приведите основные схемы включения ваттметров при измерении активной и реактивной мощностей в цепях трехфазного тока и объясните особенности их применения.

12.3. С помощью каких приборов можно измерить угол сдвига фаз между токами и напряжениями, а также коэффициент мощности в однофазных и трехфазных цепях переменного тока?

13.1. Дайте сравнительную характеристику методов и средств измерения частоты электрических сигналов.

14 1. Дайте сравнительную характеристику методов и средств измерений сопротивления постоянному току.

14.2 Какие методы и приборы применяются для измерений сопротивления изоляции устройств, находящихся под напряжением?

14.3 Объясните принципы действия и особенности применения средств измерения сопротивления заземления.

15 1. Укажите особенности измерения параметров электрических цепей переменного тока.

16.1. Приведите основные разновидности и объясните принцип действия преобразователей магнитных величин.

16.2. Приведите основные разновидности мер магнитных величин и укажите их основные технические характеристики.

17.1. В чем заключается сущность баллистического метода измерения магнитного потока? Приведите принципиальную схему фотогальванометрического веберметра.

17 2. Приведите принципиальные схемы и укажите особенности принципа действия ферромодуляционного и ЯМР-тесламетров.

18 1. Приведите основные статические характеристики ферромагнетиков и объясните принцип индукционно-импульсного метода их определения.

18.2. Приведите основные динамические характеристики ферромагнетиков и объясните основные способы их экспериментального определения.

19.1. Укажите особенности контактных и бесконтактных методов измерения неэлектрических величин.

19 2. Объясните особенности схем аналоговых и цифровых приборов для измерения неэлектрических величин.

20.1. Приведите основные технические характеристики и области применения первичных преобразователей различных неэлектрических величин.

21.1. Приведите основные схемы и укажите особенности измерения размеров, уровней и расстояний.

21.2. Укажите особенности и приведите основные схемы измерений механических напряжений, деформаций, сил, давлений, крутящих моментов.

21.3. Приведите дифференциальное уравнение инерциальной системы. Укажите особенности работы инерциальных элементов виброметров и акселерометров.

22.1. В чем заключаются особенности контактных методов измерения температуры? Укажите источники инструментальных и методических погрешностей.

22.2. Объясните принцип действия и приведите основные структурные схемы пирометров.

23.1. Какие методы измерения химического состава и концентрации веществ относятся к электрохимическим и в чем их особенности?

23.2. Приведите схемы ионизационных, тепловых и термомагнитных газоанализаторов и объясните принцип их действия.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Агейкин Д. И., Костина Е. И., Кузнецова Н. Н. Датчики контроля и регулирования.— М. : Машиностроение, 1965.— 928 с.
2. Азизов А. М., Гордов А. Н. Точность измерительных преобразователей.— Л. : Энергия, 1975.— 256 с.
3. Арутюнов В. О. Электрические измерительные приборы и измерения.— М.; Л. : Госэнергоиздат, 1958.— 552 с.
4. Афанасьев Ю. В., Студенцов Н. В., Хорев В. Н. и др. Средства измерения параметров магнитного поля.— Л. : Энергия, 1979.— 320 с.
5. Вепшек Я. Измерение низких температур электрическими методами.— М. : Энергия, 1980.— 224 с.
6. Гаврилюк М. А., Соголовский Е. П. Электронные измерители *RLC*.— Львов : Вища шк., 1979.— 134 с.
7. Гордов А. Н. Основы пирометрии.— М. : Металлургия, 1971.— 448 с.
8. Губарь В. И., Туз Ю. М., Володарский Е. Т. Аналого-цифровые преобразователи переменного тока.— К. : Техніка, 1979.— 192 с.
9. Измерения в промышленности. Справочник / Под ред. П. Профоса; Пер. с нем. под ред. Агейкина Д. И.— М. : Металлургия, 1980.— 648 с.
10. Карандеев К. Б., Гриневич Ф. Б., Новик И. А. Емкостные самоскомпенсированные уровнемеры.— М.; Л. : Энергия, 1966.— 136 с.
11. Линевег Ф. Измерение температур в технике. Справочник.— М. : Металлургия. 1980.— 544 с.
12. Маликов М. Ф. Основы метрологии.— М. : Комитет по делам мер и изм. приборов при СМ СССР, 1949.— 478 с.
13. Малиновский В. Н. Цифровые измерительные мосты.— М. : Энергия, 1976.—193 с.
14. Обозовський С. С. Елементи теорії многочленних похибок засобів вимірювань.— Львів : Політехн. ін-т, 1981.— 100 с.
15. Орнатский П. П. Автоматические измерения и приборы. К. : Вища шк., 1980.— 560 с.
16. Полищук Е. С. Измерительные преобразователи. К. : Вища шк., 1981.— 296 с.
17. Поліщук Є. С., Обозовський С. С., Шморгун Є. І., Кочан В. О. Електричні вимірювання електричних та неелектричних величин.— К. : Вища шк., 1978.— 352 с.
18. Преображенский А. А. Аналоговые электроизмерительные приборы.— М. : Высш. шк., 1979.— 351 с.
19. Преображенский В. П. Теплотехнические измерения и приборы.— М. : Энергия, 1978.— 704 с.
20. Проненко В. И., Якирин Р. В. Метрология и промышленности.— К. : Техніка, 1979.— 222 с.
21. Сергеев В. Г., Шихин А. Я. Магнитоизмерительные приборы и установки.— М. : Энергоиздат, 1982.—152 с.
22. Темников Ф. Е., Афонин В. А., Дмитриев В. И. Теоретические основы информационной техники.— М. : Энергия, 1971.— 424 с.
23. Тепляков И. М., Калашников И. Д., Рощин Б. В. Радиолинии космических систем передачи информации.— М. : Сов. радио, 1975.— 399 с.

24. Туричин А. М., Новицкий П. В. и др. Электрические измерения неэлектрических величин / Под ред. П. В. Новицкого.— 5-е изд., перераб. и доп.— Л. : Энергия, 1975.— 576 с.
25. Цапенко П. П. Измерительные информационные системы. М. : Энергия, 1974.— 320 с.
26. Швецкий Б. И. Электронные цифровые приборы.— К. : Техніка, 1981.— 242 с.
27. Шляндин В. М. Цифровые измерительные устройства.— М. : Высш. шк., 1981.— 335 с.
28. Электрические измерения. Средства и методы измерений (общий курс) / Под ред. Е. Г. Шрамкова.— М. : Высш. шк., 1972.— 520 с.
29. Электрические измерения / Байда Л. И., Добротворский Н. С., Душин Е. М. и др.; Под ред. А. В. Фремке и Е. М. Душина.— 5-е изд., перераб. и доп.— Л. : Энергия, 1980.— 392 с.
30. Электрические измерения (с лабораторными работами) / Демидова-Панферева Р. М., Малиновский В. Н., Попов В. С. и др.; Под ред. В. Н. Малиновского.— М. : Энергоиздат, 1982.— 392 с.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Акселерометры 320
Амперметры магнитоэлектрические 109
— электро- и ферродинамические 124
— электромагнитные 127
— электронные 116
Анализаторы спектра 121

Варметры 195
Ваттметры электро- и ферродинамические 124
— цифровые 163
— электронные 118, 131
Веберметры 244
Величины физические 6
— —, единицы 10
— —, эталоны 71
Велосиметры 320
Виброметры 320
Вольтметры магнитоэлектрические 109
— электро- и ферродинамические 124
— электромагнитные 127
— электронные 114
— электростатические 131, 180

Газоанализаторы ионизационные 338
— тепловые и термомагнитные 341
— термокондуктометрические 341
— термохимические 342

Делители напряжения 93
— — емкостные и индуктивные 94
— — резистивные 93

Измерения 3, 7
— влажности 344
— емкости и угла потерь 221
— индуктивности и взаимной индуктивности 222
—, классификация 16
— магнитного потока 242
— магнитной индукции и напряженности магнитного поля 247
— магнитных величин 228
— механических — 305
— — напряжений, деформаций, сил, давлений и крутящих моментов 314
— мощности в цепях трехфазного тока активной 191
— — — — — — реактивной 195
— — — — тока однофазного переменного 189
— — — — — постоянного 187
— неэлектрических величин 262
—, обеспечение единства и требуемой точности 65, 77
— параметров движения 320
— — электрических цепей переменного тока 219
— размеров 305
— расстояний 311
— сопротивления 204
— — заземления 218
— — изоляции 215
— — приборами прямого преобразования 206
— тока и напряжения 175
— — — — переменных 183
— — — — постоянных 178
— температуры 324
— угла сдвига фаз и коэффициента мощности 199
— уровней 308
— химического состава, концентрации и влажности веществ 334
— частоты 202
— электрических величин 78
— энергии 197
Информация измерительная 7

Кодирование информации 8
Компараторы 185
Компенсаторы напряжения переменного тока 150
— — постоянного — 147, 180
Куметры 224

Меры емкости 86
— индуктивности и взаимоиндуктивности 84
— магнитных величин 239
— э. д. с. и напряжения 78
— электрических величин 78
— электрического сопротивления 80
Метод замещения 213
— измерения сопротивления компенсационный 207
— — — мостовой 210
— условного нуля 214
Методы измерения спектрометрические состава и концентрации веществ 339
— электрических измерений 4
— — —, классификация 18

— — — температуры бесконтактные 330
— — — — — контактные 327
Мосты автоматические для измерений неэлектрических величин 270
— измерительные переменного тока 143
— — постоянного — 140

Омметры 109
— электронные 117
Осциллографы светолучевые 137

Пермеаметры 253
Пирометры полного и частичного излучения 330
— спектрального отношения 332
Погрешности измерения 10, 31, 194
— —, общие вопросы оценивания 40
— —, точечные, интервальные и обобщенные характеристики 38
— —, факторы, классификация и законы распределения 31
Потенциометры автоматические 273
Преобразователи гальванические 296
— гальваномагнитные 234
— Гаусса 235
— дифференциально-трансформаторные 273
— емкостные 280
— индукционные и ферромодуляционные 230, 287
— ионизационные 302
— квантовые 236
— магнитные измерительные 228
— неэлектрических величин 264
— оптико-электрические 299
— пьезоэлектрические 282
— резистивные электролитические 295
— реостатные 276
— тензорезистивные 277
— тепловые 288
— терморезистивные 291
— термоэлектрические 288, 327
— Холла 234, 247
— цифроаналоговые 169
— электрических величин 87
— — — аналого-цифровые 152
— — — цифроаналоговые 153
— электрокинетические 299
— электромагнитные 284
— электростатические 280
— электрохимические 294
— ЯМР 248
Приборы измерительные аналоговые прямого преобразования 99
— — для анализа характеристик сигналов 119
— — индукционные 132
— —, классификация 21
— — магнитоэлектрические 107, 178
— — —, амперметры, вольтметры и омметры 109
— — —, гальванометры 110
— — регистрирующие прямого преобразования 135
— — — уравновешивающего — 140
— — термоэлектрические 112
— — цифровые 151
— — — переменного тока 168
— — — с квантованием параметров интенсивности 165
— — электро- и ферродинамические 122, 179
— — электромагнитные 126, 180
— — электронные аналоговые 114
— — электростатические 127

Резисторы добавочные 88
Результаты измерения 9
— —, оценивание погрешностей 45
— —, формы представления 43
Ротаметры 323

Светодальномеры 312
Сигнал измерительный 8
Системы единиц 12
— информационно-измерительные цифровые 171
— счисления и коды 155
Средства аналого-цифрового преобразования физических величин 157
— измерений 20
— —, классы точности 68
— —, параметры 25
— —, помехозащита 62
— —, преобразовательные характеристики 27
— —, структура 23
— —, сопряжение 50
— цифровые 152
Счетчики электрической энергии 132, 197

Тензостанции 316
Техника измерительная 3
Торсиометры 319
Трансформаторы измерительные 89
— — постоянного тока 92

Усилители измерительные 96

Фазометры цифровые 162
— электродинамические 125
— электронные 118
Фарадметры 221
Феррометр 258

Частотомеры цифровые 161
— электромагнитные 203
— электронные 118

Шунты 87

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение (С. С. Обозовский) 3

Часть первая

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ИЗМЕРЕНИЙ 6

Глава 1. **Физические величины и измерения** (С. С. Обозовский)

1.1. Исходные понятия и определения 6
1.2. Единицы физических величин 10
1.3. Классификация измерений 16

Глава 2. **Средства измерений** (С. С. Обозовский)

2.1. Классификация средств измерений 20
2.2. Структура средств измерений 23
2.3. Параметры средств измерений 25
2.4. Преобразовательные характеристики средств измерений 27

Глава 3. **Погрешности** (С. С. Обозовский)

3.1. Факторы, классификация и законы распределения погрешностей 31
3.2. Точечные, интервальные и обобщенные характеристики погрешностей . . 38
3.3. Общие вопросы оценивания погрешностей результатов измерений . . . 40
3.4. Оценивание погрешностей результатов прямых измерений 45
3.5. Погрешности косвенных измерений 49

Глава 4. **Сопряжение средств измерений** (Е. С. Полищук)

4.1. Общие сведения 50
4.2. Линеаризация функции преобразования 51
4.3. Коррекция динамических характеристик 54
4.4. Согласование входных и выходных сопротивлений 56
4.5. Помехи в измерительных цепях и помехозащита средств измерений . . . 60

Глава 5. **Обеспечение единства и требуемой точности измерений** (С. С. Обозовский)

5.1. Единство измерений и метрологическое обеспечение 65
5.2. Эталоны единиц физических величин 71
5.3. Метрологический надзор и Государственная система обеспечения единства измерений 74

Часть вторая

ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН 78

Глава 6. **Меры электрических величин** (О. В. Ивахив, С. С. Обозовский)

6.1. Меры электродвижущей силы и напряжения 78
6.2. Меры электрического сопротивления 80
6.3. Меры индуктивности и взаимоиндуктивности 84
6.4. Меры емкости 86

Глава 7. **Преобразователи электрических величин** (О. В. Ивахив, Е. С. Полищук)

7.1. Шунты и добавочные резисторы 87
7.2. Измерительные трансформаторы 89
7.3. Делители напряжения 93
7.4. Измерительные усилители 96

Глава 8. **Аналоговые измерительные приборы прямого преобразования** (О. В. Ивахив, Е. С. Полищук, А. В. Серкиз)

8.1. Общие сведения и свойства аналоговых приборов прямого преобразования 99
8.2. Магнитоэлектрические приборы 107
8.3. Термоэлектрические и выпрямительные приборы 111
8.4. Аналоговые электронные приборы 114
8.5. Электро- и ферродинамические приборы 122
8.6. Электромагнитные приборы 126
8.7. Электростатические приборы 127
8.8. Индукционные приборы 132
8.9. Особенности регистрирующих приборов прямого преобразования 135

Глава 9. **Измерительные приборы уравновешивающего преобразования** (М. А. Гаврилюк, Е. С. Полищук)

9.1. Измерительные мосты постоянного тока 140
9.2. Мосты переменного тока 143
9.3. Компенсаторы напряжения постоянного тока 147
9.4. Компенсаторы напряжения переменного тока 150

Глава 10. **Цифровые измерительные приборы и информационно-измерительные системы** (О. И. Чайковский)

10.1 Общие сведения 151
10.2. Основные характеристики цифровых приборов 154
10.3. Системы счисления и коды 155
10.4. Средства аналого-цифрового преобразования физических величин . . . 157
10.5. Характеристики современных цифровых измерительных устройств и перспективы их развития 170
10.6. Цифровые информационно-измерительные системы 171

Глава 11. **Измерение тока и напряжения** (В. А. Кочан, Е. И. Шморгун)

11.1. Общие сведения 175
11.2. Измерение постоянных тока и напряжения 178
11.3. Измерение переменных тока и напряжения 183

Глава 12. **Измерение мощности, энергии и коэффициента мощности** (В. А. Кочан, Е. И. Шморгун) 187

12.1. Измерение мощности в цепях постоянного тока 187
12.2. Измерение мощности в цепях однофазного переменного тока 189
12.3. Измерение активной мощности в цепях трехфазного тока 191
12.4. Измерение реактивной мощности в цепях трехфазного тока 195
12.5. Измерение энергии 197
12.6. Измерение угла сдвига фаз и коэффициента мощности 199

Глава 13. **Измерение частоты** (Е. И. Шморгун)

13.1. Общие сведения 202
13.2. Измерение частоты методом сравнения 202

Глава 14. **Измерение сопротивления** (В. А. Кочан, Е. И. Шморгун) 204

14.1. Общие сведения 204
14.2. Измерение сопротивления приборами прямого преобразования 206
14.3. Компенсационный метод измерения сопротивления 207
14.4. Мостовой метод измерения сопротивления 210
14.5. Измерение сопротивления изоляции электрических устройств и определение места повреждения изоляции 215
14.6. Измерение сопротивления заземления 218

Глава 15. **Измерение параметров электрических цепей переменного тока** (М. А. Гаврилюк, Е. С. Полищук) 219

15.1. Особенности измерения составляющих комплексного сопротивления 219
15.2. Измерение емкости и угла потерь 221
15.3. Измерение индуктивности и взаимной индуктивности 222
15.4. Преобразование параметров комплексного сопротивления в напряжение 225

Часть третья

ИЗМЕРЕНИЕ МАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН 228

Глава 16. **Магнитные измерительные преобразователи и меры магнитных величин** (М. М. Дороховец) 228

16.1. Общие сведения 228
16.2. Индукционные и ферромодуляционные преобразователи 230
16.3. Гальваномагнитные преобразователи 234
16 4. Квантовые преобразователи 236
16.5. Меры магнитных величин 239

Глава 17. **Измерение основных параметров магнитного поля** (Е. С. Полищук)

17.1. Измерение магнитного потока 242
17.2. Измерение магнитной индукции и напряженности магнитного поля . . . 247

Глава 18. **Определение характеристик магнитных материалов** (С. Г. Сусуловский)

18.1. Основные характеристики магнитных материалов 250
18.2. Намагничивающие устройства и исследуемые образцы 252
18.3. Определение статических характеристик 254
18.4. Определение динамических характеристик 257

Часть четвертая

ИЗМЕРЕНИЕ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН 262

Глава 19. **Общие сведения об измерениях неэлектрических величин** (М. М. Дороховец, В. И. Зорий, Н. Г. Ковальчук, В. А. Кочан, Е. С. Полищук, В. И. Пуцыло)

19.1. Особенности измерения неэлектрических величин 262
19.2. Основные характеристики первичных преобразователей неэлектрических величин 263
19.3. Основные структурные схемы электрических приборов для измерения неэлектрических величин 267

Глава 20. **Измерительные преобразователи неэлектрических величин в электрические** (М. М. Дороховец, Е. С. Полищук)

20.1. Резистивные преобразователи механических величин 276
20.2. Электростатические преобразователи 280
20.3. Электромагнитные преобразователи 284
20.4. Тепловые преобразователи 288
20.5. Электрохимические преобразователи 294
20.6. Оптико-электрические преобразователи 299
20.7. Ионизационные преобразователи 302

Глава 21. **Измерение механических величин** (В. И. Зорий, Е. С. Полищук, В. И. Пуцыло)

21.1. Измерение размеров, уровней и расстояний 305
21.2. Измерение механических напряжений, деформаций, сил, давлений и крутящих моментов 314
21.3. Измерение параметров движения 320

Глава 22. **Измерение температуры** (Н. Г. Ковальчук, Е. С. Полищук)

22.1. Общие сведения об измерении температуры 324
22.2. Контактные методы измерения температуры 327
22.3. Бесконтактные методы измерения температуры 330

Глава 23. **Измерение химического состава концентрации и влажности веществ** (В. И. Зорий, Е. С. Полищук)

23.1. Электрохимические методы измерения химического состава и концентрации веществ 334
23.2. Ионизационные газоанализаторы 338
23.3. Спектрометрические методы измерения состава и концентрации веществ 339
23.4. Тепловые и термомагнитные газоанализаторы 341
23.5. Измерения влажности 344

Приложения (Е. С. Полищук) 347

Список литературы 352

Предметный указатель 354

Михаил Александрович Гаврилюк,
Евгений Степанович Полищук,
Степан Саввич Обозовский,
Евгений Иванович Шморгун,
Владимир Алексеевич Кочан,
Михаил Миронович Дорожовец,
Орест Васильевич Ивахив,
Владимир Иванович Зорий,
Андрей Владимирович Серкиз,
Степан Григорьевич Сусуловский,
Орест Иванович Чайковский,
Николай Григорьевич Ковальчук,
Владимир Иванович Пуцыло

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Под редакцией *Е. С. Полищука*

Научный редактор *В. Ф. Хмель*
Переплет художника *В. А. Гурлева*
Художественный редактор *С. П. Духленко*
Технический редактор *А. И. Омоховская*
Корректор *Р. П. Киевская*

Информ. бланк № 8133

Сдано в набор 30.09.83. Подп. в печать 06.06.84. БФ 29773. Формат 60×90¹/₁₆. Бумага кн.-журн. Лит. гарн. Выс. печать 22,5 печ. л. 22,5 кр.-отт. 25,70 уч.-изд. л. Тираж 8000 экз. Изд. № 6262. Зак. № 4—108. Цена 1 р. 20 к.

Головное издательство издательского объединения «Вища школа», 252054, Киев-54, ул. Гоголевская, 7

Отпечатано с матриц Головного предприятия республиканского производственного объединения «Полиграфкнига», 252057, Киев-57. ул. Довженко, 3 в Киевской книжной типографии научной книги 252004, Киев-4, ул. Репина, 4 Зак. 4-458.

ср. 20к.