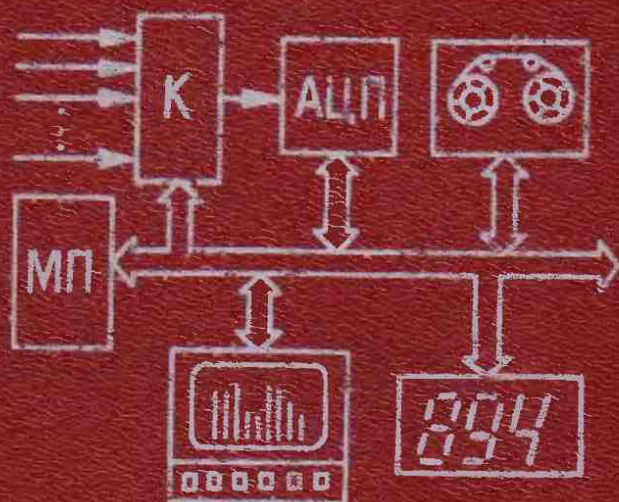


ОСНОВЫ МЕТРОЛОГИИ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Для студентов вузов



ОСНОВЫ МЕТРОЛОГИИ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Под редакцией Е. М. Душина

Издание шестое, переработанное
и дополненное

Допущено Министерством
высшего и среднего специального образования СССР
в качестве учебника для студентов вузов, обучающихся
по специальности «Информационно-измерительная
техника»



Ленинград
ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ
Ленинградское отделение
1987

ББК 31.221
О 75
УДК 621.317.08 (075.8)

Б. Я. Авдеев, Е. М. Антонюк, Е. М. Душин, Ш. Ю. Исмаилов, И. А. Карбанов, Д. Н. Мокиенко, А. А. Преображенский, Е. А. Старосельцева, А. В. Фремке, Э. И. Цветков, Е. А. Чернявский

Рецензент — кафедра информационно-измерительной техники МЭИ (зав. кафедрой В. Н. Малиновский)



Основы метрологии и электрические измерения:
О 75 Учебник для вузов/Б. Я. Авдеев, Е. М. Антонюк, Е. М. Душин и др.; Под ред. Е. М. Душина. — 6-е изд., перераб. и доп. — Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1987. — 480 с.: ил.

В книге рассматриваются средства и способы измерений электрических, магнитных и неэлектрических величин, методы оценки точности результатов измерений. Пятое издание вышло в 1980 г. под названием «Электрические измерения». В шестом издании выделен раздел, посвященный измерениям физических величин; дополнены сведения о новых средствах измерений, измерительно-вычислительных средствах, электронных приборах, информационно-измерительных системах.

Книга предназначена для студентов вузов, может быть полезна в практической работе инженерам различных специальностей.

О 2302010000—122
051(01)—87 142—87

ББК 31.221

© Издательство «Энергия», 1980
© Изменения и дополнения. Энергоатомиздат, 1987

Предисловие

Настоящая книга написана в соответствии с типовой программой дисциплины «Основы метрологии и электрические измерения», изучаемой студентами электротехнических, электроэнергетических специальностей высших учебных заведений страны.

В книге рассматриваются основы метрологии, основы теории электрических измерений, средства и методы измерений электрических, магнитных и неэлектрических величин. Принятая структура и изложение материала книги соответствует целям и задачам дисциплины. Уровень излагаемого материала предполагает знание студентами высшей математики, физики и основ электротехники в объеме программ электротехнических, энергетических и политехнических институтов.

Предлагаемая книга является переработанным изданием учебника «Электрические измерения» (Л. И. Байда, Н. С. Добротворский, Е. М. Душин и др.; Под ред. А. В. Фремке и Е. М. Душина. — Л.: Энергия, 1980). Изменение названия книги вызвано изменением названия и содержания программы соответствующей дисциплины в учебных планах указанных специальностей.

Книга написана коллективом преподавателей кафедры информационно-измерительной техники Ленинградского орденов Ленина и Октябрьской Революции электротехнического института имени В. И. Ульянова (Ленина) на основе многолетнего применения в педагогической работе учебника предыдущих изданий и опыта преподавания дисциплины «Электрические измерения». В книге использованы некоторые материалы Н. С. Добротворского — соавтора книги предыдущего издания.

Все критические замечания и пожелания будут с благодарностью приняты авторами. Отзывы следует направлять по адресу: Ленинград, 191065, Марсово поле, 1, Ленинградское отделение Энергоатомиздата.

Авторы

Измерения играют важную роль в жизни человека. С измерениями он встречается на каждом шагу своей деятельности, начиная от определения расстояний на глаз и кончая контролем сложных технологических процессов и выполнением научных исследований.

Развитие науки неразрывно связано с прогрессом в области измерений. Измерения — один из способов познания. Поэтому многие научные исследования сопровождаются измерениями, позволяющими установить количественные соотношения и закономерности изучаемых явлений. Д. И. Менделеев писал: «Наука начинается с тех пор, как начинают измерять; точная наука мыслима без меры». История науки знает примеры, говорящие о том, что прогресс в области измерений способствовал новым открытиям. В свою очередь, достижения науки способствовали совершенствованию методов и средств измерений. Например, достижения в области лазерной техники позволили создать новые приборы для измерения расстояний с высокой точностью.

Имеется тесная связь между достижениями промышленности и возможностями измерительной техники. Любое современное производство невозможно без точного, объективного контроля технологического процесса, осуществляемого с помощью измерений. Улучшение качества продукции и повышение производительности в значительной степени обусловлены тем, насколько хорошо оснащено и организовано измерительное хозяйство предприятия. Автоматизация производства также невозможна без измерений, так как нельзя управлять объектом, не имея информации об объекте. С другой стороны, достижения промышленности в области получения новых материалов и элементов с расширенными функциональными свойствами находят отражение в характеристиках средств измерений, создаются возможности для разработки принципиально новых средств измерений. Необходимо особо подчеркнуть роль электрических средств для измерений не только

в электрических, но и неэлектрических, что объясняется достоинствами электрических средств измерений.

Потребность в измерениях возникла в древние времена, поскольку человеку в повседневной жизни приходилось измерять различные величины: расстояния, площади земельных участков, размеры и массы предметов, время и т. п. Вначале это были примитивные измерения, которые зачастую производились на глаз. При этом человек сравнивал наблюдаемые им предметы, например, с размерами собственного тела, которое выполняло роль мер, воспроизводящих единицы различных величин. Таким образом, в древние времена меры и единицы величин были произвольными, что затрудняло сравнение результатов измерений. С течением времени люди пришли к пониманию ценности специальных вещественных мер для измерений. Например, водяные часы использовали в качестве меры, воспроизводящей определенный интервал времени. Затем стали вводить в практику «естественные» меры. Такой мерой стала Земля, период вращения которой использовался для воспроизведения единицы времени.

Дальнейшее развитие человеческого общества — развитие торговли и мореходства, появление промышленности, развитие науки — требовали создания специальных технических средств — средств измерений различных величин.

В связи с изучением явлений электричества стали создавать электронизмерительные приборы.

Первый в мире электронизмерительный прибор был создан в 1745 г. русским академиком Г. В. Рихманом — соратником М. В. Ломоносова. Это был электрометр — прибор для оценки силы тока потенциалов, предназначенный для изучения атмосферного электричества.

В 1820 г. А. Ампер демонстрировал первый гальванометр, представляющий собой магнитную стрелку, на которую действует поле проводника с измеряемым током. В 1837 г. О де ла Рив изобрел тепловой электронизмерительный прибор.

Вторая половина XIX в. ознаменовалась возникновением электротехники — области науки и техники, связанной с использованием явлений электричества для практических нужд (для электротехники, энергетики и т. п.). Поэтому в то время особенно интенсивно разрабатывались различные электронизмерительные приборы.

В 1867 г. У. Томсоном (Кельвином) был предложен гальванометр с подвижной катушкой и неподвижным электромагнитом. В 1880—1881 гг. М. Депре и Ж. А. д'Арсонваль усовершенствовали гальванометр, применив постоянный магнит. В 1881 г. Ф. Уиттон изобрел электромагнитный прибор. Много сделал для развития электронизмерительной техники русский электротехник И. О. Доливо-Добровольский. Он изобрел индукционный ватт-

метр и фазометр, ферродинамический ваттметр, дал научно обоснованные рекомендации по проектированию ферродинамических приборов. Им предложены новые методы измерений электрических и магнитных величин (например, метод измерения потерь в ферромагнитных материалах при их перемагничивании). В 1872 г. А. Г. Столетов, исследуя зависимость магнитной проницаемости железа от напряженности магнитного поля, разработал метод измерения индукции с помощью баллистического гальванометра. Для регистрации электрических сигналов в конце XIX столетия был разработан светолучевой осциллограф, а в начале XX в. для изучения электрических сигналов стали применять электронно-лучевую трубку.

Несмотря на то, что в XIX в. уже широко использовали различные средства измерений, не было единой общепринятой системы единиц величин и поэтому результаты измерений, выполненные разными экспериментаторами с помощью различных средств, были трудно сопоставимы. Это тормозило развитие науки и техники. Некоторые ученые делали попытки ввести общепринятые единицы. Например, в России уже начиная с XV в. проводились мероприятия, направленные на установление единообразия мер и единства измерений. В XIX в. такая попытка была сделана русским академиком Б. С. Якоби, который разработал и разослал в разные страны меру (эталон), воспроизводящую электрическое сопротивление определенного размера.

Однако фундаментально эта проблема была решена Первым конгрессом по электричеству в 1881 г., принявшим первую систему единиц.

Для воспроизведения, хранения и передачи размера единиц различных величин с помощью специальных мер-эталонов в некоторых странах были созданы специальные метрологические учреждения. В России таким учреждением явилось созданное в 1842 г. Депо образцовых мер и весов. В 1892 г. Д. И. Менделеев был назначен ученым хранителем Депо, которое было в 1893 г. преобразовано в Главную палату мер и весов (ныне НПО «Всесоюзный НИИ метрологии имени Д. И. Менделеева»).

Д. И. Менделеев очень много сделал для развития измерительной техники. Он один из первых понял огромное значение метрологии для развития науки и техники. С момента основания Главной палаты мер и весов Д. И. Менделеев определил несколько направлений научных исследований, ведущих к решению основных метрологических задач. В 1899 г. он добился правительственного разрешения на факультативное применение метрической системы в России.

С момента организации Главной палаты мер и весов именно трудами Д. И. Менделеева начинается развитие собственно оте-

чественной метрологии — науки, главной задачей которой в то время было создание и хранение эталонов.

Несмотря на изобретения и научные работы отечественных инженеров и ученых в дореволюционной России, производство электроизмерительных приборов практически отсутствовало.

После Великой Октябрьской социалистической революции в нашей стране началось развитие отечественного электроприборостроения. Начиная с конца двадцатых годов в СССР вводятся в строй заводы по выпуску электроизмерительных приборов для измерения электрических и неэлектрических величин.

В 1930 г. была организована Отдельная лаборатория измерений (ОЛИЗ), сотрудники которой, особенно профессор Н. Н. Пономарев, внесли большой вклад в развитие методов проектирования электроизмерительных приборов.

В годы Великой Отечественной войны, невзирая на трудности, связанные с перебазированием заводов в восточные районы страны, приборостроительная промышленность обеспечивала нужды страны и фронта средствами измерений.

Особенно интенсивно развивалось электроизмерительное приборостроение в послевоенный период. Например, с 1946 по 1972 гг. объем продукции вырос в 452 раза; число типов приборов увеличилось со 135 в 1950 г. до 909 в 1972 г. В последующие годы и в настоящее время развитие приборостроения идет более быстрыми темпами, чем развитие всей промышленности.

На необходимость более ускоренного развития приборостроения в XII пятилетке обратил внимание XXVII съезд КПСС. Производство приборной и вычислительной техники увеличилось в 1,7 раза по сравнению с производством в XI пятилетке. При этом выпуск приборов для научных исследований увеличился в 2 раза.

За послевоенный период произошли качественные изменения выпускаемых промышленностью средств измерений. Наряду с электромеханическими приборами стали выпускаться электронные аналоговые приборы, затем появились цифровые измерительные приборы. Появление новых элементов — транзисторов, микросхем — позволило резко улучшить характеристики средств измерений. Для измерений большого числа величин стали выпускаться информационно-измерительные системы и в том числе измерительно-вычислительные комплексы, содержащие в своем составе вычислительные средства.

Для проведения единой технической политики в области электроизмерительного приборостроения и фундаментальных исследований и разработок в этой области в 1952 г. был создан Всесоюзный НИИ электроизмерительных приборов (ВНИИЭП), а в последующие годы — ряд других НИИ и КБ.

В результате была создана мощная отечественная приборостроительная промышленность, обеспечивающая страну практически всеми видами электрических средств измерений.

В настоящее время наша промышленность выпускает различные современные средства для измерений электрических, магнитных и неэлектрических величин. Среди них можно выделить следующие основные группы:

- 1) аналоговые электромеханические и электронные приборы;
- 2) цифровые измерительные приборы и аналого-цифровые преобразователи;
- 3) измерительные преобразователи электрических и неэлектрических величин в электрические сигналы;
- 4) регистрирующие приборы (самопишущие приборы, осциллографы, магнитографы и др.);
- 5) измерительные информационные системы и измерительно-вычислительные комплексы;
- 6) измерительные установки для массовых измерений при контроле технологических процессов.

Для фундаментальных исследований в области метрологии, создания и хранения эталонов и образцовых средств измерений, кроме ВНИИМ, были созданы еще несколько НИИ и КБ.

Для поддержания единства измерений в стране создано метрологическое обеспечение, включающее в себя научные основы — метрологию; метрологическую службу в виде сети учреждений, деятельность которых направлена на метрологическое обеспечение; комплекс нормативно-технических документов, устанавливающих правила и положения, относящиеся к обеспечению точности измерений. Техническую основу метрологического обеспечения составляют эталоны единиц величин и система передачи размеров единиц всем средствам измерений.

В настоящее время перед электроизмерительной техникой как отраслью науки и техники стоят задачи как по развитию теории средств измерений, методов их применения и проектирования, так и по разработке новых средств измерений и по улучшению характеристик выпускаемых промышленностью средств. Дальнейшее развитие электрических средств измерений идет по следующим направлениям:

улучшение характеристик и расширение функциональных возможностей средств измерений; решение этой задачи осуществляется путем применения новых схемных решений, новых элементов (например, микросхем), средств вычислительной техники и современной технологии;

дальнейшее развитие и выпуск средств измерений системного применения, т. е. средств, которые могут использоваться в составе измерительных информационных систем; выпуск измеритель-

но-вычислительных средств на основе использования микропроцессоров и микро-ЭВМ;

разработка и выпуск средств измерений для расширенного перечня величин и для новых сфер применения, например для гибких перестраиваемых производств, роботов, сельского хозяйства и т. п.;

разработка средств измерений на основе новых принципов и элементов (использование волоконной оптики, оптоэлектроники, криогенной и лазерной техники и т. д.).

В области метрологического обеспечения страны стоят следующие задачи:

совершенствование и опережающее развитие эталонной базы страны, повышение точности воспроизведения единиц величин, переход на «естественные» эталоны, т. е. эталоны, основанные на фундаментальных законах природы;

усовершенствование системы передачи единиц величин к средствам измерений; автоматизация поверочных операций; расширение сферы метрологического обеспечения на еще недостаточно охваченные области, например динамические измерения;

развитие общей теории измерений, теории погрешностей измерений и т. п.

Опережающее развитие электроизмерительной техники и далее будет способствовать научно-техническому прогрессу в нашей стране.

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКЕ

Глава первая

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ И КЛАССИФИКАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЙ

1-1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Под измерениями понимают способ количественного познания свойств физических объектов. Существуют различные физические объекты, обладающие разнообразными физическими свойствами, количество которых неограниченно. Человек в своем стремлении познать физические объекты — объекты познания — выделяет некоторое ограниченное количество свойств, общих в качественном отношении для ряда объектов, но индивидуальных для каждого из них в количественном отношении. Такие свойства получили название физических величин.

Физические величины различают в качественном и количественном отношении. Качественная сторона определяет «вид» величины (например, электрическое сопротивление), а количественная — ее «размер» (например, сопротивление конкретного резистора). Таким образом, *физическая величина* — свойство, общее в качественном отношении для множества объектов и индивидуальное в количественном отношении для каждого из них. Количественное содержание свойства, соответствующего понятию «физическая величина», в данном объекте — *размер физической величины*. Размер физической величины существует объективно, вне зависимости от того, что мы знаем о нем.

В результате измерений человек получает знания об объектах в виде значений физических величин. Понятие «физическая величина» распространяют на свойства, изучаемые не только в физике, но и в других областях науки и техники.

В ГОСТ 16263—70 «Метрология. Термины и определения» дано определение понятия «измерение»: *измерение* — нахождение значения физической величины опытным путем с помощью специальных технических средств.

В этом определении отражены следующие главные признаки понятия «измерение»:

а) измерять можно свойства реально существующих объектов познания, т. е. физические величины;

б) измерение требует проведения опытов, т. е. теоретические рассуждения или расчеты не могут заменить эксперимент;

в) для проведения опытов требуются особые технические средства — *средства измерений*, приводимые во взаимодействие с материальным объектом;

г) *результатом измерения* является значение физической величины.

Принципиальная особенность измерения заключается в отражении размера физической величины числом. Число может быть выражено любым принятым способом, например комбинацией цифр, комбинацией уровней электрических напряжений и т. д.

Значение физической величины — количественная оценка измеряемой величины должна быть не просто числом, а числом именованным, т. е. результат измерения должен быть выражен в определенных единицах, принятых для данной величины. Только в этом случае результаты измерений, полученные различными средствами и разными экспериментаторами, сопоставимы.

Результат измерения практически всегда отличается от истинного значения физической величины — значения, которое выражает размер величины абсолютно точно. Истинное значение физической величины определить невозможно.

Отличие результата измерения от истинного значения объясняется несовершенством средств измерений, несовершенством способа применения средства измерений, влиянием условий выполнения измерения, участием человека с его ограниченными возможностями и т. д.

Отклонение результата измерения от истинного значения измеряемой величины называют *погрешностью измерения*. Погрешность измерения $\Delta x = x - x_n$, где x — измеренное значение; x_n — истинное значение.

Поскольку истинное значение неизвестно, практически погрешность измерения оценивают, исходя из свойств средства измерений, условий проведения эксперимента и анализа полученных результатов. Полученный результат отличается от истинного значения, поэтому результат измерения имеет ценность только в том случае, если дана оценка погрешности полученного значения измеряемой величины. Причем чаще всего определяют не конкретную погрешность результата, а *степень достоверности* — границы зоны, в которой находится погрешность.

Часто применяют понятие «*точность измерения*», имея при этом в виду качество измерения, отражающее близость результата измерения к истинному значению измеряемой величины. Высо-

кая точность измерения соответствует малой погрешности измерения.

Совокупность величин, связанных между собой зависимостями, образуют систему физических величин. Объективно существующие зависимости между физическими величинами представляют рядом независимых уравнений. Число уравнений m всегда меньше числа величин n . Поэтому m величин данной системы определяют через другие величины, а $n - m$ величин — независимо от других. Последние величины принято называть *основными физическими величинами*, а остальные — *производными физическими величинами*.

В качестве основных могут быть выбраны любые из данного числа величин, но практически выбирают величины, которые могут быть воспроизведены и измерены с наиболее высокой точностью. В области электротехники основными величинами приняты длина, масса, время и сила электрического тока.

Зависимость каждой производной величины от основных отображается ее размерностью. *Размерность величины* представляет собой произведение обозначений основных величин, возведенных в соответствующие степени, и является ее качественной характеристикой. Размерности величин определяют на основе соответствующих уравнений физики.

Физическая величина является *размерной*, если в ее размерность входит хотя бы одна из основных величин, возведенная в степень, не равную нулю. Большинство физических величин являются размерными. Однако имеются *безразмерные* (относительные) величины, представляющие собой отношение данной физической величины к одноименной, применяемой в качестве исходной (опорной). Безразмерными величинами являются, например, коэффициент трансформации, затухание и т. д.

Физические величины в зависимости от множества размеров, которые они могут иметь при изменении в ограниченном диапазоне, подразделяют на непрерывные (аналоговые) и квантованные (дискретные) по размеру (уровню).

Аналоговая величина может иметь в заданном диапазоне бесконечное множество размеров. Таким является подавляющее число физических величин (напряжение, сила тока, температура, длина и т. д.). *Квантованная величина* имеет в заданном диапазоне только счетное множество размеров. Примером такой величины может быть малый электрический заряд, размер которого определяется числом входящих в него зарядов электронов. Размеры квантованной величины могут соответствовать только определенным уровням — *уровням квантования*. Разность двух соседних уровней квантования называют *ступенью квантования* (*квантом*).

Значение аналоговой величины определяют путем измерения с неизбежной погрешностью. Квантованная величина может быть определена путем счета ее квантов, если они постоянны.

Физические величины могут быть постоянными или переменными во времени. При измерении постоянной во времени величины достаточно определить одно ее мгновенное значение. Переменные во времени величины могут иметь квазидетерминированный или случайный характер изменения.

Квазидетерминированная физическая величина — величина, для которой известен вид зависимости от времени, но неизвестен измеряемый параметр этой зависимости. *Случайная физическая величина* — величина, размер которой изменяется во времени случайным образом. Как частный случай переменных во времени величин можно выделить дискретные во времени величины, т. е. величины, размеры которых отличны от нуля только в определенные моменты времени.

Физические величины делят на активные и пассивные. *Активные величины* (например, механическая сила, ЭДС источника электрического тока) способны без вспомогательных источников энергии создавать сигналы измерительной информации (см. далее). *Пассивные величины* (например, масса, электрическое сопротивление, индуктивность) сами не могут создавать сигналы измерительной информации. Для этого их нужно активизировать с помощью вспомогательных источников энергии, например при измерении сопротивления резистора через него должен протекать ток. В зависимости от объектов исследования говорят об электрических, магнитных или неэлектрических величинах.

Физическую величину, которой по определению присвоено числовое значение, равное единице, называют *единицей физической величины*. Размер единицы физической величины может быть любым. Однако измерения должны выполняться в общепринятых единицах. Общность единиц в международном масштабе устанавливают международными соглашениями. В СССР действует ГОСТ 8.417—81 (СТ СЭВ 1052—78) «Государственная система обеспечения единства измерений. Единицы физических величин», согласно которому в нашей стране введена к обязательному применению международная система единиц (СИ).

При изучении объекта исследования необходимо выделить для измерений физические величины, учитывая цель измерений, которая сводится к изучению или оценке каких-либо свойств объекта. Поскольку реальные объекты обладают бесконечным множеством свойств, то для получения результатов измерений, адекватных цели измерений, выделяют в качестве измеряемых величин определенные свойства объектов, существенные при выбранной цели, т. е. выбирают *модель объекта*.

В результате выбора модели устанавливают *измеряемые величины*, в качестве которых принимают параметры модели или их функционалы. За *истинное значение измеряемой величины* принимают такое значение параметра модели, которое можно было бы получить в результате мысленного эксперимента, свободного от каких-либо погрешностей.

Модели широко используют для описания реальных объектов исследования. Например, для силы переменного тока в качестве модели применяют синусоиду: $i = I_m \sin(\omega t + \varphi)$, где I_m , ω , φ — амплитуда, угловая частота, фазовый сдвиг — параметры модели; t — время. Каждый из параметров модели или функционал может быть измеряемой величиной, например измеряемой вели-

чиной может быть действующий ток $I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}$, где $T = 2\pi/\omega$.

Одному и тому же исследуемому объекту может ставиться в соответствие та или иная модель, исходя из условий применения объекта и необходимой точности описания объекта. Например, резистор, используемый в цепях постоянного тока, характеризуют сопротивлением постоянному току. При использовании резистора в цепях с токами высокой частоты необходимо учитывать комплексный характер сопротивления резистора, т. е. резистор необходимо описывать более сложной моделью, учитывающей поверхностный эффект, собственные емкости и индуктивности. Если тот же резистор подвергается воздействию тока, сила которого меняется в большом диапазоне, то его следует рассматривать как нелинейный резистор, сопротивление которого зависит от силы тока.

Идеализация, необходимая для построения модели, обуславливает неизбежное несоответствие между параметром модели и реальным свойством объекта, что приводит к погрешности. Если погрешность «несоответствия» превышает предел допускаемой погрешности измерения, то измерение с требуемой точностью невозможно и это приводит к необходимости задаваться новой моделью.

Итак, для измерения необходимо, чтобы измеряемому свойству объекта соответствовал параметр модели объекта и погрешность из-за несоответствия модели объекту должна быть меньше допускаемой погрешности измерения.

При измерениях используют понятие «информация». *Информация* — это совокупность сведений, уменьшающих начальную неопределенность знаний об объекте. Одними из наиболее важных являются сведения о количественных характеристиках свойств объектов, которые получают путем измерений. Такие

сведения увеличивают наши знания и уменьшают степень неопределенности знаний об объекте, т. е. измерение — информационный процесс. Информацию о значениях измеряемых физических величин называют *измерительной информацией*.

Материальный носитель информации — сигнал. *Сигналом* в общем смысле является физический процесс, протекающий во времени. Сигнал, функционально связанный с измеряемой физической величиной, называют *сигналом измерительной информации*.

Сигнал измерительной информации имеет *информативный параметр* — параметр, функционально связанный с измеряемой величиной. Параметры сигнала, не связанные функционально с измеряемой величиной, называют *неинформативными параметрами*.

Поскольку физическая величина изменяется случайным образом, сигнал измерительной информации — *случайный сигнал*, информативный параметр которого изменяется случайным образом. В некоторых случаях носителем информации является *квазидетерминированный сигнал*, т. е. сигнал, у которого известна форма, но неизвестен информативный параметр.

Сигнал измерительной информации часто сопровождается *помехой* — сигналом, не несущим измерительной информации. Помеха может быть случайной и квазидетерминированной. При описании сигналов используют модели (см. § 4-4).

В процессе измерения любой физической величины происходят преобразования сигнала, несущего измерительную информацию. Такие преобразования, выполняемые с установленной погрешностью, называют *измерительными преобразованиями*. При математическом анализе для упрощения считают, что при измерительных преобразованиях происходят «преобразования» одной величины в другую, хотя фактически преобразуются сигналы.

Измерение преследует цель получить результат измерения в виде именованного числа. Поэтому в процессе преобразований при измерении происходит образование числа, выраженного тем или иным способом. В общем случае при измерении имеют место несколько видов измерений. На первом этапе могут быть преобразования непрерывных сигналов — *аналоговые преобразования*. Затем осуществляется *аналого-цифровое преобразование*, при котором получается значение измеряемой величины в виде числа. Могут иметь место также преобразования над числом. В некоторых случаях, например на заключительном этапе, может быть *цифро-аналоговое преобразование* сигнала, т. е. получение сигнала, параметр которого пропорционален результату измерений (числу). Такой сигнал может быть использован, например, в аналоговом регистрирующем приборе.

В частных случаях то или иное преобразование может отсутствовать, но во всех случаях есть аналого-цифровое преобразование, являющееся специфическим видом преобразования при любых измерениях.

Принцип аналого-цифрового преобразования сводится к следующему. Пусть $x_0, x_1, x_2, \dots, x_N, \dots, x_P$ — упорядоченный равноинтервальный ряд величин возрастающих значений, в котором

$$x_0 = 0;$$

$$x_1 = x_0 + \Delta x_k = 1\Delta x_k;$$

$$x_2 = x_1 + \Delta x_k = 2\Delta x_k;$$

$$x_3 = x_2 + \Delta x_k = 3\Delta x_k;$$

$$\dots$$
$$x_N = x_{N-1} + \Delta x_k = N\Delta x_k;$$

$$\dots$$
$$x_P = x_{P-1} + \Delta x_k = P\Delta x_k.$$

Положим, что значение Δx_k известно в единицах измеряемой величины x . Тогда значение любой величины из указанного ряда, например x_N , равно порядковому номеру N , умноженному на Δx_k , т. е. $x_N = N\Delta x_k$.

Если в результате сравнения неизвестной величины x и известных величин из указанного ряда оказалось, что $x_N < x < x_{N+1}$, то можно принять $x \approx x_N = N\Delta x_k$. Таким образом, имеется возможность характеризовать размер величины x именованным числом N , которое принимается за значение величины x .

В общем случае бесконечное множество размеров величины в диапазоне $0 - x_P$ отражается ограниченным множеством P числовых значений, т. е. при аналого-цифровом преобразовании происходит замена непрерывной измеряемой величины x , квантованной по уровню величины x_N . При аналого-цифровом преобразовании практически всегда имеет место погрешность, так как бесконечное множество размеров x отражается ограниченным множеством P значений.

Число N выражают либо в виде комбинации цифр отсчета, либо в виде комбинации условных сигналов. Комбинацию цифр в виде числа или комбинацию условных сигналов для представления N называют кодом. Кодом также называют набор однозначных правил для образования комбинаций цифр или условных сигналов, представляющих число N (дискретное сообщение). Представление N в виде кода — кодирование.

Аналого-цифровое преобразование осуществляется либо ав-

томатически (в цифровых приборах, аналого-цифровых преобразователях), либо с помощью человека-оператора (в аналоговых приборах). Оператор по отсчетному устройству аналогового прибора производит считывание результата измерения. Это выполняется следующим образом. Оператор путем сравнения перемещения указателя (например, стрелки) отсчетного устройства находит известное и равное ему перемещение, отсчитываемое по шкале прибора. Каждому значению перемещения по шкале соответствует установленное значение измеряемой величины, что дает оператору возможность определить значение измеряемой величины. Для увеличения точности отсчета оператор мысленно разбивает деления шкалы на более мелкие участки, по сути являющиеся квантами, т. е. производит квантование известной величины. Затем он определяет участок шкалы — квант, в пределах которого находится указатель, и в соответствии с этим квантом отсчитывает результат измерения в виде числа.

Таким образом, при считывании показания аналогового прибора оператором производится квантование, сравнение и кодирование.

Все измерения физических величин выполняют с помощью средств измерений. Для выполнения измерений с учетом различных требований и различных условий измерительная техника располагает большим перечнем различных средств измерений.

По функциональному назначению все средства измерений разделяют на следующие группы: меры, измерительные преобразователи, измерительные приборы, измерительные информационные системы и измерительные установки.

Свойства средств измерений оценивают характеристиками, среди которых выделяют комплекс метрологических характеристик, т. е. характеристик, которые необходимы при оценке точности результатов измерений. Важным отличительным признаком средств измерений является наличие у них нормированных метрологических характеристик, благодаря чему при надлежащем применении средств измерений может быть оценена точность получаемых результатов измерений.

Обобщенной метрологической характеристикой средства измерений является класс точности, определяемый пределами допустимых погрешностей и другими свойствами средства измерений, влияющими на точность результатов измерений.

Наряду с измерениями информацию о свойствах объектов материального мира можно получить также с помощью счета, контроля, технического диагностирования и распознавания образов.

Счетом называют определенное число качественно однородных объектов в данной их совокупности.

Контроль — процесс установления соответствия между состоянием объекта контроля и заданной нормой. При контроле нет необходимости знать численное значение контролируемой величины. Однако контроль содержит ряд операций, присущих измерениям (измерительные преобразования, сравнения). Поэтому вопросы точности для контроля имеют существенное значение. Контроль может выполняться как с участием человека, так и автоматически, с помощью контрольно-измерительных приборов и систем автоматического контроля.

Во многих случаях для восстановления нормальной работы объекта необходимо выявить элементы, послужившие причиной неправильного функционирования объекта. Появилась необходимость в *техническом диагностировании*, под которым понимают процедуру для обнаружения отказов отдельных элементов объектов, т. е. определения технического состояния объекта диагностирования. Техническое диагностирование осуществляют с помощью систем технического диагностирования.

Процедуру, связанную с определением соответствия между исследуемым объектом и заданным образом, называют *распознаванием образа*. Основная задача распознавания образа заключается в сопоставлении по признакам распознавания «эталонных» образов с данным объектом и решении вопроса об отнесении объекта к определенному образу. При распознавании материальных объектов и происходящих в них процессов, характеризующихся параметрами, эти параметры измеряют и сопоставляют их значения с областью значений, определяющих количественное описание свойств образа.

Производством и применением средств измерений для получения измерительной информации, а также научными вопросами, возникающими при этом, занимается отрасль науки и техники, называемая *измерительной техникой*. Таким образом, измерительная техника рассматривается как область деятельности людей, включающая в себя научную деятельность, производство и эксплуатацию средств измерений. Часть научных основ измерительной техники составляет *метрология* как наука об измерениях, методах и средствах обеспечения их единства и способах достижения требуемой точности.

Одним из разделов измерительной техники является *электроизмерительная техника* — область научно-производственной деятельности людей, связанная с научными исследованиями, производством и эксплуатацией *электрических средств измерений* (электронизмерительных средств), т. е. средств, в которых измерительная информация передается в основном с помощью электрического сигнала.

Измерения физических величин с помощью электрических

средств измерений называют *электрическими измерениями*.

Следует отметить, что под измерительной (электронизмерительной) техникой часто понимают только совокупность средств измерений (электрических средств измерений) и способов их применения для получения измерительной информации.

1-2. ВИДЫ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ

Измерения как экспериментальные процедуры определения значений измеряемых величин весьма разнообразны, что объясняется множеством измеряемых величин, различным характером их изменения во времени, различными требованиями к точности измерений и т. д.

Измерения в зависимости от способа обработки экспериментальных данных для нахождения результата относят к прямым, косвенным, совместным или совокупным.

Прямое измерение — измерение, при котором искомое значение величины находят непосредственно из опытных данных в результате выполнения измерения.

Пример прямого измерения — измерение вольтметром напряжения источника.

Косвенное измерение — измерение, при котором искомое значение величины находят на основании известной зависимости между этой величиной и величинами, подвергаемыми прямым измерениям. При косвенном измерении значение измеряемой величины получают путем решения уравнения $x = F(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n)$, где $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$ — значения величин, полученных прямыми измерениями.

Пример косвенного измерения: сопротивление резистора R находят из уравнения $R = U/I$, в которое подставляют измеренные значения падения напряжения U на резисторе и тока I через него.

Совместные измерения — одновременные измерения нескольких неоднородных величин для нахождения зависимости между ними. При этом решают систему уравнений

$$\begin{cases} F(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n, x'_1, x'_2, x'_3, \dots, x'_m) = 0; \\ F(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n, x''_1, x''_2, x''_3, \dots, x''_m) = 0; \\ \dots \\ F(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n, x^{(n)}_1, x^{(n)}_2, x^{(n)}_3, \dots, x^{(n)}_m) = 0, \end{cases}$$

где $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$ — искомые величины; $x'_1, x'_2, x'_3, \dots, x'_m; x''_1, x''_2, x''_3, \dots, x''_m; x^{(n)}_1, x^{(n)}_2, x^{(n)}_3, \dots, x^{(n)}_m$ — значения измеренных величин.

Пример совместного измерения: определяют зависимость сопротивления резистора от температуры $R_t = R_0(1 + At + Bt^2)$; из-

меряя сопротивление резистора при трех различных температурах, составляют систему из трех уравнений, из которых находят параметры R_0 , A и B зависимости.

Совокупные измерения — одновременные измерения нескольких одноименных величин, при которых искомые значения величин находят решением системы уравнений, составленных из результатов прямых измерений различных сочетаний этих величин.

Пример совокупного измерения: измерение сопротивлений резисторов, соединенных треугольником, путем измерений сопротивлений между различными вершинами треугольника; по результатам трех измерений определяют сопротивления резисторов.

В зависимости от объекта исследования, свойств средств измерений, принятой модели объекта и других причин измерения выполняют с *однократным* либо с *многократными* наблюдениями. *Наблюдение* — экспериментальная операция, выполняемая в процессе измерения, в результате которой получают одно из группы значений величины.

В последнем случае для получения результата измерения требуется статистическая обработка наблюдений (см. § 14-2). Измерения вероятностных характеристик случайных процессов называют *статистическими измерениями*.

Измерения разделяют на статические и динамические в зависимости от режима работы применяемых средств измерений. К *статическим измерениям* относят измерение, при котором средство измерений работает в статическом режиме, т. е. когда выходной сигнал средства, например отклонение указателя, остается неизменным в течение времени использования выходного сигнала. К *динамическим измерениям* относят измерение, выполняемое средством измерений в динамическом режиме, т. е. когда выходной сигнал средства изменяется во времени так, что для получения результата измерения необходимо учитывать это изменение. Для оценки точности результатов динамических измерений необходимо знание динамических свойств средств измерений.

Определение последовательных значений величины, изменяющейся во времени, производят для нахождения временной зависимости изменений этой величины. В этом случае определяют ряд значений, т. е. производят несколько измерений, причем в каждом из них измеряемой должна быть мгновенная величина — величина, соответствующая определенному моменту времени. Если на заданном интервале времени число измеряемых мгновенных величин конечно, то говорят о *дискретных измерениях*, а если бесконечно, — то это *аналоговые измерения*.

В зависимости от точности оценки погрешности измерения бывают с точной оценкой и с приближенной оценкой погрешно-

сти. При измерениях с точным оцениванием погрешности учитывают индивидуальные свойства средств измерений и контролируют условия измерений. При измерениях с *приближенным оцениванием погрешности* учитывают нормативные данные о средствах измерений и приближенно оценивают условия измерений. Последних измерений подавляющее число.

Взаимодействие средств измерений с объектом основано на физических явлениях, совокупность которых составляет *принцип измерений*, а совокупность приемов использования принципа и средств измерений называют *методом измерений*.

Как уже указывалось, числовое значение измеряемой величины получается путем ее сравнения с известной величиной, воспроизводимой определенным видом средств измерений — мерой (см. § 4-1).

В зависимости от способа применения меры известной величины выделяют метод непосредственной оценки и методы сравнения с мерой.

При *методе непосредственной оценки* значение измеряемой величины определяют непосредственно по отсчетному устройству измерительного прибора прямого преобразования (см. § 4-1), шкала которого заранее была градуирована с помощью многозначной меры, воспроизводящей известные значения измеряемой величины. В приборах прямого преобразования в процессе измерения оператором производится сравнение положения указателя отсчетного устройства и шкалы, по которой производится отсчет. Измерение силы тока с помощью амперметра — пример измерения по методу непосредственной оценки.

Методы сравнения с мерой — методы, при которых производится сравнение измеряемой величины и величины, воспроизводимой мерой. Сравнение может быть непосредственным или опосредствованным через другие величины, однозначно связанные с первыми. Отличительной чертой методов сравнения является непосредственное участие в процессе измерения меры известной величины, однородной с измеряемой.

Группа методов сравнения с мерой включает в себя следующие методы: нулевой, дифференциальный, замещения и совпадения.

При *нулевом методе* измерения разность измеряемой величины и известной величины или разность эффектов, производимых измеряемой и известной величинами, сводится в процессе измерения к нулю, что фиксируется высокочувствительным прибором — нуль-индикатором. При высокой точности мер, воспроизводящих известную величину, и высокой чувствительности нуль-индикатора может быть достигнута высокая точность измерений. Примером применения нулевого метода является измерение сопротивле-

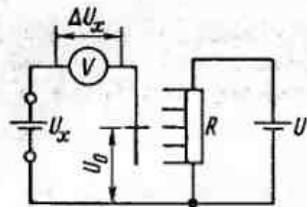


Рис. 1-1. Схема измерения напряжения при использовании дифференциального метода

ния резистора с помощью четырехплечего моста (см. § 7-2), в котором падение напряжения на резисторе с неизвестным сопротивлением уравнивается падением напряжения на резисторе известного сопротивления.

При *дифференциальном методе* разность измеряемой величины и величины известной, воспроизводимой мерой, измеряется с помощью измерительного прибора. Неизвестная величина определяется по известной величине и неизменной разности. В этом случае уравнивание измеряемой величины известной величиной производится не полностью и в этом заключается отличие дифференциального метода от нулевого. Дифференциальный метод также может обеспечить высокую точность измерения, если известная величина воспроизводится с высокой точностью и разность между ней и неизвестной величиной мала.

В качестве примера измерения с использованием этого метода является измерение напряжения U_x постоянного тока с помощью дискретного делителя R напряжения U и вольтметра V (рис. 1-1). Неизвестное напряжение $U_x = U_0 + \Delta U_x$, где U_0 — известное напряжение, ΔU_x — измеренная разность напряжений.

При *методе замещения* производится поочередное подключение на вход прибора измеряемой величины и известной величины и по двум показаниям прибора оценивается значение неизвестной величины. Наименьшая погрешность измерения получается в том случае, когда в результате подбора известной величины прибор дает тот же выходной сигнал, что и при неизвестной величине. При этом методе может быть получена высокая точность измерения при высокой точности меры известной величины и высокой чувствительности прибора. Примером этого метода является точное измерение малого напряжения с помощью высокочувствительного гальванометра, к которому сначала подключают источник неизвестного напряжения и определяют отклонение указателя, а затем с помощью регулируемого источника известного напряжения добиваются того же отклонения указателя. При этом известное напряжение равно неизвестному.

При *методе совпадения* измеряют разность между измеряемой величиной и величиной, воспроизводимой мерой, используя совпадение отметок шкал или периодических сигналов. Примером этого метода является измерение частоты вращения детали

с помощью мигающей лампы стробоскопа: наблюдая положение метки на вращающейся детали в моменты вспышек лампы, по частоте вспышек и смещению метки определяют частоту вращения детали.

Глава вторая

ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ

2-1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ВИДЫ ПОГРЕШНОСТЕЙ

Процедура измерений состоит из следующих основных этапов: принятие модели объекта измерения, выбор метода измерений, выбор средств измерений, проведение эксперимента для получения численного значения результата измерения. Различного рода недостатки, присущие этим этапам, приводят к тому, что результат измерения отличается от истинного значения измеряемой величины.

Причины возникновения погрешности могут быть различными. Измерительные преобразования осуществляются с использованием различных физических явлений, на основании которых можно установить соотношение между измеряемой величиной объекта исследования и выходным сигналом средства измерений, по которому оценивается результат измерения. Точно установить это соотношение никогда не удастся вследствие недостаточной изученности объекта исследования и неадекватности его принимаемой модели, невозможности точного учета влияния внешних факторов, недостаточной разработанности теории физических явлений, положенных в основу измерения, использования простых, но приближенных аналитических зависимостей вместо более точных, но сложных и т. д. В результате принимаемая зависимость между измеряемой величиной и выходным сигналом средства измерений всегда отличается от реальной, что приводит к погрешности, которую называют *методической погрешностью* измерения.

Рассмотрим пример, иллюстрирующий методическую погрешность измерения.

Объектом исследования является источник переменного напряжения, амплитудное значение которого U_m нужно измерить. На основании предварительного изучения объекта исследования за его модель принят генератор напряжения синусоидальной формы. Используя вольтметр, предназначенный для измерений

действующих значений переменных напряжений, и зная соотношение между действующим и амплитудным значением синусоидального напряжения, получаем результат измерения в виде $U_m = \sqrt{2}U_V$, где U_V — показание вольтметра. Более тщательное изучение объекта могло бы выявить, что форма измеряемого напряжения отличается от синусоидальной и более правильное соотношение между значением измеряемой величины и показанием вольтметра $U_m = kU_V$, где $k \neq \sqrt{2}$. Таким образом, несовершенство принятой модели объекта исследования приводит к методической погрешности измерения $\Delta U = \sqrt{2}U_V - kU_V$.

Эту погрешность можно уменьшить, либо рассчитав значение k на основе анализа формы кривой измеряемого напряжения, либо заменив средство измерений, взяв вольтметр, предназначенный для измерений амплитудных значений переменных напряжений.

В погрешность измерения входит погрешность средств измерений (см. § 4-3), используемых в эксперименте. Допускаемые значения основной погрешности средств измерений указывают в нормативно-технической документации на эти средства и могут быть указаны на самих средствах. В условиях эксперимента у применяемых средств измерений могут возникнуть дополнительные погрешности из-за влияния внешних факторов (например, температуры окружающей среды, внешнего магнитного поля), неправильной установки прибора (например, вертикальная или наклонная установка прибора, который должен устанавливаться горизонтально).

Следует также иметь в виду, что включение средства измерений в цепь, где производится измерение, может изменить режим цепи за счет взаимодействия средства измерений с цепью (с объектом измерения) (см. § 15-1). Указанные погрешности, обусловленные несовершенством свойств используемых средств измерений, образуют *инструментальную* составляющую погрешности измерений.

В процессе измерения часто принимает участие экспериментатор. Он может внести субъективную погрешность, которая является следствием индивидуальных свойств человека, обусловленных физиологическими особенностями его организма, скоростью реакции или укоренившимися неправильными навыками. Например, если нескольким экспериментаторам поручить установить одно и то же значение тока в цепи по аналоговому амперметру, то при всей тщательности установки значения тока будут отличаться друг от друга.

При проведении эксперимента может появиться необходимость в обработке промежуточных результатов измерений. Для

этих целей удобно использовать средства вычислительной техники (микрокалькуляторы, микро- или мини-ЭВМ). Они могут внести свою составляющую погрешности, обусловленную неточностью выполнения вычислительных операций.

Таким образом, погрешность измерения образуется из методической погрешности, инструментальной погрешности, погрешности вычислений и погрешности, вносимой оператором.

В основу приведенной классификации погрешностей положены причины возникновения погрешностей.

В зависимости от режима работы (статического или динамического) используемого средства измерений различают погрешности в статическом режиме (*статические* погрешности) и погрешности в динамическом режиме. В статическом режиме измеряемая величина и выходной сигнал (например, отклонение указателя), по которому оценивают результат измерения, являются неизменными во времени. В динамическом режиме выходной сигнал изменяется во времени. Типичным примером динамического режима работы средства измерений является измерение изменяющейся во времени величины. При измерении постоянной величины динамический режим возникает при подключении средства измерений к исследуемому объекту и продолжается до тех пор, пока выходной сигнал не достигнет постоянного установившегося значения. Особенностью динамического режима является то, что, помимо перечисленных выше погрешностей, характерных для статического режима, здесь возникает погрешность, обусловленная инерционными свойствами средства измерений. Инерция (тепловая, механическая, электрическая) средства измерений приводит к тому, что выходной сигнал не сможет успевать правильно реагировать на быстрые изменения входной измеряемой величины, искажая таким образом представление о характере этих изменений. Погрешность, обусловленную инерционными свойствами, называют *динамической* погрешностью и определяют ее как разность между погрешностью в динамическом режиме и статической погрешностью, соответствующей значению измеряемой величины в данный момент времени.

Поясним это на примере. Для измерения постоянной температуры некоторой среды в эту среду вносят термочувствительный измерительный преобразователь, являющийся составной частью используемого средства измерений температуры. Вследствие тепловой инерции термочувствительный преобразователь не сможет сразу принять температуру окружающей среды, а будет постепенно прогреваться до этой температуры. Допустим, что процесс прогрева происходит по экспоненциальному закону. Тогда показания x средства измерений будут изменяться по такому же зако-

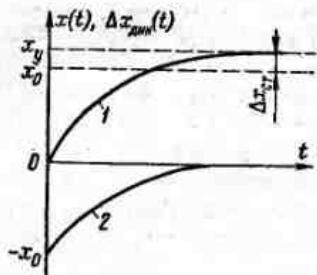


Рис. 2-1. Изменение выходного сигнала в динамическом режиме (кривая 1) и динамическая погрешность (кривая 2)

ну¹ (кривая 1 на рис. 2-1), т. е.

$$x(t) = x_y (1 - e^{-t/\tau}),$$

где x_y — установившееся показание средства измерений, когда термочувствительный преобразователь

прогрет до измеряемой температуры; τ — постоянная времени, характеризующая тепловую инерцию термочувствительного преобразователя.

Если истинное значение измеряемой температуры x_0 , то статическая погрешность $\Delta x_{ст} = x_y - x_0$, а погрешность в динамическом режиме

$$\Delta x(t) = x(t) - x_0 = -x_0 e^{-t/\tau} + \Delta x_{ст} (1 - e^{-t/\tau}).$$

Из этого выражения видно, что второе слагаемое характеризует долю погрешности в динамическом режиме, обусловленную статической погрешностью в данный момент времени. Следовательно, по данному выше определению динамическая погрешность

$$\Delta x_{дин}(t) = \Delta x(t) - \Delta x_{ст} (1 - e^{-t/\tau}) = -x_0 e^{-t/\tau}.$$

График этой динамической погрешности изображен на рис. 2-1 (кривая 2).

В зависимости от способа выражения погрешности измерения различают *абсолютную* и *относительную* погрешности. Абсолютную погрешность $\Delta x = x - x_0$ выражают в единицах измеряемой величины. Более наглядной характеристикой точности при сравнении различных результатов измерения является относительная погрешность $\delta = \Delta x/x_0 \approx \Delta x/x$. Знак относительной погрешности определяется знаком Δx . Относительная погрешность может быть выражена в процентах.

В зависимости от характера изменения различают:

1) систематическую погрешность измерения — составляющую погрешности измерения, остающуюся постоянной или закономерно изменяющуюся при повторных измерениях одной и той же величины;

2) случайную погрешность измерения — составляющую погрешности измерения, изменяющуюся случайным образом при повторных измерениях одной и той же величины.

Систематические погрешности. Наличие систематических погрешностей может быть обнаружено путем анализа условий проведения эксперимента или повторными измерениями одного и того же значения измеряемой величины разными методами или приборами. Примером постоянной систематической погрешности может быть погрешность, обусловленная несоответствием истинного значения меры, например измерительной катушки сопротивления при косвенном измерении тока (см. § 15-1), с помощью которой производится измерение, ее номинальному значению.

Примером переменной систематической погрешности может быть погрешность от закономерного изменения напряжения вспомогательного источника питания (разряд аккумулятора), если результат измерения зависит от значения этого напряжения.

Систематические погрешности могут быть в значительной степени исключены или уменьшены устранением источников погрешностей или введением поправок, устанавливаемых на основании предварительного изучения погрешностей мер и приборов, применяемых при измерении, использованием поправочных формул и кривых, выражающих зависимость показаний приборов от внешних условий (например, температуры) и т. д. Систематические погрешности могут быть также исключены путем нескольких проведенных определенным образом измерений (см. § 14-2). Применение того или иного способа зависит от требуемой точности, условий проведения эксперимента, наличия поправочных формул и других причин.

Следует иметь в виду, что полностью исключить систематические погрешности невозможно, так как методы и средства, с помощью которых обнаруживаются и оцениваются систематические погрешности, сами имеют свои погрешности. Поэтому всегда остается неисключенный остаток систематической погрешности.

Случайные погрешности. Эти погрешности, как правило, вызываются сложной совокупностью изменяющихся факторов, обычно неизвестных экспериментатору и трудно поддающихся анализу. Иногда причины, вызывающие случайные погрешности, могут быть известны (например, наводки от внешних электромагнитных полей), но если эти причины сами по себе имеют случайный, хаотический характер, то и погрешности, вызванные ими, будут тоже случайными.

Если причины появления случайных погрешностей известны, то для уменьшения этих погрешностей уменьшают влияние причин на результат измерения (например, экранируют цепи). При невозможности устранения этих причин или когда они неизвест-

¹ Это справедливо, если статические характеристики преобразования термочувствительного преобразователя и средства измерений линейны и инерция самого средства измерений можно пренебречь по сравнению с тепловой инерцией термочувствительного преобразователя.

ны, влияние случайных погрешностей на результат измерения можно уменьшить путем проведения многократных измерений одного и того же значения измеряемой величины с дальнейшей статистической обработкой полученных результатов методами теории вероятностей.

Иногда к систематическим погрешностям применяют такой же подход, как к случайным. Так, например, неисключенный остаток систематической погрешности рассматривают как случайную величину, которая может иметь любое значение в пределах погрешности средств измерений, с помощью которых выявлялась систематическая погрешность. Аналогично следует поступать в тех случаях, когда систематическая погрешность по тем или иным причинам не может быть исключена в процессе эксперимента. Например, систематическая погрешность от влияния температуры окружающей среды на используемое средство измерений может быть хорошо изучена и составлены таблицы поправок для исключения этой погрешности, но по условиям эксперимента температура не измеряется. В этом случае поправку ввести невозможно, но можно утверждать, что систематическая погрешность имеет некоторое значение в пределах, соответствующих возможному диапазону изменения температуры в процессе эксперимента, т. е. рассматривать эту погрешность как случайную величину.

Кроме перечисленных погрешностей измерения, встречается так называемая грубая погрешность измерения, существенно превышающая ожидаемую погрешность при данных условиях. Результат измерения, содержащий грубую погрешность, иногда называют промахом. Он возникает при внезапных кратковременных изменениях условий эксперимента, например при кратковременном отключении источника питания, механическом ударе, при неправильном отсчете экспериментатором показаний средств измерений и т. п. Грубые погрешности по своей природе тоже случайны и не могут быть предсказаны заранее. Промахи можно выявить путем обработки методами теории вероятностей результатов повторных измерений одного и того же значения измеряемой величины. После выявления они должны быть исключены.

Результат измерения всегда содержит как систематическую, так и случайную погрешности. Поэтому погрешность результата измерения Δx в общем случае нужно рассматривать как случайную величину, тогда систематическая погрешность Δx_c есть математическое ожидание этой величины, а случайная погрешность $\overset{\circ}{\Delta}x$ — центрированная случайная величина. При этом $\Delta x = \Delta x_c + \overset{\circ}{\Delta}x$.

2-2. ВЕРОЯТНОСТНЫЙ ПОДХОД К ОПИСАНИЮ ПОГРЕШНОСТЕЙ

Полным описанием случайной величины, а следовательно и погрешности, является ее закон распределения, которым определяется характер появления различных результатов отдельных измерений.

В практике электрических измерений встречаются различные законы распределения, некоторые из которых рассмотрены ниже.

Нормальный закон распределения (закон Гаусса). Этот закон является одним из наиболее распространенных законов распределения погрешностей. Объясняется это тем, что во многих случаях погрешность измерения образуется под действием большой совокупности различных, независимых друг от друга причин. На основании центральной предельной теоремы теории вероятностей результатом действия этих причин будет погрешность, распределенная по нормальному закону при условии, что ни одна из этих причин не является существенно преобладающей.

Нормальный закон распределения погрешностей описывается формулой

$$w(\Delta x) = \frac{1}{\sigma[\Delta x]\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\Delta x - \Delta x_c)^2}{2\sigma^2[\Delta x]}\right), \quad (2-1)$$

где $w(\Delta x)$ — плотность вероятности погрешности Δx ; $\sigma[\Delta x]$ — среднее квадратическое отклонение погрешности; Δx_c — систематическая составляющая погрешности.

Вид нормального закона, описываемого выражением (2-1), представлен на рис. 2-2, а для двух значений $\sigma[\Delta x]$. Так как $\Delta x = \Delta x_c + \overset{\circ}{\Delta}x$, то закон распределения случайной составляющей погрешности $w(\overset{\circ}{\Delta}x)$ имеет тот же вид (рис. 2-2, б) и описывается выражением, аналогичным (2-1), т. е.

$$\begin{aligned} w(\overset{\circ}{\Delta}x) &= \frac{1}{\sigma[\Delta x]\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\overset{\circ}{\Delta}x)^2}{2\sigma^2[\Delta x]}\right) = \\ &= \frac{1}{\sigma[\overset{\circ}{\Delta}x]\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\overset{\circ}{\Delta}x)^2}{2\sigma^2[\overset{\circ}{\Delta}x]}\right), \end{aligned} \quad (2-2)$$

где $\sigma[\overset{\circ}{\Delta}x]$ — среднее квадратическое отклонение случайной составляющей погрешности; $\sigma[\overset{\circ}{\Delta}x] = \sigma[\Delta x]$.

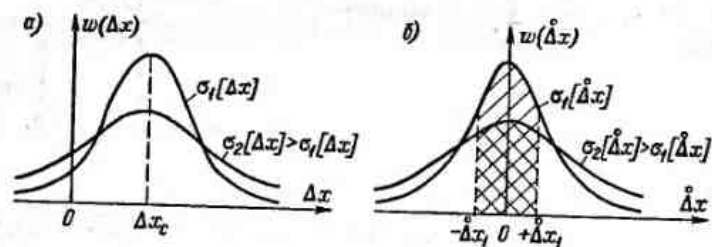


Рис. 2-2. Нормальный закон распределения погрешности измерений (а) и случайной составляющей погрешности измерений (б)

Таким образом, закон распределения погрешности Δx отличается от закона распределения случайной составляющей погрешности Δx только сдвигом по оси абсцисс на величину систематической составляющей погрешности Δx_c .

Из теории вероятностей известно, что площадь под кривой плотности вероятности характеризует вероятность появления погрешности. Из рис. 2-2, б видно, что вероятность P появления погрешности в диапазоне $\pm \Delta x_1$ при $\sigma_1[\Delta x]$ больше, чем при $\sigma_2[\Delta x]$ (площади, характеризующие эти вероятности, заштрихованы). Полная площадь под кривой распределения всегда равна 1, т. е. полной вероятности.

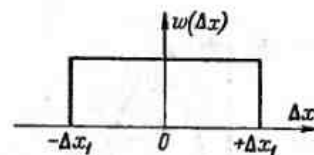
Учитывая это, можно утверждать, что погрешности, абсолютные значения которых превышают $|\Delta x_1|$, появляются с вероятностью, равной $1 - P$, которая при $\sigma_1[\Delta x]$ меньше, чем при $\sigma_2[\Delta x]$.

Следовательно, чем меньше $\sigma[\Delta x]$, тем реже встречаются большие погрешности, тем точнее выполнены измерения. Таким образом, Среднее квадратическое отклонение $\sigma[\Delta x]$ можно использовать для характеристики точности измерений:

Равномерный закон распределения. Если погрешность измерений с одинаковой вероятностью может принимать любые значения, не выходящие за некоторые границы, то такая погрешность описывается равномерным законом распределения. При этом плотность вероятности погрешности $w(\Delta x)$ постоянна внутри этих границ и равна нулю вне этих границ. Равномерный закон распределения представлен на рис. 2-3. Аналитически он может быть записан так:

$$w(\Delta x) = \frac{1}{2\Delta x_1} \text{ при } -\Delta x_1 \leq \Delta x \leq +\Delta x_1;$$

Рис. 2-3. Равномерный закон распределения



$$w(\Delta x) = 0 \text{ при } \Delta x < -\Delta x_1 \text{ и } \Delta x > +\Delta x_1. \quad (2-3)$$

С таким законом распределения хорошо согласуется погрешность от трения в опорах электромеханических приборов, неисключенные остатки систематических погрешностей, погрешность дискретности в цифровых приборах (см. § 8-2) и др.

Трапецевидный закон распределения. Это распределение графически изображено на рис. 2-4, а. Погрешность имеет такой закон распределения, если она образуется из двух независимых составляющих, каждая из которых имеет равномерный закон распределения, но ширина интервала равномерных законов различна. Например, при последовательном соединении двух измерительных преобразователей, один из которых имеет погрешность, равномерно распределенную в интервале $\pm \Delta x_1$, а другой — равномерно распределенную в интервале $\pm \Delta x_2$, суммарная погрешность преобразования будет описываться трапецевидным законом распределения.

Треугольный закон распределения (закон Симпсона). Это распределение (см. рис. 2-4, б) является частным случаем трапецевидного, когда составляющие имеют одинаковые равномерные законы распределения (см. § 8-2).

Двухмодальные законы распределения. В практике измерений встречаются двухмодальные законы распределения, т. е. законы распределения, имеющие два максимума плотности вероятности. В качестве примера на рис. 2-5 изображен двухмодальный закон распределения, который может быть в приборах, имеющих погрешность от люфта кинематических механизмов или от гистерезиса при перемагничивании деталей прибора.

Некоторые другие законы распределения погрешностей даны в ГОСТ 8.011—72 «Показатели точности измерений и формы представления результатов измерений».

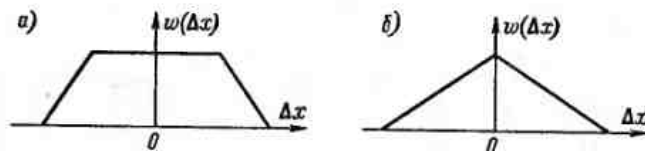


Рис. 2-4. Трапецевидный (а) и треугольный (б) законы распределения

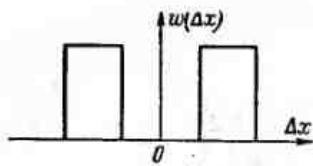


Рис. 2-5. Двухмодальный закон распределения

Если законы распределения погрешностей неизвестны, то они могут быть установлены на основании статистической обработки опытных данных. Однако экспериментальное определение законов распределения весьма трудоемко, поэтому к нему прибегают лишь при весьма ответственных измерениях.

Иногда закон распределения погрешности принимают, исходя из физического представления о причинах появления погрешностей и анализа составляющих погрешностей измерения. Так, например, если погрешность измерения образуется из пяти и более составляющих, среди которых нет существенно преобладающих, то закон распределения результирующей погрешности обычно принимают нормальным. В противном случае, анализируя составляющие погрешности, принимают для них вид законов распределения и методами теории вероятностей находят закон распределения для результирующей (суммарной) погрешности измерения (см. § 14-3).

Из сказанного следует, что точный вид закона распределения погрешностей обычно неизвестен. Реальные законы распределения даже в простейших случаях отличаются от теоретических стандартных законов распределения, рассмотренных выше и в ГОСТ 8.011—72, где они называются стандартными аппроксимациями функций плотности вероятности. Поэтому характеристики погрешности не удастся найти точно. Однако практика показывает, что погрешность 10—20 % при определении самой погрешности зачастую вполне удовлетворительна. Поэтому никогда не следует указывать значение погрешности с большим количеством значащих цифр. Обычно погрешность достаточно выражать одной-двумя значащими цифрами.

2-3. ВЕРОЯТНОСТНЫЕ ОЦЕНКИ ПОГРЕШНОСТЕЙ

В результате измерения получают значение измеряемой величины в виде числа в принятых единицах величины. Погрешность измерения тоже удобно выражать в виде числа. Однако погрешность измерения является случайной величиной, исчерпывающим описанием которой может быть только закон распределения. Из теории вероятностей известно, что закон распределения можно охарактеризовать числовыми характеристиками (неслучайными

числами), которые и используются для количественной оценки погрешности.

Основными числовыми характеристиками законов распределения являются математическое ожидание и дисперсия, которые определяются выражениями:

$$M[\Delta x] = \int_{-\infty}^{+\infty} \Delta x w(\Delta x) d(\Delta x); \quad (2-4)$$

$$D[\Delta x] = \int_{-\infty}^{+\infty} (\Delta x - M[\Delta x])^2 w(\Delta x) d(\Delta x) = \\ = D[\Delta x] = \int_{-\infty}^{+\infty} (\Delta x)^2 w(\Delta x) d(\Delta x), \quad (2-5)$$

где M — символ математического ожидания; D — символ дисперсии.

Математическое ожидание погрешности измерений есть случайная величина, относительно которой рассеиваются другие значения погрешностей при повторных измерениях. Математическое ожидание характеризует систематическую составляющую погрешности измерения, т. е. $M[\Delta x] = \Delta x_c$. Как числовая характеристика погрешности $M[\Delta x]$ показывает на смещенность результатов измерения относительно истинного значения измеряемой величины.

Дисперсия погрешности $D[\Delta x]$ характеризует степень рассеивания (разброса) отдельных значений погрешности относительно математического ожидания. Так как рассеивание происходит за счет случайной составляющей погрешности, то $D[\Delta x] = D[\Delta x]$. Чем меньше дисперсия, тем меньше разброс, тем точнее выполнены измерения. Следовательно, дисперсия может служить характеристикой точности проведенных измерений. Однако дисперсия выражается в единицах погрешности в квадрате. Поэтому в качестве числовой характеристики точности измерений используют среднее квадратическое отклонение $\sigma[\Delta x] = \sqrt{D[\Delta x]}$ с положительным знаком и выражаемое в единицах погрешности.

Обычно при проведении измерений стремятся получить результат измерения с погрешностью, не превышающей допустимое значение. Знание только среднего квадратического отклонения не позволяет найти максимальную погрешность, которая может встретиться при измерениях, что свидетельствует об ограниченных возможностях такой числовой характеристики погреш-

ности, как $\sigma [\Delta x]$. Более того, при разных условиях измерений, когда законы распределения погрешностей могут отличаться друг от друга, погрешность с меньшей дисперсией может принимать большие значения.

Максимальные значения погрешности зависят не только от $\sigma [\Delta x]$, но и от вида закона распределения. Когда распределение погрешности теоретически неограниченно, например при нормальном законе распределения, погрешность может быть любой по значению. В этом случае можно лишь говорить об интервале, за границы которого погрешность не выйдет с некоторой вероятностью. Этот интервал называют *доверительным интервалом*, характеризующую его вероятность — *доверительной вероятностью*, а границы этого интервала — *доверительными значениями погрешности*.

В практике измерений применяют различные значения доверительной вероятности, например: 0,90; 0,95; 0,98; 0,99; 0,9973 и 0,999. Доверительный интервал и доверительную вероятность выбирают в зависимости от конкретных условий измерений. Так, например, при нормальном законе распределения случайных погрешностей со средним квадратическим отклонением $\sigma [\Delta x]$ часто пользуются доверительным интервалом от $+3\sigma [\Delta x]$ до $-3\sigma [\Delta x]$, для которого доверительная вероятность равна 0,9973. Такая доверительная вероятность означает, что в среднем из 370 случайных погрешностей только одна погрешность по

абсолютному значению будет больше $3\sigma [\Delta x]$. Так как на практике число отдельных измерений редко превышает несколько десятков, появление даже одной случайной погрешности, большей, чем $3\sigma [\Delta x]$, маловероятное событие, наличие же двух подобных погрешностей почти невозможно. Это позволяет с достаточным основанием утверждать, что все возможные случайные погрешности измерения, распределенные по нормальному закону, практически не превышают по абсолютному значению $3\sigma [\Delta x]$ (правило «трех сигм»).

В соответствии с ГОСТ 8.011—72 *доверительный интервал* является одной из основных характеристик точности измерений. Одну из форм представления результата измерения этот стандарт устанавливает в следующем виде: $x; \Delta x$ от Δx_n до Δx_n^1 ; P , где x — результат измерения в единицах измеряемой величины; Δx , Δx_n ,

¹ Δx_n и Δx_n^1 должны быть указаны со своими знаками. В общем случае $|\Delta x_n|$ может быть не равна $|\Delta x_n^1|$. Если границы погрешности симметричны, т. е. $|\Delta x_n| = |\Delta x_n^1| = \Delta x$, то результат измерения может быть записан так: $x \pm \Delta x$; P .

Δx_n — соответственно погрешность измерения с нижней и верхней ее границами в тех же единицах; P — вероятность, с которой погрешность измерения находится в этих границах.

ГОСТ 8.011—72 допускает и другие формы представления результата измерения, отличающиеся от приведенной формы тем, что в них указывают раздельно характеристики систематической и случайной составляющих погрешности измерения. При этом для систематической погрешности указывают ее вероятностные характеристики. Ранее уже отмечалось, что иногда систематическую погрешность приходится оценивать с вероятностных позиций. В этом случае основными характеристиками систематической погрешности являются $M [\Delta x_c]$, $\sigma [\Delta x_c]$ и ее доверительный интервал. Выделение систематической и случайной составляющих погрешности целесообразно, если результат измерения будет использован при дальнейшей обработке данных, например при определении результата косвенных измерений и оценке его точности, при суммировании погрешностей и т. п.

Любая из форм представления результата измерения, предусмотренная ГОСТ 8.011—72, должна содержать необходимые данные, на основании которых может быть определен доверительный интервал для погрешности результата измерения. В общем случае доверительный интервал может быть установлен, если известен вид закона распределения погрешности и основные числовые характеристики этого закона.

Глава третья

ОСНОВЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

3-1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ

Развитие науки и техники неразрывно связано с возрастанием роли измерений. Автоматизация управления производственными процессами, техническими объектами и исследованиями ставит перед измерительной техникой новые и ответственные задачи, связанные с усложнением измерительных процедур, повышением точности, быстродействия и т. п. Многообразие видов измерений и средств измерений неуклонно возрастает, причем это качественное и количественное развитие измерений должно идти в рамках обеспечения единства измерений, под которым понимается выражение результата измерения в узаконенных единицах с указанием значений характеристик погрешностей.

Возникло новое понятие — *метрологическое обеспечение*, под которым понимают установление и применение научных и органи-

зационных основ, технических средств, правил и норм, необходимых для достижения единства и требуемой точности измерений.

Научной основой метрологического обеспечения является метрология — наука об измерениях, методах и средствах обеспечения их единства и способах достижения требуемой точности измерений.

Организационной основой метрологического обеспечения является метрологическая служба СССР, состоящая из государственной и ведомственной служб. Под метрологической службой подразумевается сеть учреждений и организаций, возглавляемых Госстандартом СССР, деятельность которых направлена на метрологическое обеспечение.

Техническую основу метрологического обеспечения составляют: система государственных эталонов единиц физических величин; система передачи размеров единиц физических величин от эталонов всем средствам измерений с помощью образцовых средств измерений и средств поверки; система государственных испытаний средств измерений, обеспечивающая единообразие средств измерений при разработке и выпуске их в обращение; система обязательной поверки или метрологической аттестации средств измерений; система стандартных образцов состава и свойств веществ и материалов; система стандартных справочных данных о физических константах и свойствах веществ и материалов.

Правовую основу метрологического обеспечения составляет *Государственная система обеспечения 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.

3-2. ЭТАЛОНЫ ЕДИНИЦ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Эталон единиц физических величин — средства измерений (или комплексы средств измерений), обеспечивающие воспроизведение и (или) хранение единиц с целью передачи их размеров рабочим средствам измерений. Передача размеров единиц осуществляется с помощью поверочных схем (см. § 3-3).

В настоящее время в стране действует примерно 130 эталонов единиц физических величин. Эталоны единиц классифицируют по ряду признаков. Соответственно делению физических величин различают эталоны основных и производных единиц, а по точности воспроизведения единиц и подчиненности — первичные (исходные) и вторичные.

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 установленных особых условиях (сверхвысокие частоты, малые и большие энергии, давления, температуры и т. п.). Первичные и специальные эталоны, официально утвержденные в качестве исходных для страны, называют государственными, на каждый из них утверждают государственный стандарт.

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

По своему составу эталоны могут быть одиночные и групповые. *Одиночный эталон* представляет собой одну меру (прибор или установку), а *групповой эталон* состоит из однотипных мер (измерительных устройств), воспроизводящих размер единицы в виде среднего арифметического результатов воспроизведения каждым из элементов этой совокупности.

Кроме национальных эталонов, имеются *международные эталоны*, принадлежащие группе стран и предназначенные для поддержания единства измерений в международном масштабе путем периодического сличения национальных эталонов с международным и между собой.

Государственный первичный эталон единицы массы — килограмма состоит из национального прототипа килограмма (гири из платиново-иридиевого сплава) и эталонных весов, предназначенных для передачи размера единицы массы вторичным эталонам. Среднее квадратическое отклонение относительной погрешности воспроизведения эталоном единицы массы равно $7 \cdot 10^{-9}$.

В настоящее время ведутся работы по созданию «естественного» эталона единицы массы, например, используя счет числа молекул.

Государственный первичный эталон единиц длины — комплекс средств, воспроизводящих метр в виде $1650763,73$ длин волн излучения в вакууме, соответствующего переходу между определенными уровнями атома криптона-86. Эталон обеспечивает воспроизведение метра с относительным средним квадратическим отклонением результата измерений, не превышающим $5 \cdot 10^{-9}$.

Государственный первичный эталон единицы времени — комплекс средств, воспроизводящих секунду в виде $192\,631\,770$ пери-

одов колебаний электромагнитного излучения, соответствующего переходу между двумя сверхтонкими уровнями основного состояния атома цезия-133. Этот эталон является также эталоном единицы частоты — герца. Он обеспечивает воспроизведение единиц с относительным средним квадратическим отклонением результата измерений, не превышающим $1 \cdot 10^{-13}$, при неисключенной относительной систематической погрешности, не превышающей $1 \cdot 10^{-12}$.

Появление высокостабильных лазеров позволило осуществить согласованное определение метра и секунды на основе одной линии излучения. В связи с этим в 1983 г. XVII Генеральной конференцией по мерам и весам принято решение о новом определении метра, в соответствии с которым метр определен как длина пути, проходимого светом за $1/299\,792\,548$ долю секунды. В настоящее время ведутся работы по созданию единого эталона единиц времени, частоты и длины. При этом используется фундаментальная зависимость $l = ct$, где l — путь, проходимый излучением; $c = 299\,792\,548$ м/с — скорость света (излучения); t — время.

Государственный первичный эталон единицы силы постоянно-го электрического тока — ампера — это комплекс средств, в состав которых входят токовые весы. В токовых весах, представляющих собой рычажные равноплечные весы, с одной стороны на коромысло действует сила взаимодействия двух соленоидов, обтекаемых постоянным током, а с другой стороны — гиря известной массы. При равновесии весов сила тока определяется через массу гири, ускорение свободного падения в месте расположения весов и постоянную электродинамической системы (двух соленоидов), зависящую от формы и размеров соленоидов, диаметра сечения провода соленоидов, значения относительной магнитной проницаемости среды и т. д.). Таким образом, ампер воспроизводится через основные единицы — метр, килограмм и секунду. Эталон воспроизводит размер ампера с относительным средним квадратическим отклонением результата измерений, не превышающим $4 \cdot 10^{-6}$, при относительной систематической погрешности, не превышающей $8 \cdot 10^{-6}$.

Для поддержания единства измерений можно ограничиться созданием эталонов только основных величин. Однако для облегчения выполнения этой задачи созданы эталоны производных единиц. Рассмотрим некоторые эталоны производных единиц электрических величин.

В состав государственного эталона вольта входят: мера напряжения на основе эффекта Джозефсона (возникновение напряжения между разделенными тонким слоем диэлектрика двумя сверхпроводниками в высокочастотном электромагнитном поле);

группа насыщенных нормальных элементов (см. § 5-1) для хранения размера единицы, компенсатор постоянного тока для сличения нормальных элементов. Эталон воспроизводит размер вольта с относительным средним квадратическим отклонением результата измерения, не превышающим $5 \cdot 10^{-8}$, при относительной неисключенной систематической погрешности, не превышающей $1 \cdot 10^{-6}$.

Государственный эталон единицы сопротивления воспроизводит ом с помощью 10 манганиновых катушек сопротивления с относительным средним квадратическим отклонением результата измерений, не превышающим $1 \cdot 10^{-7}$, при неисключенной относительной систематической погрешности, не превышающей $5 \cdot 10^{-7}$.

Государственный эталон единицы емкости воспроизводит фарад с помощью конденсатора с относительным средним квадратическим отклонением результата измерений, не превышающим $7 \cdot 10^{-7}$, при неисключенной относительной систематической погрешности, не превышающей $13 \cdot 10^{-7}$.

Государственный эталон единицы индуктивности воспроизводит генри с помощью четырех катушек индуктивности с относительным средним квадратическим отклонением результата измерений, не превышающим $1 \cdot 10^{-5}$, при неисключенной относительной систематической погрешности, не превышающей $1 \cdot 10^{-5}$.

3-3. ГОСУДАРСТВЕННАЯ СИСТЕМА ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЕДИНСТВА ИЗМЕРЕНИЙ

Основными объектами стандартизации ГСИ являются: единицы физических величин; государственные эталоны и общесоюзные поверочные схемы; методы и средства поверки средств измерений; номенклатура нормируемых метрологических характеристик средств измерений; нормы точности измерений; способы выражения и формы представления результатов измерения и показателей точности измерений; методики выполнения измерений; организация и порядок проведения государственных испытаний, поверки, метрологической аттестации средств измерений; термины и определения в области метрологии и т. д.

Для обеспечения единства измерений ГСИ требует выполнения следующих положений. Результаты измерений должны выражаться в единицах физических величин, допущенных к применению в СССР согласно ГОСТ 8.417—81 (СТ СЭВ 1052—78) «ГСИ. Единицы физических величин». В соответствии с этим стандартом основными единицами являются: метр (м) — единица длины; килограмм (кг) — единица массы; секунда (с) — единица време-

ни; ампер (А) — единица силы тока; кельвин (К) — единица термодинамической температуры; моль (моль) — единица количества вещества; кандела (кд) — единица силы света.

К дополнительным единицам относят радиан (рад) — единица плоского угла и стерадиан (ср) — единица телесного угла. Кроме основных и дополнительных, система единиц предусматривает производные единицы, образуемые из основных и дополнительных при помощи определяющих уравнений. Угловые единицы не могут быть введены в число основных, так как это вызвало бы затруднение в трактовке размерностей величин, связанных с вращением (дуги окружности, площади круга, работа пары сил и т. п.). Вместе с тем они не являются и производными единицами, так как не зависят от выбора основных единиц. Допускаются к применению также внесистемные единицы.

Средства измерений, предназначенные к серийному выпуску, подлежат государственным испытаниям согласно ГОСТ 8.001—80 и ГОСТ 8.383—80. Основными целями государственных (приемочных и контрольных) испытаний является установление соответствия выпускаемых в стране серийно и закупаемых за границей средств измерений требованиям стандартов и техническим заданиям.

Средства измерений, находящиеся в пользовании, должны периодически подвергаться государственной поверке, ревизии, экспертизе согласно ГОСТ 8.002—71. Поверка средств измерений производится для установления пригодности их к применению. Ревизия средств измерений производится для установления соответствия средств и методик измерений необходимому уровню метрологического обеспечения производства. Экспертиза производится в тех случаях, когда возникают вопросы о соответствии средств измерений и методик их применения техническим условиям.

Метрологические характеристики средств измерений, подлежащие нормированию, должны соответствовать ГОСТ 8.009—84, ГОСТ 8.401—80 и ГОСТ 8.256—77 (см. § 4-3), которые устанавливают номенклатуру метрологических характеристик, средств измерений, а также способы их представления в нормативно-технической документации.

Форма представления результатов измерений должна соответствовать ГОСТ 8.011—72 (см. § 14-2). В номенклатуру устанавливаемых стандартом показателей входят функции распределения вероятности систематической и случайной погрешностей результатов измерений, числовые характеристики систематической и случайной погрешностей, а также интервалы, в которых погрешности результатов измерений находятся с заданной вероятностью.

Измерения, нормы точности которых регламентированы стандартами или нормативно-техническими документами, должны выполняться по стандартным или аттестованным методикам выполнения измерений в соответствии с ГОСТ 8.010—72 «ГСИ. Общие требования к стандартизации и аттестации методик выполнения измерений».

Государственная система обеспечения единства измерений устанавливает требования к эталонам единиц физических величин и к системе передачи размера единицы каждой величины к рабочим средствам измерений.

Построение поверочных схем определяется ГОСТ 8.061—80 «ГСИ. Поверочные схемы. Содержание и построение».

Каждое средство измерений, функционирующее в установленных условиях, обеспечивает оговоренную степень достоверности получаемых с его помощью результатов измерений. Достигается это с помощью предусмотренных ГСИ мер, основу которых составляют поверочные схемы, устанавливающие методы, средства, точность и соподчиненность средств измерений при передаче размера единицы физической величины от исходного образцового средства измерений до объекта поверки.

Поскольку поверочные схемы предназначены в общем случае для передачи размеров единиц величин от государственных эталонов до объектов поверки с обеспечением возможности проведения метрологических испытаний (контрольных, государственных, поверки, аттестации) средств самого различного класса точности, в их основу заложен многоступенчатый принцип, т. е. поверочная схема должна состоять не менее чем из двух ступеней передачи размера единицы величины.

Так как поверочная схема предусматривает многоступенчатую передачу размера единицы величины, то, кроме государственного эталона, создают эталоны-копии, рабочие эталоны, а также образцовые средства 1, 2 и 3-го разрядов. Для общесоюзной поверочной схемы в качестве исходного образцового средства выступает соответствующий государственный эталон.

В целом различаются следующие виды поверочных схем: государственные, ведомственные и локальные, отличающиеся областью их обязательного применения. Государственные поверочные схемы оформляются в виде государственного стандарта, который должен включать в себя чертеж поверочной схемы и необходимую текстовую часть. Ведомственные и локальные поверочные схемы оформляются в виде чертежа, который при необходимости можно дополнить текстовыми объяснениями.

На рис. 3-1 представлен приведенный в ГОСТ 8.061—80 пример государственной поверочной схемы, где 1 — государственный эталон; 2 — метод передачи размера единицы; 3 — эталон-

Эталоны

Образцовые средства измерений 1-го разряда

Образцовые средства измерений 2-го разряда

Образцовые средства измерений, заимствованные из других поверочных схем

Образцовые средства измерений 3-го разряда

Рабочие средства измерений

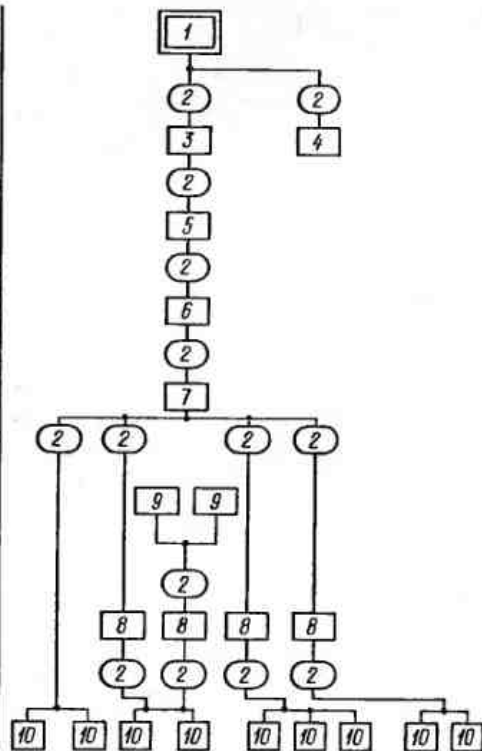


Рис. 3-1. Пример государственной поверочной схемы

копия; 4 — эталон сравнения; 5 — рабочий эталон; 6—8 — образцовые средства соответствующих разрядов; 9 — образцовые средства измерений, заимствованные из других поверочных схем; 10 — рабочие средства измерений.

Для многофункциональных средств измерений, например для ампервольтметров, используют несколько поверочных схем. В состав поверочных схем могут входить образцовые средства измерений, заимствованные из других поверочных схем, т. е. средства, разработанные для другой поверочной схемы. Так, например, в состав поверочной схемы средств измерений силы тока входят образцовые меры ЭДС и образцовые меры сопротивлений 2-го и 3-го разрядов.

При физической реализации поверочных схем к входящим в них образцовым и вспомогательным устройствам предъявляют требования, обеспечивающие необходимый уровень метрологиче-

ского эксперимента. Очевидно, что соотношение характеристик точности образцового средства i -й ступени с характеристиками точности образцовых средств более высоких ступеней, включая точность передачи единицы от ступени к ступени, должна быть такова, чтобы именно характеристики точности образцовых средств i -й ступени были определяющими для оценки точности дальнейшей передачи единицы. Обычно соотношение характеристик погрешности результатов измерений, получаемых образцовыми средствами смежных ступеней, устанавливается в диапазоне 3—5. Например, класс образцового средства 2-го разряда должен быть в 3—5 раз выше класса образцового средства 3-го разряда. В том же диапазоне устанавливается соотношение характеристик точности образцовых и поверяемых средств при проверке.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ

Глава четвертая

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СРЕДСТВАХ ИЗМЕРЕНИЙ

4-1. КЛАССИФИКАЦИЯ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

Измерения производят с помощью *средств измерений* — технических средств, имеющих нормированные метрологические характеристики (см. § 1-1, 4-3).

По функциональному назначению средства измерений делят на следующие группы: меры, измерительные преобразователи, измерительные приборы, измерительные информационные системы и измерительные установки.

Под *мерой* понимают средство измерений, предназначенное для воспроизведения физической величины заданного размера. Например, мерой является резистор, воспроизводящий сопротивление определенного размера с известной погрешностью.

Измерительный преобразователь — средство измерений, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, удобной для передачи, дальнейшего преобразования, обработки и (или) хранения, но не поддающейся непосредственному восприятию наблюдателем. Измерительный преобразователь, к которому подводится измеряемая величина, называют *первичным измерительным преобразователем*. Измерительный преобразователь, предназначенный для изменения размера величины в заданное число раз, называют *масштабным измерительным преобразователем*.

В зависимости от рода измеряемой величины на входе измерительные преобразователи для электрических измерений делят на преобразователи электрических величин и преобразователи неэлектрических величин. Примерами преобразователей электрических величин в электрические являются делители напряжения, усилители напряжения и др. Преобразователи неэлектрических величин в электрические применяют при электрических измерениях неэлектрических величин. Терморезисторы (см. § 11-2), применяемые для измерения температуры, — пример таких преобразователей.

Измерительные преобразователи в зависимости от вида (аналоговый, кодированный) входного и выходного сигналов относят к одной из следующих групп: а) *аналоговые измерительные преобразователи*, у которых на входе и на выходе аналоговые сигналы; б) *аналого-цифровые измерительные преобразователи*, имеющие на входе аналоговый сигнал, а на выходе кодированный сигнал; в) *цифро-аналоговые измерительные преобразователи*, у которых на входе кодированный сигнал, а на выходе аналоговый (квантованный) сигнал.

Первичные измерительные преобразователи, размещаемые непосредственно на объекте исследования и удаления от места обработки, отображения и регистрации измерительной информации, называют иногда *датчиками*. Например, датчик кровяного давления космонавта.

Измерительным прибором называют средство измерений, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем, например, в виде цифрового отсчета на отсчетном устройстве. Измерительный прибор, показания которого являются непрерывной функцией изменений измеряемой величины, называют *аналоговым измерительным прибором*. Например, электроизмерительный прибор с отсчетным устройством в виде стрелки и шкалы — аналоговый прибор.

Измерительный прибор, автоматически вырабатывающий дискретный (кодированный) сигнал измерительной информации и дающий показания в цифровой форме, называют *цифровым измерительным прибором*.

В зависимости от того, допускают ли измерительные приборы только считывание показаний или допускают считывание и регистрацию или только регистрацию показаний, они относятся либо к показывающим, либо к *регистрирующим измерительным приборам*. Иногда находят применение так называемые *регулирующие измерительные приборы*, т. е. приборы, имеющие приспособление для управления технологическим процессом.

Измерительные приборы, которые осуществляют одно или несколько преобразований сигнала измерительной информации в одном направлении в цепи преобразований, называют *приборами прямого преобразования*. Измерительные приборы, в которых наряду с цепью прямого преобразования имеется цепь обратного преобразования сигнала измерительной информации, называют *приборами уравновешивающего преобразования* или *приборами сравнения*, так как в них происходит сравнение измеряемой величины с известной величиной, однородной с измеряемой. В некоторых случаях производится сравнение эффектов, производимых указанными величинами.

В зависимости от применяемых средств (узлов) среди электроизмерительных аналоговых приборов прямого преобразования выделяют следующие группы приборов: электромеханические, электромеханические с преобразователями и электронные.

К группе *электромеханических приборов* относят электроизмерительные приборы, в которых энергия электромагнитного поля преобразуется в механическую энергию перемещения подвижной части прибора.

К группе *электромеханических приборов с преобразователями* относят электромеханические приборы с предварительными преобразователями входного сигнала с целью расширения возможностей измерения различных величин.

К группе *электронных аналоговых приборов* относят приборы, использующие электронные узлы для преобразования сигнала измерительной информации и электромеханический (чаще всего магнитоэлектрический) измерительный механизм.

По роду измеряемой величины электроизмерительные приборы делят на следующие группы: амперметры — для измерения тока; вольтметры — для измерения напряжения; омметры — для измерения сопротивления и т. п.

В зависимости от степени усреднения измеряемой величины выделяют *приборы*, дающие показания *мгновенных значений* измеряемой величины, и *приборы интегрирующие*, показания которых определяются интегралом по времени или по другой независимой переменной от измеряемой величины.

По характеру установки на месте применения *приборы* бывают *стационарными*, предназначенными для жесткого крепления, и *переносными*, не предназначенными для жесткого крепления.

В зависимости от степени защищенности от климатических и механических воздействий приборы выполняют обыкновенными, пыле-, водо-, брызгозащищенными, герметическими, вибро-, удароустойчивыми и др.

Для испытаний крупных объектов, т. е. когда необходимо измерять большое число физических величин, производить обработку измерительной информации, воздействовать на объект в процессе испытаний и т. д., применяют измерительные информационные системы.

Измерительная информационная система — совокупность функционально объединенных измерительных, вычислительных и других вспомогательных технических средств для получения измерительной информации, ее преобразования, обработки с целью представления потребителю (в том числе ввода в АСУ) в требуемом виде либо автоматического осуществления логических функций контроля, диагностирования, идентификации (распознавания образцов).

В последние годы получили применение *измерительно-вычислительные комплексы (ИВК)*, которые представляют собой автоматизированные средства измерений и обработки измерительной информации. Их отличительной чертой является наличие в комплексе свободно программируемой ЭВМ, которая используется не только для обработки результатов измерения, но и для управления самим процессом измерения, а также для управления воздействием (если это необходимо) на объект исследования. ИВК — разновидность ИИС.

В настоящее время имеется тенденция выпускать средства измерений, которые могут использоваться не только автономно, но и в составе систем. Такие средства называют *средствами измерений системного применения*. В этих средствах широко используются средства вычислительной техники. ИВК и другие средства измерений, содержащие средства вычислительной техники, образуют группу измерительно-вычислительных (процессорных) средств.

Для выполнения массовых технологических измерений применяются измерительные установки. *Измерительной установкой* называют совокупность функционально и конструктивно объединенных средств измерений и вспомогательных устройств, предназначенных для рациональной организации измерений. Электроизмерительные установки используют, например, для градуировки и поверки электроизмерительных приборов.

Все средства измерений по выполняемым метрологическим функциям делят на образцовые и рабочие. *Образцовые средства* измерений предназначены для поверки с их помощью других рабочих средств измерений. *Рабочие средства* используют для выполнения всех измерений, кроме измерений, связанных с поверкой, т. е. передачей размера единиц величин.

4-2. ГОСУДАРСТВЕННАЯ СИСТЕМА ПРИБОРОВ

Повышение требований к качеству и количеству средств измерений для нужд народного хозяйства при ограниченных выделяемых ресурсах привело к системному подходу при создании средств измерений. Системный подход преследует цель минимизировать расходы с учетом затрат при производстве и применении средств измерений. Работы в этом направлении привели к созданию Государственной системы промышленных приборов и средств автоматизации (ГСП).

ГСП основывается на следующих системотехнических принципах: типизация реализуемых средствами ГСП функций, минимизация номенклатуры входящих в систему средств, всесторонняя регламентация требований к техническим средствам системы.

В соответствии с ГОСТ 12997—76 «Государственная система промышленных приборов и средств автоматизации. Общие технические требования и методы испытаний» ГСП определяется как «...совокупность изделий, предназначенных для использования в промышленности в качестве технических средств автоматических и автоматизированных систем контроля, измерения, регулирования и управления технологическими процессами (АСУТП), информационно-измерительных систем (ИИС), а также для контроля, измерения и регулирования отдельных параметров...»

Измеряемые и регулируемые с помощью средств ГСП величины составляют следующие основные группы: величины пространства и времени, механические величины, электрические и магнитные величины, тепловые и световые величины. Многообразие измеряемых и регулируемых величин предопределяет необходимость создания соответствующей номенклатуры технических средств.

ГСП охватывает все устройства, обеспечивающие формирование сигналов — носителей информации о значениях характеристик объекта управления (первичные преобразователи, датчики), нормирование сигналов¹ (вторичные преобразователи, «нормализаторы»), функциональное преобразование в аналоговой или цифровой форме (функциональные преобразователи и процессоры), коммутацию, аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование (коммутаторы, АЦП и ЦАП) и, наконец, реализацию требуемого воздействия на объект (исполнительные устройства). В настоящее время предприятиями Минприбора СССР выпускается более 2000 типов устройств, входящих в ГСП.

Методологическую основу ГСП составляет система государственных стандартов, включающая в себя около 200 стандартов, устанавливающих общие технические требования, требования к входным и выходным сигналам, правилам информационного сопряжения и конструктивному исполнению.

Техническую основу ГСП составляют *агрегатные комплексы*, каждый из которых представляет собой совокупность технических средств, упорядоченных по функциям и параметрам. Один из определяющих признаков агрегатного комплекса заключается в системной совместимости входящих в него устройств. Иначе говоря, устройства агрегатного комплекса должны быть такими, чтобы их можно было использовать в составе ИИС или АСУТП без применения дополнительных средств сопряжения.

¹ Под нормированием сигналов понимается приведение их к стандартному виду и диапазону изменения, например, к постоянному напряжению 0—1 В.

К основным видам совместимости относятся конструктивная и информационная.

Информационная совместимость обеспечивается унификацией входных и выходных сигналов и применением стандартных интерфейсов. *Интерфейс* представляет собой систему унифицированных связей и сигналов — конструктивных, логических, физических, посредством которых технические средства соединяются друг с другом и производят обмен информацией.

Конструктивная совместимость достигается применением унифицированных типовых конструктивов.

Входящие в состав ГСП агрегатные комплексы делятся на комплексы широкого применения и специализированные. К первым относят такие комплексы, как АСВТ (*агрегатный комплекс средств вычислительной техники*), АСЭТ (*агрегатный комплекс средств электроизмерительной техники*), КТС ЛИУС (комплекс технических средств для локальных информационно-управляющих систем), АКЭСР (агрегатный комплекс аналоговых электрических средств регулирования) и др. Ко вторым — АСАТ (агрегатный комплекс средств аналитической техники), АСИМ (агрегатный комплекс средств измерения и дозирования масс) и т. п.

Основу ГСП составляют комплексы АСВТ и АСЭТ, поскольку входящие в них устройства используют практически во всех областях народного хозяйства в виде составных частей АСУТП, АСУИ и других видов АСУ. Такое положение объясняется особой ролью электрических средств измерений и вычислительной техники в обеспечении автоматизации управления. Причина в том, что в подавляющем большинстве случаев сигнал — носитель информации об объекте управления или регулируемой физической величине преобразуется в электрический сигнал. Далее над этим сигналом осуществляются необходимые аналоговые и аналого-цифровые преобразования с последующими преобразованиями числовых массивов, выработкой необходимых команд и, наконец, формированием управляющих воздействий. Таким образом, возможности электроизмерительной и вычислительной техники носят универсальный характер. Исключение составляют случаи, когда в качестве сигналов измерительной информации выступают неэлектрические сигналы. Тогда применяют оптические, пневматические, гидравлические и т. п. средства получения и обработки информации.

АСЭТ охватывает совокупность электронных электроизмерительных приборов и устройств, предназначенных для создания методом проектной компоновки ИИС (ИВК). Под *проектной компоновкой* понимают метод разработки сложных технических средств (например, ИИС) из унифицированных более простых блоков, модулей и устройств. Так, например, располагая конст-

руктивно и информационно совместимыми нормирующими преобразователями, коммутатором, АЦП и микро-ЭВМ, можно спроектировать из этой совокупности ИВК. Создание АСЭТ означает переход к системной унификации в области электроизмерительной техники, обеспечивающей не только возможность использования каждого унифицированного устройства для решения большого числа задач, но и переход от индивидуальной разработки приборов и устройств к типовым техническим решениям и машинному (с помощью ЭВМ) проектированию.

В состав АСЭТ входят следующие укрупненные номенклатурные группы приборов и устройств: аналоговые (измерительные преобразователи, коммутаторы, стабилизированные источники питания); аналого-цифровые (АЦП, ЦАП, цифровые измерительные приборы); устройства представления информации; блоки связи и устройства управления.

Основным нормативным документом, определяющим структуру АСЭТ и требования, предъявляемые к входящим в его состав устройствам, является ОСТ 25-170—73 «Общие технические требования АСЭТ». В качестве основного интерфейса (см. § 13-2) принимают приборный интерфейс (ГОСТ 26.003—80). Унифицированные типовые конструктивные регламентированы ГОСТ 26.204—83 ЕСПП. Средства измерений и автоматизации. Типовые несущие конструкции. Типы и основные размеры».

В настоящее время освоено и выпускается на предприятиях Минприбора СССР более 500 типов устройств, относящихся к АСЭТ, значительная часть которых может использоваться как в системах, так и автономно.

АСВТ охватывает совокупность устройств, предназначенных для создания методом проектной компоновки управляющих вычислительных комплексов (УВК). В состав АСВТ входят следующие основные номенклатурные группы агрегатных модулей: центрального управления и переработки информации, хранения информации, связи с объектом, связи с оперативным персоналом, внутрисистемной связи, выхода на внешние (внесистемные) линии связи, согласования.

Совмещение устройств АСЭТ и АСВТ при создании ИВК и ИИС обеспечивают с помощью блоков сопряжения.

Для повышения уровня совместимости устройств АСЭТ и АСВТ выбрана одна и та же печатная плата для размещения элементов и одинаковый внутрикаркасный интерфейс. По этой же причине в качестве базовой вычислительной машины для средств измерений принята ЭВМ СМ 1800.

На обозримую перспективу развитие ГСП тесно связано с созданием процессорных средств измерений (см. § 1-1). Эти средства нуждаются в развитом математическом обеспечении

(см. § 13-2). Идеи унификации в полной мере относятся к математическому обеспечению, в котором следует различать три части: системное, технологическое и прикладное. Первая часть обеспечивает функционирование устройств ГСП в составе ИИС и АСУ, вторая — их испытания и самодиагностику, а третья — решение задач, являющихся целью использования этих устройств.

4.3. ХАРАКТЕРИСТИКИ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

Отдельные виды и типы средств измерений обладают своими специфическими свойствами. Вместе с тем средства измерений имеют некоторые общие свойства, которые позволяют сопоставлять средства между собой.

Различают статические и динамические свойства средства измерений. *Статические свойства средства измерений* проявляются при *статическом режиме* его работы, т. е. когда выходной сигнал средства считается неизменным при измерении; *динамические свойства* — при *динамическом режиме* работы средства измерений, при котором выходной сигнал средства изменяется во времени при его использовании.

Свойства средств измерений описывают характеристиками, среди которых выделяют комплекс метрологических характеристик (см. § 1-1).

Метрологические характеристики. *Функция преобразования (статическая характеристика преобразования)* — функциональная зависимость между информативными параметрами выходного и входного сигналов средства измерений. Функцию преобразования, принимаемую для средства измерения (типа) и устанавливаемую в научно-технической документации на данное средство (тип), называют *номинальной функцией преобразования средства* (типа).

Важной характеристикой является *чувствительность* средства измерений, под которой понимают отношение приращения выходного сигнала Δy средства измерений к вызвавшему это приращение изменению входного сигнала Δx . В общем случае чувствительность

$$S = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{dy}{dx}$$

При нелинейной статической характеристике преобразования чувствительность зависит от x , при линейной характеристике чувствительность постоянна. У измерительных приборов при постоянной чувствительности шкала равномерная, т. е. длина всех

делений шкалы одинакова. *Деления шкалы* — участки шкалы, на которые делят шкалу с помощью отметок.

Характеристикой прибора является *постоянная прибора* $C = 1/S$.

Чувствительность не следует смешивать с *порогом чувствительности*, под которым понимают наименьшее изменение входной величины, обнаруживаемое с помощью данного средства измерений. Порог чувствительности выражают в единицах входной величины.

Характеристикой средства измерений является *диапазон измерений* — область значений измеряемой величины, для которой нормированы допускаемые погрешности средства измерений. Диапазон измерений ограничивается наибольшим и наименьшим значениями диапазона измерений. С целью повышения точности измерений диапазон измерений средства измерений может быть разбит на несколько поддиапазонов. При переходе с одного поддиапазона на другой некоторые составляющие основной погрешности уменьшаются, что приводит к повышению точности измерений. При нормировании допускают для каждого поддиапазона свои предельные погрешности. Область значений шкалы, ограниченную начальными и конечными значениями шкалы, называют *диапазоном показаний*.

Характеристикой для измерительных приборов является *цена деления шкалы* — разность значений величины, соответствующих двум соседним отметкам шкалы. Для средств измерений, выдающих результаты измерений в цифровом коде, указывают цену единицы младшего разряда (единицы младшего разряда цифрового отсчетного устройства), *вид выходного кода* (двоичный, двоично-десятичный) и *число разрядов кода* (см. § 8-2).

Для оценки влияния средства измерений на режим работы объекта исследования указывают *входное полное сопротивление* $Z_{вх}$. Входное сопротивление влияет на мощность, потребляемую от объекта исследования средством измерений. Допустимая нагрузка на средство измерений зависит от *выходного полного сопротивления* $Z_{вых}$ средства измерений. Чем меньше выходное сопротивление, тем больше допустимая нагрузка на средство измерений.

Важнейшей характеристикой средства измерений является погрешность, которую оно вносит в результат измерения, или, как принято говорить, *погрешность средства измерений*.

Погрешность средства измерений может быть выражена в виде абсолютной, относительной (см. § 2-1) или приведенной погрешности. *Приведенная погрешность средства измерений* — это отношение абсолютной погрешности к нормирующему значению, например к наибольшему пределу используемого поддиапазона

средства измерений. Погрешность измерительного прибора $\Delta x = x - x_n$, где x — показание прибора; x_n — истинное значение измеряемой величины. Погрешность измерительного прибора определяют при его поверке и при этом вместо истинного значения используют *действительное значение измеряемой величины*, под которым понимают значение физической величины, найденное экспериментальным путем с помощью образцовых средств измерений и настолько приближающееся к истинному, что для данной цели может быть использовано вместо истинного значения.

Для измерительных преобразователей погрешность может быть определена как по входу, так и по выходу преобразователя. Погрешность преобразователя по входу

$$\Delta x = f_{ном}^{-1}(y_0) - x_0,$$

где $f_{ном}^{-1}$ — функция, обратная номинальной статической характеристике преобразователя $f_{ном}(x)$; x_0 — действительное значение входной величины; y_0 — действительное значение выходной величины.

Погрешность преобразователя по выходу

$$\Delta y = y_0 - f_{ном}(x_0).$$

Погрешности средства измерений зависят от внешних условий (влияющих величин), поэтому их принято делить на основную и дополнительные. *Основной погрешностью средства измерений* называют погрешности в условиях, принятых за нормальные для данного средства. *Дополнительные погрешности средства измерений* возникают при отклонении влияющих величин от нормальных значений (нормальных областей значений).

Если статическая характеристика преобразования средства измерений имеет вид $y = F(x, \xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n)$, где y — выходная величина; x — входная величина; $\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n$ — влияющие величины, то изменение выходной величины Δy определяется не только изменением измеряемой величины Δx , но и изменениями влияющих величин $\Delta \xi_1, \Delta \xi_2, \dots, \Delta \xi_n$. В этом случае

$$\Delta y = \frac{\partial y}{\partial x} \Delta x + \frac{\partial y}{\partial \xi_1} \Delta \xi_1 + \frac{\partial y}{\partial \xi_2} \Delta \xi_2 + \dots + \frac{\partial y}{\partial \xi_n} \Delta \xi_n.$$

В этом выражении второй и последующие члены правой части являются составляющими погрешности. Если изменения влияющих величин находятся в пределах нормальных условий, то все указанные составляющие входят в состав основной погрешности. При отклонении влияющих величин за пределы нормальных условий приращения указанных составляющих образуют дополнительные погрешности от изменения величин $\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n$.

Функции $\frac{\partial y}{\partial \xi_1} (\xi_{1\text{норм}} - \xi_1), \dots, \frac{\partial y}{\partial \xi_2} (\xi_{2\text{норм}} - \xi_2), \dots, \frac{\partial y}{\partial \xi_n} \times$

$\times (\xi_{n\text{норм}} - \xi_n)$ называют *функциями влияния*, в которых $\xi_{1\text{норм}}, \xi_{2\text{норм}}, \dots, \xi_{n\text{норм}}$ — нормальные значения влияющих величин; $\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n$ — влияющие величины, для которых определяют дополнительные погрешности. Производные $\frac{\partial y}{\partial \xi_1}, \frac{\partial y}{\partial \xi_2}, \dots, \frac{\partial y}{\partial \xi_n}$ называют *коэффициентами влияния*.

Погрешности средств измерений могут иметь систематические и случайные составляющие. Случайные составляющие приводят к неоднозначности показаний. Поэтому случайные составляющие погрешностей средств измерений стараются сделать незначительными по сравнению с другими составляющими. Большинство серийных измерительных приборов обладает этим свойством. Однако в приборах высокой чувствительности и точности случайная составляющая может быть соизмерима с систематической.

Важной характеристикой средств измерений является *вариация выходного сигнала*, под которой понимают разность между значениями информативного параметра выходного сигнала, соответствующими одному и тому же действительному значению входной величины при двух направлениях медленных изменений входной величины в процессе подхода к выбранному значению входной величины.

По зависимости от измеряемой величины погрешности средств измерений разделяют на аддитивные и мультипликативные.

Аддитивные (абсолютные) погрешности не зависят от измеряемой величины. *Мультипликативные* (абсолютные) погрешности изменяются пропорционально измеряемой величине. Могут быть составляющие, имеющие более сложную зависимость от измеряемой величины, например, так называемые погрешности от нелинейности статической характеристики преобразования.

Различают погрешности конкретного экземпляра средства измерений и погрешности типа средств измерений. *Тип средств измерений* — совокупность средств измерений, имеющих одинаковые устройство, функциональное назначение и нормируемые характеристики.

Погрешность конкретного средства измерений характеризует только данный экземпляр средства измерений. Такая погрешность, обычно известная только для средств измерений, изготовленных в единичном экземпляре, или малой партией, или для специально поверенных средств измерений. Погрешность типа средств измерений характеризует всю совокупность экземпляров

данного типа. Погрешность любого экземпляра данного типа не может превышать погрешности типа. Для приборов массового производства указывается погрешность типа.

Важным качеством средств измерений является их способность сохранять свои свойства во времени. Для контроля метрологических свойств средства измерений должны периодически поверяться. Межповерочный интервал определяется нестабильностью свойств и допустимым изменением метрологических свойств средств измерений.

К метрологическим характеристикам средства измерений относятся *динамические характеристики*, т. е. характеристики инерционных свойств средства, определяющие зависимость выходного сигнала средства измерений от меняющихся во времени величин: параметров входного сигнала, внешних влияющих величин, нагрузки. Динамические свойства средства измерений определяют динамическую погрешность (см. § 2-1). В зависимости от полноты описания динамических свойств средств измерений различают полные и частные динамические характеристики (см. ГОСТ 8.256—77).

Полная динамическая характеристика — характеристика, однозначно определяющая изменения выходного сигнала средства измерений при любом изменении во времени информативного или неинформативного параметра входного сигнала, влияющей величины или нагрузки.

К полным динамическим характеристикам относят переходную характеристику, импульсную переходную характеристику, амплитудно-фазовую характеристику, совокупность амплитудно-частотной и фазово-частотной характеристик, передаточную функцию (см. § 4-6).

Частная динамическая характеристика не отражает полностью динамических свойств средства измерений. К частным динамическим характеристикам аналоговых средств измерений, которые можно рассматривать как линейные, относят любые функционалы или параметры полных динамических характеристик. Примерами таких характеристик являются время реакции средства измерений, коэффициент демпфирования, значение резонансной собственной угловой частоты, значение амплитудно-частотной характеристики на резонансной частоте.

Для измерительных приборов время реакции — *время установления показаний прибора*, т. е. время от момента скачкообразного изменения измеряемой величины до момента установления с определенной погрешностью показания, соответствующего установившемуся значению измеряемой величины.

Для измерительных преобразователей время реакции — *время установления выходного сигнала*, определяемое при скачко-

образном изменении входного сигнала и заданной погрешности установления выходного сигнала.

Коэффициент демпфирования (степень успокоения — см. § 4-6) — параметр дифференциального уравнения второго порядка, описывающего линейное средство измерений.

Динамические характеристики цифровых измерительных устройств приведены в § 8-2.

Неметрологические характеристики. Кроме метрологических характеристик, при эксплуатации средств измерений важно знать и неметрологические характеристики: показатели надежности, электрическую прочность, сопротивление изоляции, устойчивость к климатическим и механическим воздействиям, время установления рабочего режима и др.

Под *надежностью средства измерений* понимают способность средства измерений сохранять заданные характеристики при определенных условиях работы в течение заданного времени или заданной наработки. С понятием надежности связано понятие *отказа* — нарушения работоспособности средства измерений. Различают внезапный отказ, когда средство измерений полностью теряет свою работоспособность, например, вследствие обрыва цепи, и постепенный отказ, когда с течением времени метрологические характеристики выходят за допустимые пределы.

Согласно ГОСТ 22261—82 «Средства измерений электрических и магнитных величин. Общие технические условия» принимают следующие показатели надежности: безотказность, ремонтопригодность (для восстанавливаемых средств измерений), долговечность.

В качестве показателя безотказности устанавливают наработку на отказ. Под *наработкой* понимают продолжительность работы средства, а под *наработкой на отказ* — отношение наработки ремонтируемого средства к числу отказов в течение этой наработки.

В качестве показателя долговечности принят средний срок службы или средний ресурс. *Срок службы и ресурс* — соответственно календарная продолжительность эксплуатации средства и его наработка от ее начала до наступления такого предельного состояния, при котором дальнейшая эксплуатация средства должна быть прекращена.

В качестве показателя ремонтпригодности стандарт устанавливает *среднее время восстановления средства*.

✓ **Нормирование метрологических характеристик.** Средства измерений можно использовать по назначению, если известны их метрологические свойства. Последние обычно описывают путем указания номинальных значений тех или иных характеристик и допустимых отклонений от них.

Эти сведения приводят в нормативно-технической документации на средства измерений, а наиболее важные из них указывают на самих средствах.

Установление номинальных значений и границ допустимых отклонений реальных метрологических характеристик средств измерений от их номинальных значений — *нормирование метрологических характеристик*.

Общим вопросом нормирования метрологических характеристик средств измерений посвящен ГОСТ 8.009—84 «Нормирование и использование метрологических характеристик средств измерений». ГОСТ устанавливает номенклатуру метрологических характеристик средств измерений.

Характеристики, предназначенные для определения результатов измерений (без введения поправки):

- 1) функция (статическая характеристика) преобразования измерительного преобразователя, а также измерительного прибора с именованной шкалой;
- 2) значение однозначной или значения многозначной меры;
- 3) цена деления шкалы измерительного прибора или многозначной меры;
- 4) вид выходного кода, число разрядов кода, цена единицы наименьшего разряда кода цифровых средств измерений.

Характеристики погрешностей средств измерений:

- 1) характеристики систематической составляющей погрешности;
- 2) характеристики случайной составляющей погрешности;
- 3) характеристики погрешности.

Характеристики чувствительности средств измерений к влияющим величинам:

- 1) функции влияния;
- 2) изменения значений метрологических характеристик средств измерений, вызванных изменениями влияющих величин в установленных пределах.

Динамические характеристики средств измерений:

- 1) полные;
- 2) частные.

Характеристики взаимодействия средств измерений с объектом исследования и нагрузкой:

- 1) входное полное сопротивление;
- 2) выходное полное сопротивление.

Неинформативные параметры выходного сигнала средств измерений.

Из указанного перечня для конкретных средств измерений выбирают такие характеристики, которые достаточны для оценки погрешностей измерений.

В настоящее время для большинства электрических средств измерений, используемых в статическом режиме, нормируют пределы допускаемых погрешностей. Вопросы нормирования погрешностей для таких средств измерений рассмотрены в ГОСТ 8.401—80 «Классы точности средств измерений. Общие требования».

Согласно этому стандарту пределы допускаемых основной и дополнительных погрешностей выражают в форме приведенных, относительных или абсолютных погрешностей в зависимости от характера изменения погрешностей в пределах диапазона измерений, а также от условий применения и назначения средств измерений.

Пределы допускаемой абсолютной основной погрешности, выраженной в единицах измеряемой величины или условно в делениях шкалы, устанавливают по формуле

$$\Delta x = \pm a \quad (4-1)$$

или

$$\Delta x = \pm (a + bx), \quad (4-2)$$

где x — значение измеряемой величины на входе (выходе) средства измерений или число делений, отсчитанных по шкале; a , b — положительные числа, не зависящие от x . Пределы допускаемой абсолютной погрешности могут устанавливаться также по более сложной формуле, или в виде графика, или в виде таблицы.

Пределы допускаемой приведенной основной погрешности (в процентах) устанавливают по формуле

$$\gamma = 100\Delta x/x_N = \pm p, \quad (4-3)$$

где Δx — пределы допускаемой абсолютной основной погрешности, устанавливаемые по формуле (4-1); x_N — нормирующее значение — условно принятое значение измеряемой величины, выраженное в тех же единицах, что и Δx ; p — отвлеченное положительное число.

Нормирующее значение x_N для средств измерений с равномерной или степенной шкалой, а также для измерительных преобразователей, если нулевое значение входного (выходного) сигнала находится на краю или вне диапазона измерений, устанавливают равным большему из пределов измерений или равным большему из модулей пределов измерений, если нулевое значение находится внутри диапазона измерений. Для электроизмерительных приборов с равномерной шкалой, практически равномерной или степенной шкалой и нулевой отметкой внутри диапазона измерений x_N допускается устанавливать равным сумме модулей пределов измерений. Практически равномерная шкала — шкала,

длины делений которой различаются не более чем на 30%, а цена делений постоянна. Степенная шкала — шкала с расширяющимися или сужающимися делениями и отличная от равномерной и практически равномерной шкалы. Для средств измерений, для которых принята шкала с условным нулем (например, в градусах Цельсия), нормирующее значение устанавливают равным модулю разности пределов измерений; для средств измерений с установленным номинальным значением нормирующее значение равно этому номинальному значению. Для измерительных приборов с существенно неравномерной шкалой (например, для омметров) нормирующее значение устанавливают равным всей длине шкалы или ее части, соответствующей диапазону измерений. В этом случае пределы абсолютной погрешности выражают, как и длину шкалы, в единицах длины.

Пределы допускаемой относительной основной погрешности (в процентах) устанавливают по формуле

$$\delta = 100\Delta x/x = \pm q, \quad (4-4)$$

если Δx установлено по формуле (4-1), или по формуле

$$\delta = \frac{\Delta x}{x} = \pm \left[c + d \left(\left| \frac{x_k}{x} \right| - 1 \right) \right], \quad (4-5)$$

если Δx установлено по формуле (4-2). В этих выражениях q — отвлеченное положительное число; x_k — больший (по модулю) из пределов измерений; c , d — положительные числа, причём

$$c = (b + a/|x_k|)100; \quad d = 100a/|x_k|.$$

В обоснованных случаях пределы допускаемой относительной основной погрешности устанавливают по более сложной формуле, или в виде графика, или таблицы.

Значения p , q , c , d в формулах (4-3), (4-4) и (4-5) выбирают из ряда $1 \cdot 10^n$; $1,5 \cdot 10^n$; $(1,6 \cdot 10^n)$; $2 \cdot 10^n$; $2,5 \cdot 10^n$; $(3 \cdot 10^n)$; $4 \cdot 10^n$; $5 \cdot 10^n$; $6 \cdot 10^n$ ($n = 1, 0, -1, -2$ и т. д.). Значения, указанные в скобках, не устанавливают для вновь разрабатываемых средств измерений.

Пределы допускаемых дополнительных погрешностей устанавливают в виде: а) постоянного значения для всей рабочей области влияющей величины; б) отношения предела допускаемой дополнительной погрешности, соответствующего регламентированному интервалу влияющей величины, к этому интервалу; в) предельной функции влияния; г) функциональной зависимости пределов допускаемых отклонений от номинальной функции влияния.

Таблица 4-1

Формула для предельной основной погрешности	Пределы допускаемой основной погрешности, %	Обозначение класса точности на средства измерений	
		в общем виде	пример
$\gamma = 100\Delta x/x_N = \pm p$	$\pm p$	p или ∇p	1,5 или $\nabla 2,5$
$\delta = 100\Delta x/x = \pm q$	$\pm q$	\textcircled{q}	$\textcircled{2,5}$
$\delta = 100\Delta x/x = \left[c + d \left(\frac{ x_d }{ x } - 1 \right) \right]$	$\pm \left[c + d \left(\frac{ x_d }{ x } - 1 \right) \right]$	c/d	0,02/0,01
$\Delta x = \pm a$ $\Delta x = \pm (a + bx)$	$\pm a$ $\pm (a + bx)$	Римскими цифрами или латинскими буквами	L

Предел допускаемой вариации выходного сигнала и пределы допускаемой нестабильности выражают в виде доли допускаемой основной погрешности.

Способы выражения остальных метрологических характеристик устанавливаются в стандартах на средства измерений конкретного вида.

Классы точности (см. § 1-1) средств измерений, пределы допускаемой основной погрешности которых принято выражать в форме приведенной погрешности [см. формулу (4-3)] или относительной погрешности [см. (4-4)], обозначают числами, которые равны пределам, выраженным в процентах. Для средств измерений, пределы допускаемой основной погрешности которых принято выражать в форме относительных погрешностей [см. (4-5)], классы точности обозначают числами c и d (в процентах), разделяя их косой чертой. Для средств измерений с пределами допускаемой основной погрешности в форме абсолютных погрешностей классы точности обозначают буквами латинского алфавита или римскими цифрами.

Классы точности цифровых измерительных приборов со встроенными вычислительными устройствами для дополнитель-

ной обработки результатов измерений устанавливают без режима обработки.

Правила и примеры обозначения классов точности средств измерений приведены в табл. 4-1.

При указании классов точности на измерительных приборах с существенно неравномерной шкалой допускается указывать пределы допускаемой основной относительной погрешности для части шкалы, лежащей в пределах, отмеченных специальными знаками, например точками или треугольниками.

4-4. СИГНАЛЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Общие сведения. В средствах измерений передача, хранение и отображение информации о значениях измеряемых величин осуществляются с помощью сигналов, которые принято называть сигналами измерительной информации. Сигнал как материальный носитель информации представляет собой некоторый физический процесс, один из параметров которого функционально связан с измеряемой величиной. Такой параметр называют информативным параметром. Остальные параметры сигнала называют неинформативными (см. § 1-1). В электрических средствах измерений наиболее часто применяют электрические сигналы, информативными параметрами которых могут быть мгновенные значения постоянных токов и напряжений, амплитудные, средневывраженные или действующие значения синусоидальных токов и напряжений, а также их частота или фаза и др.

При прохождении сигналов в средствах измерений они могут преобразовываться из одного вида в другой, более удобный для последующей передачи, хранения, обработки или восприятия оператором. Для иллюстрации таких преобразований на рис. 4-1 приведена структурная схема прибора, предназначенного для измерения температуры. На выходе термопары ТП возникает сигнал измерительной информации — термо-ЭДС e , которая зависит от измеряемой температуры t ($^{\circ}\text{C}$). Этот сигнал преобразу-

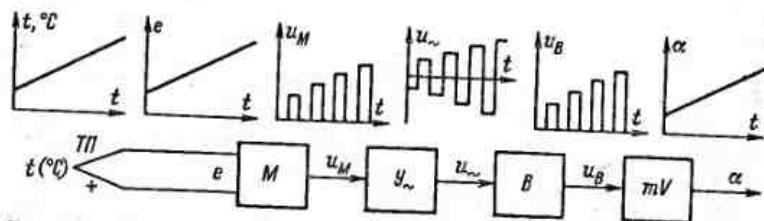


Рис. 4-1. Сигналы измерительной информации в приборе для измерения температуры

ется модулятором M в прямоугольные импульсы напряжения u_M , амплитуда которых пропорциональна термо-ЭДС. Переменная составляющая сигнала u_M усиливается усилителем $У$ переменного тока и преобразуется в однополярные импульсы u_B выпрямителем B . Выходной сигнал выпрямителя подается на милливольтметр mV , вызывая отклонение его указателя на некоторый угол α . В данной схеме сигналы e , u_M , u , u_B , α есть сигналы измерительной информации.

Измеряемая величина — температура в рассматриваемом примере — является входным сигналом для первичного измерительного преобразователя. Если сформулировать строже, то измеряемая величина является информативным параметром входного сигнала. Так, например, при измерении действующего напряжения силовой сети переменного тока входным сигналом является синусоидальное напряжение, а измеряемой величиной — действующее значение этого сигнала, являющееся в данном случае его информативным параметром.

Необходимым условием различных преобразований сигналов является реализация определенной (чаще линейной) функциональной зависимости между информативными параметрами сигналов y и измеряемой величиной x . Практически в средствах измерений это условие выполняется с некоторой точностью, обусловленной погрешностями преобразования звеньев и действием помех. Применение того или иного вида сигнала зависит от многих факторов: используемых принципов преобразования измеряемых величин в электрический сигнал для первичных измерительных преобразователей, требуемой точности и помехоустойчивости передачи измерительной информации, скорости изменения измеряемых величин и т. д. Существует множество различных видов сигналов. Важным классификационным признаком сигналов является характер их изменения во времени и по информативному параметру. По этому признаку различают непрерывные, или аналоговые, и дискретные сигналы. Часто изменение сигнала по информативному параметру называют изменением по уровню. Дискретные по уровню сигналы называют также квантованными сигналами.

Рассмотрим основные виды сигналов, используемых в средствах измерений.

1. *Непрерывные (аналоговые) по информативному параметру и времени сигналы.* Непрерывные сигналы определены в любой момент времени существования сигнала и могут принимать любые значения в диапазоне его изменения. В качестве таких сигналов нашли применение постоянные и гармонические токи и напряжения. Для постоянных токов i и напряжений u информативными параметрами являются их мгновенные значения, функционально

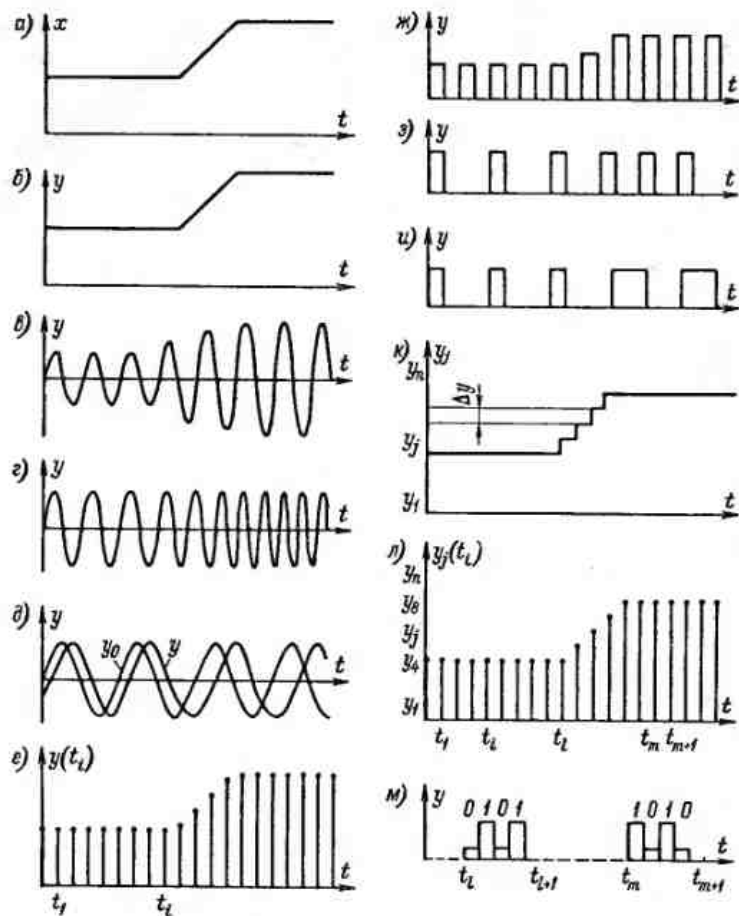


Рис. 4-2. Измеряемая величина x (а) и сигналы измерительной информации y (б — м)

связанные с измеряемой величиной x . На рис. 4-2, б изображен непрерывный сигнал y (ток i или напряжение u), связанный линейной зависимостью $y=kx$ с измеряемой величиной x , здесь k — коэффициент преобразования (см. § 4-5).

В гармонических сигналах информативными параметрами могут быть амплитуда Y_m , угловая частота ω или фаза ϕ . Изменение информативного параметра гармонического сигнала в соответствии с изменением измеряемой величины x называют модуляцией этого сигнала. Если с изменением x в гармоническом

сигнале меняется один из параметров Y_m , ω или φ , то говорят, что осуществляется соответственно амплитудная — АМ (рис. 4-2, а, в), частотная — ЧМ (рис. 4-2, а, г) или фазовая — ФМ (рис. 4-2, а, д) модуляция. При фазовой модуляции фаза сигнала определяется относительно второго (опорного) гармонического сигнала y_0 .

2. *Непрерывные по информативному параметру и дискретные по времени сигналы.* Такие сигналы определены на некотором конечном или счетном множестве моментов времени t_i (или на множестве интервалов времени $\Delta t_i = \tau$, см. ниже). Теоретическая модель таких сигналов показана на рис. 4-2, е, где $y(t_i)$ — последовательность значений непрерывного сигнала $y(t) = kx(t)$ (рис. 4-2, б), определенных в моменты времени t_i . В реальных средствах измерений подобным сигналом является периодическая последовательность импульсов постоянного тока (рис. 4-2, ж), у которых, в отличие от абстрактной модели, информативными параметрами могут быть не только амплитуда Y_m , но и частота f или длительность τ этих импульсов. При этом в зависимости от того, какой из этих параметров функционально связан с x , имеет место соответственно амплитудно-импульсная — АИМ (рис. 4-2, а, ж), частотно-импульсная — ЧИМ (рис. 4-2, а, з) или широтно-импульсная — ШИМ (рис. 4-2, а, и) модуляция сигнала.

3. *Сигналы, непрерывные по времени и квантованные (дискретные) по информативному параметру.* В таких сигналах (рис. 4-2, б, к) информативный параметр может принимать только некоторые разрешенные уровни y_i , отстоящие друг от друга на конечные интервалы (кванты) Δy . Примером является сигнал на выходе цифро-аналогового преобразователя (см. § 8-3).

4. *Сигналы, дискретные по времени и квантованные по информативному параметру.* Теоретической моделью такого сигнала (рис. 4-2, л) является дискретная последовательность $y_i(t_i)$ значений непрерывного сигнала $y(t) = kx(t)$ (рис. 4-2, б), принимающая только разрешенные уровни y_i и определенная в дискретные моменты времени t_i . Такому виду сигналов соответствуют, например, сигналы при кодово-импульсной модуляции, при которой в моменты времени t_i каждому разрешенному уровню y_i ставится в соответствие определенный код — комбинация условных сигналов (см. § 1-1, 8-1), в частности импульсов постоянного тока высокого уровня, обозначаемых 1, и импульсов низкого уровня, обозначаемых 0. Так, на рис. 4-2, м показаны две кодовые комбинации — 0101 и 1010, соответствующие уровням y_4 и y_8 (рис. 4-2, л) в моменты времени t_4 и t_m .

Приведенные примеры сигналов широко используются в электрических средствах измерений. Однако следует иметь в виду, что находят применение и другие сигналы.

Для описания реальных физических сигналов применяют различные математические модели.

Математические модели сигналов. Под математической моделью понимают описание сигнала на формальном языке математики, т. е. с помощью формул, неравенств или логических соотношений. Для описания одних и тех же сигналов могут быть использованы различные математические модели. Выбор модели определяется адекватностью модели реальному сигналу, простотой математического описания, назначением модели и др.

Особенностью моделей сигналов измерительной информации является априорная (доопытная) неопределенность значений информативных параметров, обусловленная в общем случае неизвестными размерами измеряемых величин.

Существуют различные подходы к построению математических моделей сигналов.

1. Сигнал принимают квазидетерминированным. В этом случае для математического описания сигнала используют различные детерминированные функции времени. Модели таких сигналов называют квазидетерминированными (или детерминированными), подчеркивая тем самым, что вид функции, описывающей сигнал, известен, а неизвестными (информативными) являются ее параметры.

2. Сигнал рассматривают как случайный процесс. Описание таких сигналов основывается на теории вероятностей и теории случайных функций. В этом случае изменение сигнала во времени и пространстве характеризуется законом распределения, математическим ожиданием, дисперсией и корреляционной функцией. Модели таких сигналов называют случайными.

3. Сигналы представляют в виде комбинации случайной и детерминированной составляющих, в частности в виде суммы сигнала измерительной информации (квазидетерминированная составляющая) и помехи (случайная составляющая).

Модели квазидетерминированных сигналов. При построении таких моделей используется как временное, так и спектральное представление сигналов. Во временной области применяют некоторые функции $f(a_1, a_2, \dots, a_n, t)$, наиболее близко описывающие изменение сигнала во времени, в которых один из параметров a_1, a_2, \dots, a_n зависит от измеряемой величины $x(t)$. Такими функциями могут быть: функция включения, дельта-функция, тригонометрические и экспоненциальная функции, различные алгебраические полиномы и др.

Рассмотрим некоторые примеры моделей квазидетерминированных сигналов.

А. При скачкообразном изменении измеряемой величины $x(t)$ сигнал $y(t)$ на выходе безынерционного измерительного преобразователя может быть записан с использованием функции включе-

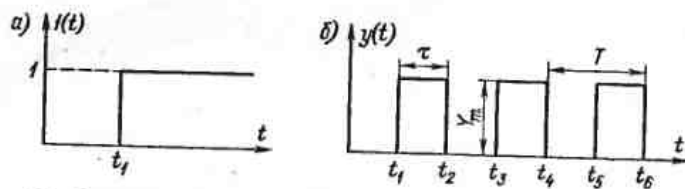


Рис. 4-3. Функция включения (а) и последовательность прямоугольных импульсов (б)

ния. Функция включения (рис. 4-3, а), или единичный скачок, определяется системой равенств

$$1(t-t_1) = \begin{cases} 0, & t < t_1; \\ 1/2, & t = t_1; \\ 1, & t > t_1. \end{cases} \quad (4-6)$$

С помощью этой функции сигнал измерительной информации может быть записан в виде

$$y(t) = a1(t-t_1) = kx(t)1(t-t_1), \quad (4-7)$$

где k — коэффициент преобразования. Значение параметра $a = kx(t)$ до опыта остается неизвестным, поэтому в рамках квазидетерминированной модели обычно оценивают диапазон Δa изменения сигнала в зависимости от диапазона Δx изменения измеряемой величины.

Б. Использование детерминированных моделей особенно удобно при описании периодических сигналов. Так, уравнение амплитудно-модулированного гармонического сигнала (рис. 4-2, в) имеет вид

$$y(t) = Y_m [1 + mx(t)] \cos \omega_0 t, \quad (4-8)$$

где ω_0 — частота так называемых несущих колебаний; m — коэффициент амплитудной модуляции, определяющий влияние $x(t)$ на амплитуду $Y_m [1 + mx(t)]$ синусоидальных колебаний. Диапазон изменения этой амплитуды характеризует глубину модуляции гармонического сигнала.

В. Для описания периодической последовательности прямоугольных импульсов постоянного тока (рис. 4-3, б) применяют выражение

$$y(t) = \sum_{k=1}^{\infty} Y_m [1(t-t_k) - 1(t-t_k - \tau)], \quad (4-9)$$

где Y_m — амплитуда импульса; τ — длительность импульса; $T = t_{k+1} - t_k$ — период следования импульса. В этом случае аналитическое выражение для АИМ сигнала имеет вид

$$y(t) = \sum_{k=1}^{\infty} Y_m [1 + mx(t)] [1(t-t_k) - 1(t-t_k - \tau)], \quad (4-10)$$

где m — коэффициент, характеризующий диапазон модуляции амплитуды $Y_m [1 + mx(t)]$.

Выражения (4-8) и (4-10) описывают амплитудную модуляцию периодических сигналов. Аналогично могут быть получены аналитические зависимости для ЧМ, ФМ, ЧИМ и ШИМ, в которых соответствующие параметры модели являются функциями $x(t)$.

Г. Сигналы измерительной информации могут иметь достаточно сложную структуру. Для точного описания таких сигналов (если оно принципиально возможно) приходится использовать сложные математические выражения. Часто оказывается удобным такие сигналы на интервале времени Δt описывать суммой некоторых относительно простых функций (аппроксимировать суммой функций). В общем случае для точного описания сигнала

необходимо использовать бесконечный ряд $y(t) = \sum_{i=0}^{\infty} C_i V_i(t)$,

где $V_i(t)$ — некоторые выбранные для аппроксимации функции (базисные функции); C_i — весовые коэффициенты. На практике используют конечную сумму аппроксимируемых функций

$$y^*(t) = \sum_{i=0}^n C_i V_i(t), \text{ что приводит к погрешности аппроксимации}$$

$r(t) = y^*(t) - y(t)$, так как аппроксимирующая функция $y^*(t)$ не равна во всех точках $y(t)$ (см. рис. 4-6). Погрешность $\epsilon(t)$ зависит от вида функции и от интервала Δt представления сигнала, т. е. интервала, на котором $y(t)$ аппроксимируется $y^*(t)$. В качестве $V_i(t)$ нашли применение полиномы Лагранжа (см. стр. 72), Лежандра, Чебышева и др.

Наряду с временным описанием сигналов широко используют их спектральное представление. Это представление основывается на преобразовании Фурье сигналов $y(t)$. Применяя разложение в ряд Фурье, периодический сигнал $y(t)$ может быть представлен суммой гармонических составляющих:

$$y(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t - \varphi_n), \quad (4-11)$$

где A_0 — постоянная составляющая; A_n и φ_n — амплитуда и фаза n -й гармонической составляющей сигнала; n — номер гармоники. Множество значений A_n и φ_n образуют соответственно амплитудный и фазовый спектры сигнала. Такие спектры часто изображают графически.

Для непериодического сигнала $y(t)$, используя интеграл Фурье, определяют его спектральную плотность

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (4-12)$$

Спектральное представление сигналов позволяет оценить их частотный диапазон $\Delta\omega$, т. е. такой диапазон частот, в котором заключены все или основные (имеющие наибольшие амплитуды) гармонические составляющие сигнала.

Частотный диапазон является важной характеристикой сигналов, определяющей необходимую полосу пропускания средств измерений (см. § 4-6) для передачи сигналов с требуемой точностью. Так, для непрерывных сигналов $y(t)$ при линейной зависимости $y(t) = kx(t)$ вид спектра сигнала повторяет спектр измеряемой величины $x(t)$ с точностью до постоянного множителя, равного k . Следовательно, при таком сигнале средства измерений должны иметь полосу пропускания частот (см. § 4-6), определяемую спектром измеряемой величины $x(t)$.

При амплитудной модуляции гармонического сигнала спектр имеет более сложную зависимость от спектра входной величины $x(t)$. Если $x(t)$ представляет собой гармоническое колебание с частотой Ω , то на основании (4-8) и (4-11) получим

$$y(t) = Y_m \left[\cos \omega_0 t + \frac{m}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t + \frac{m}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t \right]. \quad (4-13)$$

Спектр A_n такого сигнала показан на рис. 4-4, а. Для неискаженной передачи этого сигнала средство измерений должно иметь полосу пропускания частот в диапазоне от $\omega_0 - \Omega$ до $\omega_0 + \Omega$.

При модуляции импульсных сигналов спектр имеет достаточно сложную структуру. В качестве примера на рис. 4-4, б показан вид спектра АИМ сигнала при $x(t) = \cos \Omega t$. Спектр такого сигнала бесконечен по частоте. В этом случае при определении требований к полосе пропускания соответствующих средств измерений исходят из допустимой погрешности искажения сигнала за счет ограничения его частотного диапазона.

Приведенные примеры показывают важность анализа частотных характеристик (спектров) сигналов измерительной информации.

Таким образом, описание сигналов квазидетерминированными моделями дает хорошую математическую интерпретацию происходящих во времени процессов в средствах измерений. При известном $x(t)$ эти модели дают точное (в пределах принятой модели) описание сигнала $y(t)$. Однако поскольку измеряемая

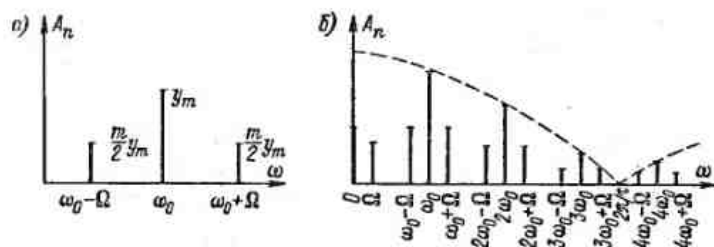


Рис. 4-4. Спектры амплитудной (а) и амплитудно-импульсной (б) модуляции сигналов при гармоническом модулирующем сигнале

величина $x(t)$ является неизвестной, то на основании этих моделей обычно определяют предельные характеристики сигналов $y(t)$: диапазон изменения сигнала и его информативного параметра, частотный диапазон и другие характеристики.

Модели случайных сигналов. Математические модели случайных сигналов основываются на использовании теории вероятностей и теории случайных процессов.

Во многих приложениях сигнал измерительной информации можно рассматривать как случайную величину. Например, последовательно измеряя сопротивления нескольких резисторов одного номинала, можно получить некоторый «разброс» в результатах измерений, обусловленный, в частности, технологией изготовления резисторов. Такой «разброс» нельзя описать детерминированными функциями. В подобных случаях для описания сигналов применяют такие характеристики, которые используют для описания случайных величин (см. § 3-2) — законы распределения, математическое ожидание и среднее квадратическое отклонение. Эти характеристики определяют либо опытным путем, либо на основании теоретических предположений о возможных изменениях измеряемой величины.

В наиболее общем виде сигналы измерительной информации могут быть представлены как случайные процессы. Например, регистрируя с помощью самопишущего прибора силу тока, потребляемого некоторым большим промышленным объектом, на диаграмме прибора получаем сложную кривую, определяемую случайным характером изменения нагрузки питающей сети. Делая повторно такие эксперименты, каждый раз будем получать новые кривые, отличающиеся друг от друга.

Семейство возможных реализаций $y_i(t)$ сигналов, подчиненное определенным вероятностным характеристикам, образует случайный сигнал $Y(t)$ (рис. 4-5, а, б). Такими характеристиками могут быть закон распределения или его числовые характеристики (математическое ожидание и среднее квадратическое от-

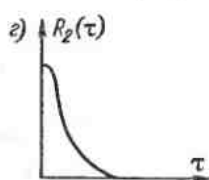
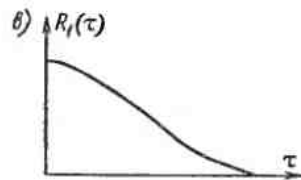
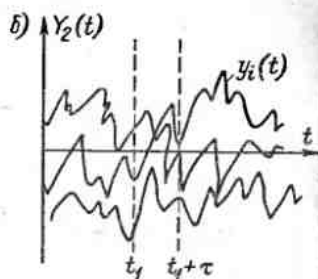
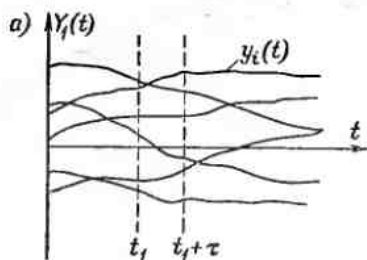


Рис. 4-5. Реализации (а, б) и корреляционные функции (в, г) случайных процессов $Y_1(t)$ и $Y_2(t)$

клонение) и корреляционная функция или спектральная плотность мощности.

Случайный сигнал $Y(t)$ в некотором временном сечении (рис. 4-5, а, б) можно рассматривать как случайную величину $Y(t_1)$, реализациями которой являются значения $y_i(t_1)$. Для описания сигнала $Y(t)$ в этот момент времени применим одномерный закон распределения $F(y; t_1)$. Если этот закон не зависит от времени, т. е. $F(y; t_1) = F(y; t_2) = F(y)$ при $t_1 \neq t_2$, то такие сигналы называют стационарными (в широком смысле). Закон распределения $F(y)$ определяет пространственную по оси ординат структуру сигнала $Y(t)$. Иногда вместо $F(y)$ могут быть использованы его характеристики — математическое ожидание M_y и среднее квадратическое отклонение σ_y .

Описание $Y(t)$ только законом распределения $F(y)$ оказывается недостаточным, поскольку он не характеризует изменение сигнала во времени. Так, сигналы, приведенные на рис. 4-5, а, б могут иметь одинаковые законы распределения, однако обладают разной динамикой изменения во времени. Для оценки динамических свойств сигналов используют понятие корреляционной функции $R(t)$. Для стационарных сигналов с математическим ожиданием, равным нулю, корреляционная функция определяется математическим ожиданием (пределом среднего значения) произведения значений реализаций в моменты времени t и $t+\tau$, т.

$$R(\tau) = M[y(t) y(t+\tau)] = \lim_{N \rightarrow \infty} 1/N \sum_{i=1}^N [y_i(t) y_i(t+\tau)], \quad (4-1)$$

где N — число реализаций случайного сигнала.

Корреляционная функция характеризует статистическую связь между мгновенными значениями случайного сигнала в различные моменты времени. Чем меньше значение корреляционной функции, тем меньше в среднем «зависит» значение сигнала $y(t_1+\tau)$ в момент времени $t_1+\tau$ от значения $y(t_1)$ в момент времени t_1 . На рис. 4-5, в, г качественно изображены корреляционные функции $R_1(\tau)$ и $R_2(\tau)$, соответствующие сигналам $Y_1(t)$ и $Y_2(t)$. Корреляционная функция $R_1(\tau)$ относительно слабо затухает с увеличением τ , что говорит о сильной корреляции $y(t_1)$ и $y(t_1+\tau)$ для $Y_1(t)$. На реализациях это отражается относительно плавным изменением сигнала во времени.

Для эргодических сигналов (см. § 16-1) корреляционная функция может быть определена усреднением произведения $y(t) y(t+\tau)$ по времени для одной реализации:

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} 1/T \int_0^T y(t) y(t+\tau) dt. \quad (4-15)$$

При $\tau=0$ корреляционная функция равна дисперсии сигнала:

$$R(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} 1/T \int_0^T y^2(t) dt. \quad (4-16)$$

На практике часто используют понятие нормированной корреляционной функции

$$\rho(\tau) = R(\tau)/\sigma^2. \quad (4-17)$$

Для характеристики частотных свойств случайных сигналов используют спектральную плотность мощности $S_p(\omega)$, которая определяет распределение средней мощности сигнала по его частотам. Значения $S_p(\omega)$ равны средней мощности, приходящейся на единицу полосы частот (иначе — плотности средней мощности) при различных частотах ω .

Спектральная плотность мощности $S_p(\omega)$ и корреляционная функция $R(\tau)$ связаны соотношениями:

$$S_p(\omega) = \int_0^{\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau, \quad (4-18)$$

$$R(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_p(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (4-19)$$

Таким образом, для описания случайных сигналов измеримой информацией применяют некоторую совокупность его ве-

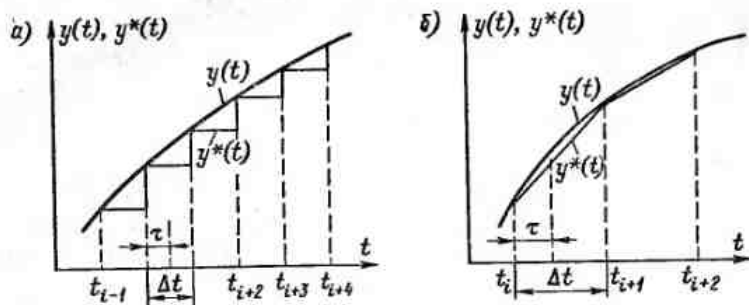


Рис. 4-6. Исходная кривая $y(t)$ сигнала и восстановленная (аппроксимирующая) кривая $y^*(t)$ полиномами Лагранжа нулевой (а) и первой (б) степени

ростности характеристик. Так, если рассматривать сигнал как случайную величину, то его характеристикой будет закон распределения или его числовые характеристики. Если сигнал рассматривать как случайный процесс, то, кроме закона распределения, необходимо знать его корреляционную функцию или спектральную плотность мощности.

При описании случайных сигналов получили распространение нормальный и равномерный законы распределения и некоторые корреляционные функции, например $\rho(\tau) = \frac{\sin \omega_{cp} \tau}{\omega_{cp} \tau}$, $\rho(\tau) = e^{-\alpha^2 \tau^2}$, где ω_{cp} , α — параметры корреляционных функций, зависящие от динамических свойств случайных сигналов.

Дискретизация сигналов. В задачах преобразования сигналов измерительной информации часто возникает необходимость представления непрерывных сигналов дискретными и восстановления сигнала по его дискретным значениям. При этом непрерывный сигнал $y(t)$ представляется совокупностью дискретных значений $y(t_1), y(t_2), \dots, y(t_i)$ (рис. 4-6, а, б), по которым с помощью некоторого способа восстановления может быть получена оценка $y^*(t)$ исходного непрерывного сигнала $y(t)$.

Процесс преобразования $y(t)$ в $y(t_1), y(t_2), \dots, y(t_i)$ называется дискретизацией непрерывного сигнала. Наиболее часто применяют равномерную дискретизацию сигналов, при которой интервал времени между двумя соседними отсчетами — шаг дискретизации $\Delta t = t_{i+1} - t_i$ остается постоянным.

Восстановление кривой сигнала по дискретным отсчетам осуществляется различными базисными функциями. В качестве таких функций широко применяют различные полиномы, в частности полиномы Лагранжа. Так, на рис. 4-6, а, б показаны исходный сигнал $y(t)$ и восстановленный по дискретным отсчетам

сигнал $y^*(t)$, полученный на основании применения полиномов Лагранжа нулевой и первой степени. Такое восстановление сигналов называют также нулевой экстраполяцией и линейной интерполяцией.

Качество приближения $y(t)$ и $y^*(t)$ определяется погрешностью $\epsilon(t) = y^*(t) - y(t)$. Однако использование погрешности $\epsilon(t)$ для оценки приближения $y(t)$ и $y^*(t)$ на практике оказывается неудобным вследствие сложной временной зависимости $\epsilon(t)$. Поэтому применяют некоторые числовые показатели приближения, характеризующие степень близости $y(t)$ и $y^*(t)$. В качестве таких показателей могут быть использованы:

показатель равномерного приближения

$$\epsilon_{\max} = \max |\epsilon(t)|, t \in [0, T];$$

показатель среднего квадратического приближения

$$\sigma[\epsilon] = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \epsilon^2(t) dt}, t \in [0, T],$$

где ϵ_{\max} — максимальное значение модуля погрешности восстановления на интервале представления сигнала $0 - T$; $\sigma[\epsilon]$ — средняя квадратическая погрешность восстановления; при расчетах часто определяют $\sigma^2[\epsilon]$ — среднее значение квадрата, или дисперсию, погрешности восстановления сигнала.

Определим ϵ_{\max} и $\sigma^2[\epsilon]$ при восстановлении кривой сигнала полиномами Лагранжа нулевой ($n=0$) и первой ($n=1$) степени. На каждом интервале дискретизации (t_i, t_{i+1}) , $t_{i+1} = t_i + \Delta t$ имеем:

для $n=0$

$$y^*(t) = y^*(t_i + \tau) = y(t_i); \quad \epsilon(\tau) = y'(\xi \Delta t) \tau;$$

для $n=1$

$$y^*(t) = y^*(t_i + \tau) = y(t_i) + \frac{y(t_{i+1}) - y(t_i)}{\Delta t} \tau;$$

$$\epsilon(\tau) = \frac{y''(\xi \Delta t)}{2} \tau (\tau - \Delta t),$$

где $\tau \in [0, \Delta t]$; $\xi \in [0, 1]$; $y'(\xi \Delta t)$, $y''(\xi \Delta t)$ — первая и вторая производные $y(t)$ в лагранжевой точке $\xi \Delta t$, лежащей внутри интервала дискретизации. Погрешности $\epsilon(\tau)$ определяются остаточным членом интерполяционной формулы Лагранжа.

А. Показатель равномерного приближения. На каждом i -м интервале дискретизации максимальная погрешность аппроксимации может быть оценена неравенствами:

для $n=0$

$$\epsilon_{\max i} \leq \max |y'(\xi \Delta t)| \max \tau = M_{1i} \Delta t;$$

для $n=1$

$$\epsilon_{\max i} \leq \max \left| \frac{y''(\xi \Delta t)}{2} \right| \max |\tau(\tau - \Delta t)| = \frac{M_{2i} \Delta t}{8},$$

где M_{1i} , M_{2i} — максимальные значения модуля соответствующих производных на i -м интервале дискретизации. В последнем выражении $\max |\tau(\tau - \Delta t)| = \Delta t/4$ при $\tau = \Delta t/2$.

Для оценки максимальной погрешности восстановления по всему времени существования $y(t)$ используется максимально возможное значение модуля соответствующей производной $M_1 = \max_i \{M_{1i}\}$, $M_2 = \max_i \{M_{2i}\}$, определяемое по множеству всех интервалов дискретизации. Следовательно, можно записать:

для $n=0$

$$\epsilon_{\max} \leq M_1 \Delta t; \quad (4-20)$$

для $n=1$

$$\epsilon_{\max} \leq M_2 \Delta t^2 / 8. \quad (4-21)$$

Полученные выражения позволяют также определять интервал дискретизации при заданной или допускаемой максимальной погрешности ϵ_d восстановления. Так,

для $n=0$

$$\Delta t = \epsilon_d / M_1; \quad (4-22)$$

для $n=1$

$$\Delta t = \sqrt{8\epsilon_d / M_2}. \quad (4-23)$$

Для нахождения ϵ_{\max} или Δt необходимо знать M_1 или M_2 . Возможны различные способы определения M_1 и M_2 . В частности, можно воспользоваться неравенством С. Н. Бернштейна, утверждающим, что если сигнал $y(t)$ ограничен по модулю некоторым максимальным значением y_m , т. е. $|y(t)| \leq y_m$, и имеет ограниченный частотный диапазон $0 - \omega_{\max}$, то максимальное значение производной n -го порядка ограничено неравенством $|y^{(n)}| \leq \omega_{\max}^n y_m$; следовательно,

$$M_1 \leq \omega_{\max} y_m; \quad M_2 \leq \omega_{\max}^2 y_m$$

Б. Показатель среднего квадратического приближения. Среднее значение квадрата погрешности для i -го интервала

$$\sigma_i^2[\epsilon] = \frac{1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} \epsilon_i^2(t) dt. \quad \text{Для оценки приближения } y^*(t) \text{ по}$$

всей реализации $y(t)$ находят усредненное по всем N интервалам дискретизации значение квадрата погрешности $\sigma_N^2[\epsilon] = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} \epsilon_i^2(t) dt$; при $N \rightarrow \infty$ математическое ожидание этой погрешности $M[\sigma_N^2(\epsilon)] = \sigma^2(\epsilon)$:

$$\sigma^2[\epsilon] = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} \epsilon_i^2(t) dt = M \left\{ \frac{1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} \epsilon_i^2(t) dt \right\}. \quad (4-24)$$

Опуская математические выкладки, для стационарного эргодического случайного сигнала можно записать:

для $n=0$

$$\sigma^2[\epsilon] = \frac{2\sigma_y^2}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} [1 - \rho(\tau)] d\tau; \quad (4-25)$$

для $n=1$

$$\sigma^2[\epsilon] = \sigma_y^2 \left[\frac{5}{3} + \frac{1}{3} \rho(\Delta t) - \frac{4}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} \rho(\tau) \left(1 - \frac{\tau}{\Delta t}\right) d\tau \right], \quad (4-26)$$

где $\rho(\tau)$ — нормированная корреляционная функция сигнала, $\rho(\tau) = R(\tau) / \sigma_y^2$, σ_y^2 — дисперсия сигнала $y(t)$.

Таким образом, процедура дискретизации и восстановления сигнала на базе полиномов Лагранжа сопровождается появлением погрешности, зависящей от степени полинома, характеристик сигнала $[M_1; M_2; \rho(\tau)]$ и интервала дискретизации Δt . В общем случае эта погрешность зависит также от вида функции, используемой при восстановлении кривой сигнала.

4-5. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ И СВОЙСТВА СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ В СТАТИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ

Общие замечания. С целью изучения и обобщения теории средств измерений вводится понятие о звене и структурной схеме. В средстве измерений сигнал, несущий информацию о значении измеряемой величины, обычно претерпевает ряд преобразований с целью получения нужного выходного сигнала. Каждое преобразование сигнала можно представить себе происходящим как бы в отдельном узле, носящем название «звено». Соединение звеньев

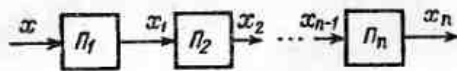


Рис. 4-7. Структурная схема средства измерений прямого преобразования

в определенную цепь преобразований носит название *структурной схемы*.

Разбивка средства измерений на звенья может быть произведена по различным признакам. При анализе в статическом режиме средство измерений обычно разбивают на звенья, которые представляют собой интересующие исследователя функции преобразования.

В зависимости от соединения звеньев различают два основных вида структурных схем: прямого преобразования (действия) и уравнивающего (компенсационного) преобразования (действия). Последний вид называют также схемой с отрицательной обратной связью.

Средства измерений прямого преобразования. Структурная схема средства измерений прямого преобразования показана на рис. 4-7, где $\Pi_1, \Pi_2, \dots, \Pi_n$ — звенья; x, x_1, x_2, \dots, x_n — информативные параметры сигналов. В дальнейшем при математическом анализе информативные параметры будут именоваться сигналами или величинами.

Как видно из рис. 4-7, входной сигнал x последовательно претерпевает несколько преобразований и в конечном итоге на выходе получается сигнал x_n .

Для измерительного прибора сигнал x_n получается в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем, например в виде отклонения указателя отсчетного устройства. Для измерительного преобразователя сигнал x_n получается в форме, удобной для передачи, дальнейшего преобразования, обработки и (или) хранения.

Примером электроизмерительного прибора, имеющего структурную схему прямого преобразования, может быть амперметр для измерения больших постоянных токов. В этом приборе измеряемый ток вначале с помощью шунта преобразуется в падение напряжения на шунте, затем в малый ток, который измеряется измерительным механизмом, т. е. преобразуется в отклонение указателя.

Чувствительность (коэффициент преобразования) средства измерений, имеющего структурную схему прямого преобразования,

$$S = \frac{dx_n}{dx} = \frac{dx_1}{dx} \frac{dx_2}{dx_1} \dots \frac{dx_n}{dx_{n-1}} = k_1 k_2 \dots k_n \quad (4-27)$$

где $k_1 = \frac{dx_1}{dx}$; $k_2 = \frac{dx_2}{dx_1}$; ...; $k_n = \frac{dx_n}{dx_{n-1}}$ — коэффициенты преобразования отдельных звеньев. При нелинейной функции преобразования чувствительность и коэффициенты преобразования зависят от входного сигнала.

Мультипликативная погрешность возникает при изменении коэффициентов преобразования. С течением времени и под действием внешних факторов коэффициенты k_1, k_2, \dots, k_n могут изменяться соответственно на $\Delta k_1, \Delta k_2, \dots, \Delta k_n$. При достаточно малых изменениях этих коэффициентов можно пренебречь членами второго и большего порядка малости, и тогда относительное изменение чувствительности

$$\Delta S/S = \Delta k_1/k_1 + \Delta k_2/k_2 + \dots + \Delta k_n/k_n \quad (4-28)$$

Изменение чувствительности приводит к изменению выходного сигнала на $\Delta x_n = (S + \Delta S)x - Sx = \Delta Sx$. Этому изменению выходного сигнала соответствует абсолютная погрешность измерения входной величины

$$\Delta x = \Delta x_n/S = x \Delta S/S \quad (4-29)$$

Как видно из выражения (4-29), погрешность, вызванная изменением чувствительности, является мультипликативной. Относительная мультипликативная погрешность измерения $\delta_n = \Delta S/S$.

Аддитивная погрешность вызывается дрейфом «нуля» звеньев, наложением помех на полезный сигнал и т. д., приводящих к смещению графика характеристики преобразования i -го звена на $\pm \Delta x_{0i}$, как показано на рис. 4-8. Аддитивную погрешность можно найти, введя на структурной схеме после соответствующих звеньев дополнительные внешние сигналы $\Delta x_{01}, \Delta x_{02}, \dots, \Delta x_{0n}$, равные смещениям характеристик преобразования звеньев.

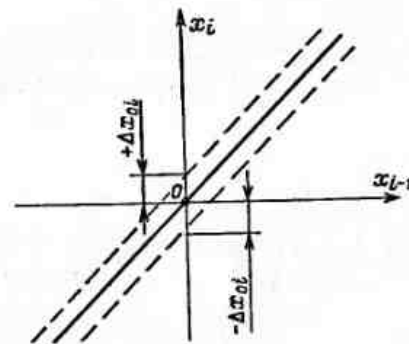


Рис. 4-8. Характеристика преобразования звена

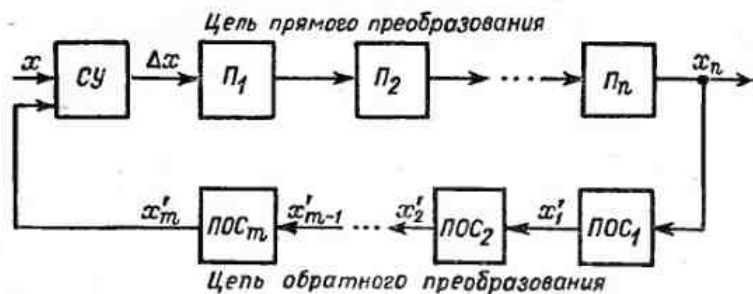


Рис. 4-9. Структурная схема средства измерений уравнивающего преобразования

Для оценки влияния этих дополнительных сигналов пересчитаем (приведем) их к входу структурной схемы. Результирующее действие всех дополнительных сигналов равно действию следующего дополнительного сигнала на входе:

$$\Delta x_0 = \Delta x_{01}/k_1 + \Delta x_{02}/(k_1 k_2) + \dots + \Delta x_{0n}/(k_1 k_2 \dots k_n). \quad (4-30)$$

Результирующая аддитивная погрешность равна Δx_0 . Таким образом, как следует из (4-28) и (4-30), в средствах измерений, имеющих структурную схему прямого преобразования, происходит суммирование погрешностей, вносимых отдельными звеньями, и это затрудняет изготовление средств измерений прямого преобразования с высокой точностью.

Средства измерений уравнивающего преобразования. Структурная схема средства измерений уравнивающего преобразования показана на рис. 4-9.

Для цепи обратного преобразования (обратной связи)

$$x'_m = x_n \beta_1 \beta_2 \dots \beta_m = x_n \beta, \quad (4-31)$$

где β — коэффициент преобразования цепи обратного преобразования; $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_m$ — коэффициенты преобразования звеньев обратной связи.

На входе цепи прямого преобразования в узле СУ происходит сравнение (компенсация) входного сигнала x и выходного сигнала цепи обратного преобразования x'_m и при этом на выходе СУ получается разностный сигнал $\Delta x = x - x'_m$.

При подаче на вход сигнала x выходной сигнал x_n , а следовательно, и x'_m , будут возрастать до тех пор, пока x и x'_m не станут равны. При этом по значению x_n можно судить об измеряемой величине x .

Средства измерений, имеющие такую структурную схему, могут работать как с полной, так и с неполной компенсацией.

При полной компенсации в установившемся режиме

$$\Delta x = x - x'_m = 0. \quad (4-32)$$

Это возможно в тех устройствах, у которых в цепи прямого преобразования предусмотрено интегрирующее звено с характеристикой преобразования $x_i = \int_0^t F(x_{i-1}) dt$. Примером такого звена является электродвигатель, для которого угол поворота вала определяется приложенным напряжением и временем.

В этом случае, учитывая (4-31) и (4-32), получим

$$x_n = x / (\beta_1 \beta_2 \dots \beta_m) = x / \beta. \quad (4-33)$$

Таким образом, в момент компенсации сигнал на выходе средства измерений пропорционален входному сигналу и не зависит от коэффициента преобразования цепи прямого преобразования.

Чувствительность (коэффициент преобразования)

$$S = \frac{\partial x_n}{\partial x} = \frac{1}{\beta_1 \beta_2 \dots \beta_m} = \frac{1}{\beta}. \quad (4-34)$$

Мультипликативная относительная погрешность, обусловленная нестабильностью коэффициентов преобразования звеньев, при достаточно малых изменениях этих коэффициентов

$$\delta_m = \frac{\Delta S}{S} = - \frac{\Delta \beta}{\beta} = - \left(\frac{\Delta \beta_1}{\beta_1} + \frac{\Delta \beta_2}{\beta_2} + \dots + \frac{\Delta \beta_m}{\beta_m} \right). \quad (4-35)$$

Как видно из этого выражения, относительная мультипликативная погрешность обусловлена только относительным изменением коэффициента преобразования цепи обратного преобразования.

Аддитивная погрешность в средствах измерений с полной компенсацией практически обуславливается порогом чувствительности звеньев, расположенных до интегрирующего звена, и порогом чувствительности самого интегрирующего звена.

Под порогом чувствительности звена понимается то наименьшее изменение входного сигнала, которое способно вызвать появление сигнала на выходе звена. Порог чувствительности имеют, например, электродвигатели, часто применяемые в рассматриваемых устройствах. Для реальных звеньев график характеристики преобразования может иметь вид, показанный на рис. 4-10, где $\pm \Delta x_{i-1}$ — порог чувствительности.

Порог чувствительности средства измерений с полной компенсацией

$$\Delta x = \Delta x_1 + \frac{\Delta x_2}{k_2} + \frac{\Delta x_3}{k_1 k_2} + \dots + \frac{\Delta x_i}{k_1 k_2 k_3 \dots k_{i-1}}, \quad (4-36)$$

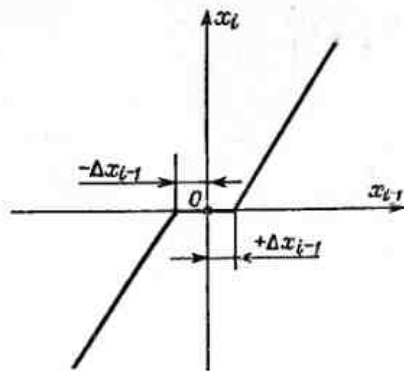


Рис. 4-10. Характеристика преобразования звена с порогом чувствительности

где $\Delta x_1, \Delta x_2, \dots, \Delta x_{i-1}$ — пороги чувствительности звеньев цепи прямого преобразования; Δx_i — порог чувствительности интегрирующего звена.

При наличии порога чувствительности средства измерений состояние компенсации наступает при $x - x'_m = \Delta x$. Таким образом, изменение входного сигнала в пределах $\pm \Delta x$ не вызывает изменения выходного сигнала, т. е. появляется абсолютная аддитивная погрешность, значение которой может быть в пределах $\pm \Delta x$.

Из выражения (4-36) очевидно, что для уменьшения аддитивной погрешности, обусловленной порогом чувствительности звеньев, следует увеличивать коэффициенты преобразования k_1, k_2, \dots, k_{i-1} . Предел увеличения этих коэффициентов обусловлен динамической устойчивостью средства измерений.

При неполной компенсации в средствах измерений интегрирующего звена нет и обычно выполняется условие (4-31), а также $x_n = k\Delta x$, (4-37)

где $k = k_1 k_2 \dots k_n$ — коэффициент преобразования цепи прямого преобразования. В этом случае установившийся режим наступает при некоторой разности

$$\Delta x = x - x'_m. \quad (4-38)$$

Зависимость между выходным и входным сигналами, находямая путем решения уравнений (4-31), (4-37) и (4-38),

$$x_n = kx / (1 + k\beta). \quad (4-39)$$

Как видно из выражения (4-39), при установившемся режиме выходной сигнал пропорционален входному и зависит от коэффи-

циентов преобразования цепи как обратного, так и прямого преобразования.

Если выполняется условие $k\beta \gg 1$, то уравнение (4-39) переходит в (4-33) и при этом нестабильность коэффициента преобразования цепи прямого преобразования не влияет на работу устройства. Практически, чем выше $k\beta$, тем меньше влияние k . Предел увеличения $k\beta$ обусловлен динамической устойчивостью средства измерений.

Чувствительность (коэффициент преобразования) средства измерений с неполной компенсацией

$$S = \frac{\partial x_n}{\partial x} = \frac{k}{1 + k\beta}. \quad (4-40)$$

Мультипликативная погрешность, обусловленная изменением коэффициентов преобразования звеньев при достаточно малых изменениях этих коэффициентов,

$$\delta_m = \frac{\Delta S}{S} = \delta_k \frac{1}{1 + k\beta} - \delta_\beta \frac{k\beta}{1 + k\beta}, \quad (4-41)$$

где $\delta_k = \Delta k/k$; $\delta_\beta = \Delta \beta/\beta$. Если $k\beta \gg 1$, то $\delta_m \approx \delta_k/k\beta - \delta_\beta$. Следовательно, при $k\beta \gg 1$ (что обычно имеет место) составляющая, обусловленная изменением коэффициента β , целиком входит в результирующую погрешность, а составляющая, обусловленная изменением коэффициента k , входит в результирующую погрешность ослабленной в $k\beta$ раз.

Нелинейность характеристики преобразования цепи прямого преобразования можно рассматривать как результат влияния изменения коэффициента преобразования k относительно некоторого начального значения при $x = 0$. Полученные уравнения показывают, что нелинейность характеристики преобразования уменьшается действием отрицательной обратной связи в $k\beta$ раз.

Аддитивная погрешность может быть найдена путем введения в структурную схему дополнительных сигналов $\Delta x_{01}, \Delta x_{02}, \dots, \Delta x_{0n}, \Delta x'_{01}, \Delta x'_{02}, \dots, \Delta x'_{0n}$, равных смещениям характеристик преобразования соответствующих звеньев.

Применяя методику, рассмотренную выше, получим абсолютную аддитивную погрешность, равную погрешности

$$\Delta x_0 = [\Delta x_{01}/k_1 + \Delta x_{02}/(k_1 k_2) + \dots + \Delta x_{0n}/(k_1 k_2 \dots k_n)] - (\beta_2 \beta_3 \dots \beta_m \Delta x'_{01} + \beta_3 \beta_4 \dots \beta_m \Delta x'_{02} + \dots + \Delta x'_{0m}). \quad (4-42)$$

Следует отметить, что средства измерений могут иметь *комбинированные структурные схемы*, когда часть цепи преобразования охвачена обратной связью.

Вид структурной схемы средства измерений влияет не только на рассмотренные характеристики (чувствительность, погрешность), но также на входные и выходные сопротивления, динамические свойства и др.

4-6. СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ В ДИНАМИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ

Изменение во времени измеряемой величины $x(t)$ приводит к динамическому режиму (см. § 4-3) работы средств измерений. В таком режиме точность измерений во многом зависит от динамических свойств средств измерений и от характера изменения измеряемой величины.

Для того чтобы выходной сигнал $y_n(t)$ некоторого (идеального) средства измерений точно отображал во времени измеряемую величину $x(t)$ независимо от характера ее изменения, необходимо соблюдение условия

$$y_n(t) = k_{ном} x(t), \quad (4-43)$$

где $k_{ном}$ — номинальный коэффициент преобразования. Для упрощения анализа динамического режима примем, что средство измерений не имеет статической погрешности, т. е. реальный коэффициент преобразования $k_p = k_{ном}$ во всем диапазоне изменения $x(t)$. Уравнение (4-43) соответствует идеальному безынерционному линейному преобразованию¹. Из этого уравнения следует, что измеряемая величина $x(t)$ может быть определена по выходному (наблюдаемому, регистрируемому) сигналу $y_n(t)$ из соотношения $x(t) = y_n(t)/k_{ном}$. При этом отсутствует какая-либо погрешность определения $x(t)$, обусловленная изменением входной величины во времени.

Реальные средства измерений обладают динамическими (инерционными) свойствами из-за наличия элементов, запасующих энергию, например подвижных элементов, обладающих определенной массой, и упругих элементов в электромеханических приборах, емкостей и индуктивностей в измерительных цепях и т. д., что приводит к более сложной зависимости между $x(t)$ и $y(t)$.

Существуют различные способы описания динамических свойств средств измерений и оценки погрешностей, возникающих в динамическом режиме. Наиболее полно эти свойства средств измерений могут быть описаны дифференциальными уравнениями

¹ В общем случае безынерционным может быть и нелинейное преобразование. Однако в данном параграфе остановимся на линейном преобразовании как наиболее часто используемом в средствах измерений.

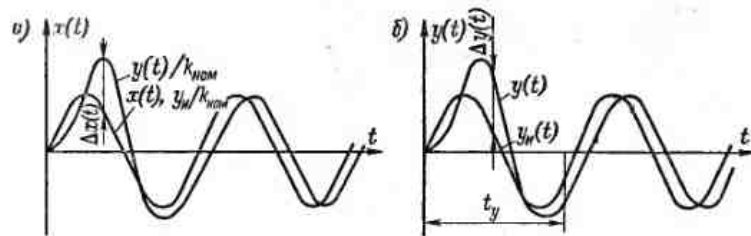


Рис. 4-11. Входной $x(t)$ и выходные $y(t)$, $y_n(t)$ сигналы некоторого реального и идеального (безынерционного) средств измерений

ми, переходными и импульсными переходными характеристиками, частотными характеристиками и передаточными функциями.

Дифференциальные уравнения. Динамический режим широкого класса средств измерений может быть описан линейным неоднородным дифференциальным уравнением с постоянными коэффициентами

$$A_n y^{(n)}(t) + A_{n-1} y^{(n-1)}(t) + \dots + A_1 y'(t) + y(t) = k_{ном} x(t). \quad (4-44)$$

Это уравнение отличается от уравнения (4-43) наличием членов, содержащих производные от выходного сигнала $y(t)$, которые и определяют динамические свойства средств измерений. При равенстве нулю этих членов уравнение (4-44) вырождается в уравнение (4-43).

Решение $y(t)$ дифференциального уравнения (4-44) описывает выходной сигнал средства измерения при входном воздействии $x(t)$. На рис. 4-11 показаны выходные сигналы $y(t)$ некоторого реального и $y_n(t)$ идеального (безынерционного) средства измерений при входном сигнале $x(t) = \sin \omega t$, $t \gg 0$. Погрешность по выходу средства измерений в динамическом режиме определяется выражением

$$\Delta y(t) = y(t) - y_n(t). \quad (4-45)$$

Погрешность в динамическом режиме представляет собой алгебраическую сумму динамической и статической погрешности. Поскольку статическая погрешность принята равной нулю, то выражение (4-45) определяет только динамическую погрешность.

В задачу измерений входит нахождение значений измеряемой величины $x(t)$ по значениям $y(t)$. Если $x(t)$ определять из соотношения $y(t)/k_{ном}$, а такой способ является наиболее распространенным в измерительной технике, то динамическая погрешность по входу средства измерений

$$\Delta x(t) = y(t)/k_{ном} - x(t) = [y(t) - y_n(t)]/k_{ном} = \Delta y(t)/k_{ном} \quad (4-46)$$

Следовательно, при таком подходе погрешности $\Delta x(t)$ и $\Delta y(t)$ различаются постоянным множителем $k_{ном}$.

Вычитая из выражения (4-44) уравнение (4-43) с учетом (4-45), получим выражение для динамической погрешности по выходу средства измерений

$$\Delta y(t) = -A_n y^{(n)}(t) - A_{n-1} y^{(n-1)}(t) - \dots - A_1 y'(t). \quad (4-47)$$

Определение погрешности $\Delta y(t)$ по этому выражению хотя принципиально и возможно, однако на практике встречается трудности, поскольку аналитическое выражение для $y(t)$, как правило, неизвестно, а определение производных от $y(t)$, например, графически по зарегистрированному выходному сигналу не может быть проведено с необходимой точностью. Поэтому часто применяют некоторые оценки динамической погрешности, характеризующие результат измерений переменной во времени величины $x(t)$. При этом оказывается удобным оценивать динамические погрешности отдельно для переходного режима работы средства измерений и для установившегося.

Общее решение $y(t)$ неоднородного линейного дифференциального уравнения с постоянными коэффициентами определяется суммой: $y(t) = y_c(t) + y_b(t)$, где $y_c(t)$ — общее решение соответствующего однородного дифференциального уравнения; $y_b(t)$ — частное решение уравнения (4-44). Решение $y_c(t)$ описывает свободные колебания, определяемые динамическими характеристиками средства измерений. Для устойчивых средств измерений свободные колебания являются затухающими, т. е. $\lim_{t \rightarrow \infty} y_c(t) = 0$, а продолжительность этих колебаний определяет продолжительность переходного режима. В измерительной технике переходный режим принято оценивать временем установления t_y (в более общей трактовке — временем реакции, см. § 4-3), которое, по существу, определяется временем затухания свободных колебаний до некоторой малой величины, при которой практически можно считать $y_c(t) = 0$, а $y(t) = y_b(t)$. Частное решение $y_b(t)$ описывает вынужденные колебания (установившийся режим), определяемые входным воздействием и динамическими свойствами средств измерений. Отсюда следует, что динамическая погрешность в переходном режиме ($t < t_y$) определяется составляющими $y_c(t)$ и $y_b(t)$, а в установившемся ($t > t_y$) — только составляющей $y_b(t)$. Значения динамической погрешности при указанных режимах могут существенно различаться.

Порядок уравнения (4-44) определяется динамическими свойствами средства измерений и в общем случае может быть высоким. Дифференциальные уравнения высокого порядка могут быть представлены системой дифференциальных уравнений более низкого порядка. По существу, это означает представление сложного в динамическом смысле средства измерений более простыми. Как показано в § 4-5, сложные средства измерений условно могут быть разбиты на звенья в зависимости от их свойств, в том числе и динамических. В этом случае для исследования динамических свойств средств измерений широко используются динамические звенья первого и второго порядков.

Динамическое звено первого порядка описывается уравнением

$$A_1 y'(t) + y(t) = k_{ном} x(t) \quad \text{или}$$

$$T_1 y'(t) + y(t) = k_{ном} x(t), \quad (4-48)$$

где T_1 — постоянная времени звена первого порядка. Применяют также параметр $\omega_0 = 1/T_1$, называемый граничной частотой. Для такого звена при известном $x(t)$ относительно просто определяется $y(t)$.

При измерениях решается обратная задача — по реакции звена находится измеряемая величина $x(t)$. Рассмотрим одну из возможных оценок максимальной динамической погрешности при следующих ограничениях на входное воздействие: диапазон изменения входного сигнала от $-x_m$ до $+x_m$, спектр входного сигнала ограничен частотой ω_m . Такая форма задания входных сигналов часто используется на практике.

На основании уравнений (4-46) — (4-48) динамическая погрешность по входу звена первого порядка определяется выражением $\Delta x(t) = -T_1 y'(t)/k_{ном}$. Максимальное значение модуля этой погрешности $\max |\Delta x(t)| = T_1 \max |y'(t)|/k_{ном}$. Для оценки $\max |y'(t)|$ можно воспользоваться неравенством С. Н. Бернштейна (см. § 4-4): $\max |y'(t)| \leq \omega_m |y_m| \leq \omega_m k_m x_m$, где $|y_m|$ — модуль максимально возможного значения сигнала на выходе звена; k_m — максимально возможный коэффициент передачи для звена первого порядка. Для такого звена, как будет показано далее (см. стр. 91), $k_m = k_{ном}$. Следовательно

$$\max |\Delta x(t)| \leq T_1 \omega_m x_m. \quad (4-49)$$

На основании этого выражения определим максимальную приведенную (к диапазону $x_N = 2x_m$ изменения сигнала) погрешность

$$\max \gamma_x = \frac{\max |\Delta x(t)|}{x_N} = \frac{\max |\Delta x(t)|}{2x_m} \leq \frac{T_1 \omega_m}{2} = \frac{\omega_m}{2\omega_0}. \quad (4-50)$$

Динамическое звено второго порядка описывается уравнением

$$A_2 y''(t) + A_1 y'(t) + y(t) = k_{ном} x(t) \quad \text{или}$$

$$\frac{1}{\omega_0^2} y''(t) + \frac{2\beta}{\omega_0} y'(t) + y(t) = k_{ном} x(t), \quad (4-51)$$

где ω_0 — частота собственных колебаний звена; β — коэффициент демпфирования, или степень успокоения, — характеристика звена, значение которой существенно влияет на характер динамических процессов, протекающих в таком звене.

Используя (4-51), (4-46) и неравенство $\max |y''(t)| \leq \leq \omega_m^2 |y_m|$ (см. § 4-4), можно записать выражения для динамической погрешности по входу звена второго порядка

$$\Delta x(t) = -y''(t) / (\omega_0^2 k_{ном}) - 2\beta y'(t) / (\omega_0 k_{ном})$$

и ее максимальной оценки для указанных выше условий

$$\begin{aligned} \max |\Delta x(t)| &= \max |y''(t) / (\omega_0^2 k_{ном}) + 2\beta y'(t) / (\omega_0 k_{ном})| \leq \\ &\leq \max |y''(t)| / (\omega_0^2 k_{ном}) + 2\beta \max |y'(t)| / (\omega_0 k_{ном}) \leq \\ &\leq \omega_m^2 |y_m| / (\omega_0^2 k_{ном}) + 2\beta \omega_m |y_m| / (\omega_0 k_{ном}) = \\ &= \omega_m^2 k_m x_m / (\omega_0^2 k_{ном}) + 2\beta \omega_m k_m x_m / (\omega_0 k_{ном}). \end{aligned} \quad (4-52)$$

Значение коэффициента k_m , соответствующего максимальному отклонению y_m , здесь также неизвестно. Более того, для звена второго порядка в общем случае k_m может быть как меньше, так и больше $k_{ном}$ (см. стр. 92). При принятых ограничениях на максимальную частоту спектра входных сигналов по амплитудно-частотным характеристикам (см. рис. 4-18) можно определить максимальное значение k_m в заданном диапазоне частот и подставить его в выражение (4-52) для оценки динамической погрешности. Приведем выражение для оценки максимальной приведенной погрешности звеньев, имеющих $\beta \geq 0,7$, для которых $k_m \leq k_{ном}$. Считая $k_m = k_{ном}$ и подставляя это значение в выражение (4-52), получим

$$\max \gamma_x = \max |\Delta x(t)| / 2x_m \leq \omega_m^2 / 2\omega_0^2 + \beta \omega_m / \omega_0. \quad (4-53)$$

Необходимо иметь в виду, что выражения (4-50) и (4-53) дают завышенную оценку (оценку сверху) максимальной динамической погрешности. Поэтому их следует применять при небольших отношениях ω_m / ω_0 , при которых значения погрешностей относительно невелики.

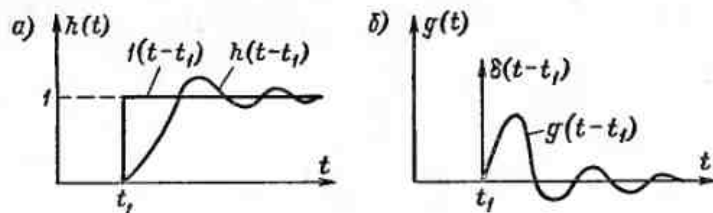


Рис. 4-12. Переходная (а) и весовая (б) функции некоторого средства измерений

Полученные оценки можно использовать для установившегося динамического режима при ограниченном спектре входного сигнала. Для переходного режима возникают трудности в определении максимальной частоты ω_m . Так, при подключении в некоторый момент времени t_1 сигнала $x(t) = X_m \sin \omega t$ входное воздействие имеет неограниченный спектр. Кроме того, некоторые сигналы имеют в установившемся режиме $\omega_m > \omega_0$, например когда входной сигнал по форме близок к прямоугольным импульсам. В этих случаях целесообразно использовать переходные и импульсные переходные характеристики.

Переходные и импульсные переходные характеристики. Переходная характеристика $h(t)$ есть реакция средства измерений на входное воздействие $x(t)$, представляющее собой единичный скачок $1(t)$ (рис. 4-12, а). Эту характеристику находят либо опытным путем, либо решая соответствующее дифференциальное уравнение при $x(t) = 1(t)$.

Импульсная переходная характеристика $g(t)$ есть реакция средства измерений на входное воздействие в виде дельта-функции $\delta(t)$ (рис. 4-12, б). Поскольку $\delta(t) = \frac{d1(t)}{dt}$, то $g(t) = \frac{dh(t)}{dt}$. Как и дифференциальное уравнение, переходная или импульсная переходная характеристики в полной мере определяют динамические свойства средства измерений. Выходную реакцию при входном сигнале $x(t)$ определяют с помощью интеграла наложения (интеграла Дюамеля)

$$y(t) = \int_0^t x(\tau) g(t-\tau) d\tau \quad \text{или} \quad y(t) = \frac{d}{dt} \int_0^t x(\tau) h(t-\tau) d\tau \quad (4-54)$$

При воздействии единичного скачка на средство измерений возникает динамическая погрешность $\Delta y(t) = h(t) - k_{ном} 1(t)$ или $\Delta x(t) = h(t) / k_{ном} - 1(t)$. При таком воздействии погрешность $\Delta x(t)$ для инерционных средств измерений в момент включения $x(t)$ достигает значения амплитуды скачка $x(t)$, уменьша-

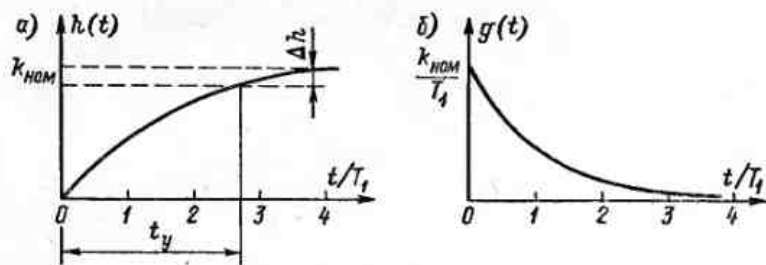


Рис. 4-13. Переходная (а) и весовая (б) функции звена первого порядка

ясь со временем в зависимости от динамических свойств средств измерений. Текущее значение динамической погрешности $\Delta x(t)$ полностью определяется переходной характеристикой рассматриваемого динамического звена.

Переходная характеристика $h(t)$ звена первого порядка (рис. 4-13, а), определяемая решением уравнения (4-48) при $x(t) = 1(t)$, имеет вид

$$h(t) = k_{\text{НОМ}} (1 - e^{-t/T_1}). \quad (4-55)$$

Импульсная переходная характеристика $g(t) = \frac{dh(t)}{dt}$ (рис. 4-13, б) для данного звена

$$g(t) = k_{\text{НОМ}}/T_1 e^{-t/T_1}. \quad (4-56)$$

Часто для оценки переходного режима определяют время установления t_y . Из выражения (4-55) время установления $t_y = T_1 \ln(1/\delta)$, где $\delta = \Delta h/h(\infty)$, Δh — допустимая погрешность установления выходной величины (см. рис. 4-13, а). Для некоторых электроизмерительных приборов за t_y принимается время, необходимое для установки указателя на геометрическую середину шкалы с погрешностью $\pm 1\%$ длины шкалы, т. е. $\delta = 1/50$. В этом случае $t_y = 4T_1$.

Для звена второго порядка вид характеристики $h(t)$ и $g(t)$ зависит от β (см. рис. 4-14). Для этого звена рассматривают три режима:

колебательный режим ($\beta < 1$)

$$h(t) = k_{\text{НОМ}} \left[1 - \frac{e^{-\beta \omega_0 t}}{\sqrt{1-\beta^2}} \sin(\sqrt{1-\beta^2} \omega_0 t + \arccos \beta) \right]; \quad (4-57)$$

$$g(t) = \frac{k_{\text{НОМ}} \omega_0}{\sqrt{1-\beta^2}} e^{-\beta \omega_0 t} \sin \sqrt{1-\beta^2} \omega_0 t; \quad (4-58)$$

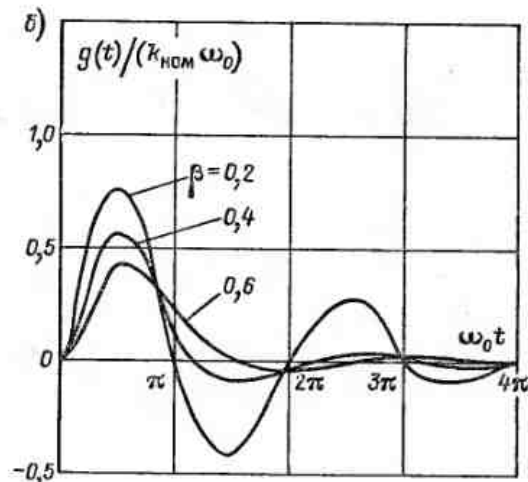
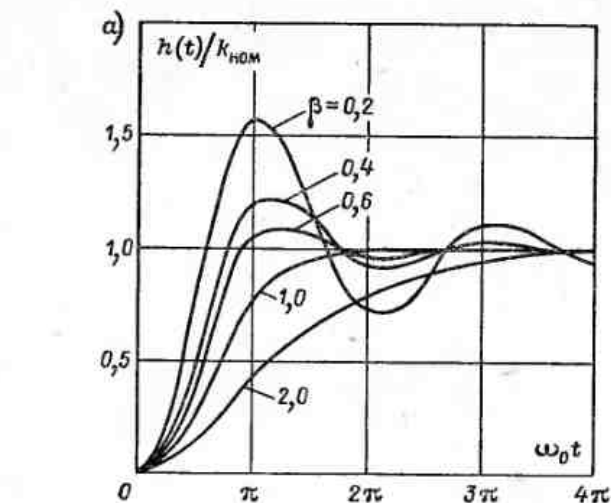


Рис. 4-14. Переходная (а) и весовая (б) функции звена второго порядка

критический режим ($\beta = 1$)

$$h(t) = k_{\text{НОМ}} [1 - (1 + \omega_0 t) e^{-\omega_0 t}]; \quad (4-59)$$

$$g(t) = k_{\text{НОМ}} \omega_0^2 t e^{-\omega_0 t}; \quad (4-60)$$

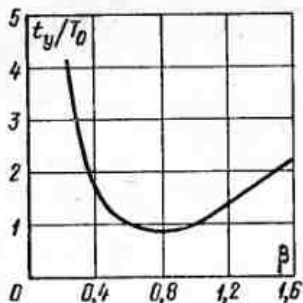


Рис. 4-15. График зависимости относительного времени установления выходного сигнала t_y/T_0 от β для звена второго порядка

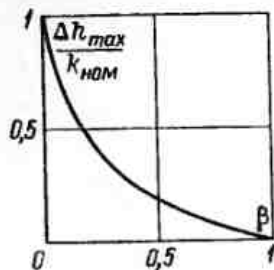


Рис. 4-16. График зависимости от β приведенного первого максимального отклонения от установившегося значения для звена второго порядка

апериодический режим ($\beta > 1$)

$$h(t) = k_{\text{ном}} \left[1 - \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{\beta^2 - 1}} \text{sh}(\omega_0 t \sqrt{\beta^2 - 1} + \text{arch } \beta) \right]; \quad (4-61)$$

$$g(t) = \frac{k_{\text{ном}} \omega_0}{\sqrt{\beta^2 - 1}} e^{-\beta\omega_0 t} \text{sh} \sqrt{\beta^2 - 1} \omega_0 t. \quad (4-62)$$

Критический режим является граничным между колебательным ($\beta < 1$) и апериодическим ($\beta > 1$); он характерен тем, что переходный процесс в таком режиме наиболее быстро и апериодически стремится к установившемуся значению. Однако если время установления определять с рекомендованной для электроизмерительных приборов погрешностью установления (см. звено первого порядка), то минимум t_y будет при $\beta = 0,8$. Для этого случая на рис. 4-15 приведен график зависимости относительного времени установления t_y/T_0 от β , где $T_0 = 2\pi/\omega_0$.

При колебательном характере переходного процесса в ряде случаев оценивают первое максимальное отклонение Δh_{max} выходного сигнала (см. рис. 4-14) от установившегося значения $h(\infty)$. Для этого определяют значение первого экстремума переходной характеристики $h(t=t_1)$, где t_1 находят из условия $g(t=t_1) = 0$.

Из уравнений (4-57) и (4-58) получим

$$\Delta h_{\text{max}} = h(t=t_1) - h(\infty) = k_{\text{ном}} e^{-\pi\beta/\sqrt{1-\beta^2}}. \quad (4-63)$$

График зависимости $\Delta h_{\text{max}}/k_{\text{ном}}$ приведен на рис. 4-16.

Частотные характеристики. Частотные методы анализа основаны на исследовании прохождения гармонических колебаний различных частот через средства измерений. Если на вход линейного устройства подать сигнал $X(j\omega) = X_m(\omega) e^{j\omega t}$, то выходной сигнал можно записать в виде $Y(j\omega) = Y_m(\omega) e^{j\omega t + \varphi(\omega)} = \dot{Y}_m(\omega) e^{j\omega t}$.

Отношение

$$K(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{\dot{Y}_m(\omega)}{\dot{X}_m(\omega)} = \frac{Y_m(\omega)}{X_m(\omega)} e^{j\varphi(\omega)} \quad (4-64)$$

называют амплитудно-фазовой характеристикой. Амплитудно-фазовую характеристику можно получить из дифференциального уравнения (4-44), подставив в него выражения $X(j\omega)$ и $Y(j\omega)$ и решив полученное уравнение относительно \dot{Y}_m/\dot{X}_m :

$$K(j\omega) = k_{\text{ном}} [A_n(j\omega)^n + A_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + A_1 j\omega + 1] \quad (4-65)$$

Следует иметь в виду, что $Y(j\omega)$ представляет собой частное решение дифференциального уравнения и поэтому амплитудно-фазовая характеристика $K(j\omega)$ непосредственно определяет только установившийся режим.

На практике широкое распространение получила амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)

$$K(\omega) = |K(j\omega)| = Y_m(\omega)/X_m(\omega)$$

и фазово-частотная характеристика (ФЧХ) — $\varphi(\omega)$.

Из выражения (4-65) получают выражения $K(j\omega)$, $K(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ для типовых звеньев.

Идеальное безынерционное звено имеет

$$K(j\omega) = k_{\text{ном}}, \quad K(\omega) = k_{\text{ном}}, \quad \varphi(\omega) = 0. \quad (4-66)$$

Звено первого порядка (см. рис. 4-17)

$$K(j\omega) = k_{\text{ном}} / (1 + j\omega T_1); \quad (4-67)$$

$$K(\omega) = k_{\text{ном}} / \sqrt{1 + \omega^2 T_1^2}; \quad (4-68)$$

$$\varphi(\omega) = -\text{arctg } \omega T_1. \quad (4-69)$$

Звено второго порядка (см. рис. 4-18)

$$K(j\omega) = k_{\text{ном}} / (1 - \omega^2/\omega_0^2 + j2\beta\omega/\omega_0); \quad (4-70)$$

$$K(\omega) = k_{\text{ном}} / \sqrt{(1 - \omega^2/\omega_0^2)^2 + 4\beta^2 \omega^2/\omega_0^2}; \quad (4-71)$$

$$\varphi(\omega) = -\text{arctg } \frac{2\beta\omega/\omega_0}{1 - \omega^2/\omega_0^2}. \quad (4-72)$$

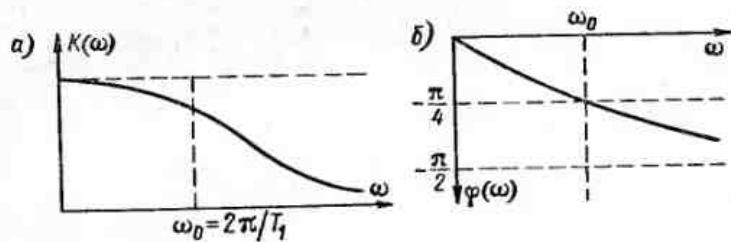


Рис. 4-17. Амплитудно-частотная (а) и фазово-частотная (б) характеристики звена первого порядка

Для звена второго порядка вид АЧХ и ФЧХ существенно зависит от степени успокоения β . При $\beta = 0,6 \div 0,7$ в относительно широком диапазоне частот (см. рис. 4-18) $K(\omega) \approx k_{ном}$. Этот режим важен для многих практических применений средств измерений. При $\beta < 0,6$ наблюдаются резонансные явления для частот ω , близких к ω_0 .

Ясная физическая интерпретация и относительная простота экспериментального определения послужили причиной широкого применения частотных характеристик в измерительной технике.

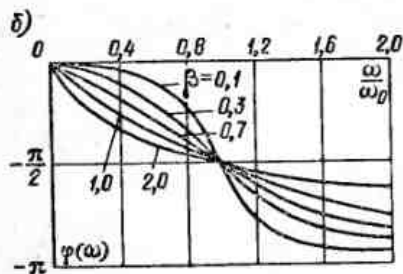
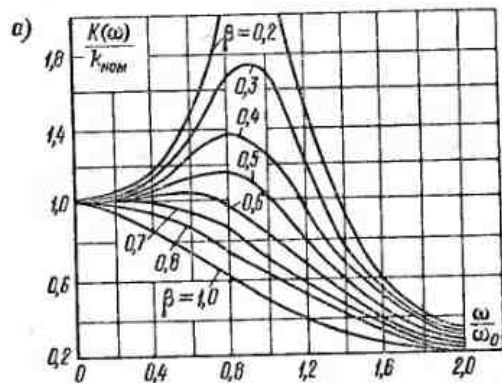


Рис. 4-18. Амплитудно-частотная (а) и фазово-частотная (б) характеристики звена второго порядка

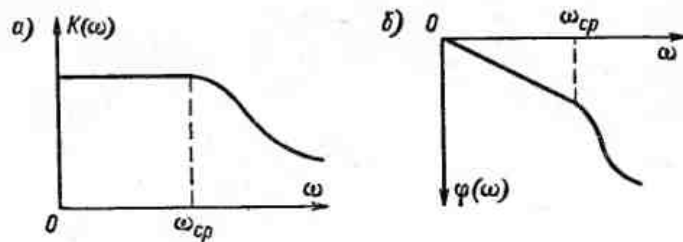


Рис. 4-19. Амплитудно-частотная (а) и фазово-частотная (б) характеристики некоторого средства измерений

Рассмотрим возможность оценки динамических погрешностей по известным АЧХ и ФЧХ средств измерений для сигнала $x(t)$, заданного диапазоном изменения от $-x_m$ до $+x_m$ и частотным диапазоном $0 - \omega_m$. Предположим, что средство измерений имеет такие АЧХ и ФЧХ, как показано на рис. 4-19. Для частот $0 - \omega_{cp}$ характеристики $K(\omega) = k_{ном}$, $\varphi(\omega) = -t_3 \omega$, где $t_3 = \text{const}$ — время задержки выходного сигнала. Частоту ω_{cp} называют частотой среза (на практике $K(\omega) \approx k_{ном}$ с некоторой заданной погрешностью). Для частот $\omega > \omega_{cp}$ характеристика $K(\omega) \neq k_{ном}$, а $\varphi(\omega)$ имеет нелинейную зависимость от частоты.

Сначала оценим влияние на динамическую погрешность только АЧХ. Для этого условно примем $\varphi(\omega) = 0$. При $\omega_m < \omega_{cp}$, очевидно, погрешность не возникает, так как каждая гармоническая составляющая передается с одним и тем же коэффициентом $k_{ном}$; при $\omega_m > \omega_{cp}$ они передаются с $K(\omega) \neq k_{ном}$, что приводит к искажению $y(t)$, а следовательно, и появлению погрешности. Для каждой гармонической составляющей $x_i(t) = X_{mi} \sin \omega_i t$ относительная погрешность

$$\delta_{A_i} = \frac{[X_{mi} K(\omega_i) - X_{mi} k_{ном}]}{X_{mi} k_{ном}} = \frac{[K(\omega_i) - k_{ном}]}{k_{ном}}, \quad (4-73)$$

где $K(\omega_i)$ — значение АЧХ на частоте ω_i . Можно показать, что для полигармонического сигнала при условии $|x(t)| \leq x_m$ максимальная приведенная погрешность будет определяться выражением

$$\max \gamma_A \leq \max [K(\omega \leq \omega_m) - k_{ном}] / k_{ном}, \quad (4-74)$$

где $\max [K(\omega \leq \omega_m) - k_{ном}]$ — максимальная разность коэффициентов передачи в пределах диапазона частот $0 - \omega_m$, определяемая по АЧХ средства измерений.

Теперь рассмотрим влияние ФЧХ на результаты измерений. Примем условно $K(\omega) = k_{ном}$ во всем диапазоне рассматривае-

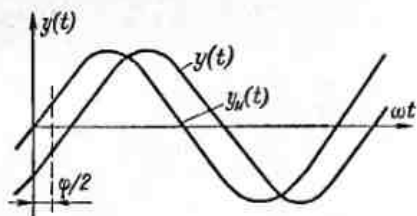


Рис. 4-20. Выходные сигналы реального $y(t)$ и идеального $y_n(t)$ средства измерений

ных частот. При $x(t) = X_m \sin \omega t$ имеем $y_n(t) = k_{ном} X_m \sin \omega t$, $y(t) = k_{ном} X_m \sin(\omega t + \varphi)$. В тех случаях, когда требуется «жесткая привязка» результатов измерений во времени, возникает погрешность $\Delta y(t) = y(t) - y_n(t)$, вызванная фазовым сдвигом. Из рис. 4-20 видно, что при $\varphi \leq \pi$ эта погрешность максимальна при $\omega t = \varphi/2$:

$$\max |\Delta y(t)| = 2k_{ном} X_m \sin \varphi/2. \quad (4-75)$$

Если $x(t)$ представляет собой сумму N гармонических составляющих $x_i(t)$ при условии $\left| \sum_{i=1}^n x_i(t) \right| \leq x_m$, то максимально возможная погрешность

$$\max |\Delta y(t)| \leq \sum_{i=1}^N \max |\Delta y_i(t)| = \sum_{i=1}^N 2k_{ном} X_{mi} \sin \varphi_i/2 \leq$$

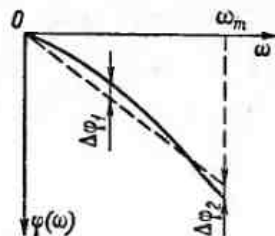
$$\leq 2 \sin [\max \{\varphi_i\}/2] \sum k_{ном} X_{mi} \leq 2k_{ном} x_m \sin [\max \{\varphi_i\}/2],$$

где $\max \{\varphi_i\}$ — максимальный фазовый сдвиг в диапазоне частот $0 - \omega_m$, определяемый по ФЧХ. Отсюда максимальная приведенная погрешность

$$\max \gamma_{\varphi} = \max |\Delta y(t)| / (2k_{ном} x_m) \leq \sin [\max \{\varphi_i\}/2]. \quad (4-76)$$

В некоторых измерительных задачах задержка выходного сигнала во времени не существенна или она может быть учтена в процессе обработки результатов измерений. Важной в таких задачах является точная передача формы сигнала. Так, если сместить сигнал $y(t)$ (см. рис. 4-20), точно отражающий характер изменения $x(t)$, на время $t_3 = \varphi/\omega$, то он полностью совпадает с сигналом $y_n(t)$ и в этом смысле погрешность будет отсутствовать. Для сложного сигнала с диапазоном частот $0 - \omega_m$, лежащим в пределах линейной фазовой характеристики $\varphi(\omega) = -t_3 \omega$, возникает аналогичная картина, поскольку каждая гармо-

Рис. 4-21. Аппроксимация фазово-частотной характеристики линейной зависимостью



ническая составляющая смещается во времени на постоянную величину t_3 . В этом случае считают, что динамическая погрешность равна нулю. Если фазовая характеристика нелинейна, то гармонические составляющие смещаются на различное время задержки $t_{3i} = \varphi(\omega_i)/\omega_i$, что приводит к искажению формы выходного сигнала, а следовательно, смещение в этом случае не исключает погрешности. Определить эту погрешность в общем случае достаточно сложно. Приближенно ее можно оценить, проводя некоторую линейную ФЧХ, аппроксимирующую реальную ФЧХ (рис. 4-21) с максимальными погрешностями $\Delta\varphi_1 = \Delta\varphi_2 = \Delta\varphi$. Такая ФЧХ будет соответствовать сдвигу сигнала на некоторое время, определяемое ее наклоном. Оценить погрешность, вызванную нелинейностью ФЧХ измерительного звена, можно по формуле (4-76), подставляя в нее $\Delta\varphi$ вместо $\max \{\varphi_i\}$.

В общем случае на динамическую погрешность влияет как АЧХ, так и ФЧХ измерительного звена. Точное определение суммарной погрешности является относительно сложной задачей. В качестве оценки сверху для общей динамической погрешности может быть принята сумма этих двух составляющих. Однако следует иметь в виду, что данная оценка является достаточно «грубой», поскольку во многих случаях общая погрешность принципиально меньше суммы рассматриваемых составляющих. Так, при моногармоническом сигнале максимальные значения этих составляющих всегда разнесены во времени и, следовательно, общая погрешность будет меньше суммы их максимальных значений.

Передаточные функции. Используя преобразование Лапласа, запишем уравнение (4-39) в операторной форме

$$(A_n p^n + A_{n-1} p^{n-1} + \dots + A_1 p + 1) Y(p) = k_{ном} X(p), \quad (4-77)$$

где $X(p)$, $Y(p)$ — изображения по Лапласу $x(t)$, $y(t)$. Отношение изображений выходного и входного сигналов

$$K(p) = Y(p)/X(p) = k_{ном} / (A_n p^n + A_{n-1} p^{n-1} + \dots + A_1 p + 1) \quad (4-78)$$

называют передаточной функцией. Передаточная функция является полной математической моделью средства измерений. При

известном входном сигнале $x(t)$ и его изображении $X(p)$ изображение выходного сигнала определяется из соотношения

$$Y(p) = K(p) X(p). \quad (4-79)$$

Передаточную функцию (4-78) можно представить в виде произведения

$$K(p) = \prod_{i=1}^n k_i / (p - p_i),$$

где p_i — корни знаменателя выражения (4-78). Такая форма записи имеет известную физическую интерпретацию: сложное средство измерений с передаточной функцией типа (4-78) может быть представлено последовательным соединением простейших звеньев. Такие звенья имеют следующие передаточные функции:

идеальное звено

$$K(p) = k_{\text{ном}}; \quad (4-80)$$

звено первого порядка

$$K(p) = k_{\text{ном}} / (T_1 p + 1); \quad (4-81)$$

звено второго порядка

$$K(p) = k_{\text{ном}} / (p^2 / \omega_0^2 + 2\beta p / \omega_0 + 1). \quad (4-82)$$

Динамические свойства таких звеньев, как было показано выше, хорошо изучены. При известных сведениях о входных сигналах — диапазоне изменения сигнала, частотном диапазоне, форме сигнала (например, прямоугольные импульсы) и других — для таких звеньев могут быть оценены динамические погрешности. Следует подчеркнуть, что при анализе динамического режима средств измерений чаще всего определяют некоторые оценки динамической погрешности при ограничениях на входные сигналы. Это объясняется тем, что точное решение в общем виде основной измерительной задачи — нахождение $x(t)$ по наблюдаемому сигналу $y(t)$ — наталкивается на серьезные математические трудности. Так, формальная запись уравнения (4-79) в виде $X(p) = Y(p) / K(p)$ приводит к необходимости решения так называемых некорректно поставленных обратных задач. Дело в том, что передаточная функция $K^*(p) = 1 / K(p)$ описывает принципиально неустойчивое динамическое звено. Вследствие этого небольшим погрешностям исходных данных, а $y(t)$ всегда определяется с некоторой погрешностью, могут соответствовать настолько большие погрешности решения, что последние оказываются лишены физического смысла. В настоящее время используют специаль-

ные методы решения таких задач — методы регуляризации. Эффективность этих методов существенно зависит от характера и объема априорной информации об исходном решении.

Подводя итоги рассмотренному динамическому режиму средств измерений, отметим следующее. При измерении переменных во времени величин $x(t)$ в реальных средствах измерений возникает динамическая погрешность. Эта погрешность определяется динамическими свойствами средств измерений и характером изменения внешних воздействий (см. § 2-1).

Динамические свойства средств измерений могут быть описаны полными динамическими характеристиками: дифференциальными уравнениями, переходными характеристиками, частотными характеристиками, передаточными функциями, а также частными динамическими характеристиками: временем установления t_y (временем реакции), постоянной времени T_1 , частотой собственных колебаний ω_0 , коэффициентом демпфирования (затухания) β , и некоторыми другими.

Глава пятая

МЕРЫ, ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ

5-1. МЕРЫ

Общие сведения. К мерам относят эталоны, образцовые и рабочие меры. Эталоны, занимающие особое место среди мер, предназначены для воспроизведения и (или) хранения единиц физических величин с целью передачи их размера другим средствам измерений (см. § 3-3).

Образцовые и рабочие меры. По назначению меры делят на образцовые и рабочие. Меры, утвержденные в качестве образцовых, предназначаются для поверки и градуировки рабочих средств измерений. Рабочие меры служат для измерений.

По точности воспроизведения физической величины образцовые меры бывают 1, 2 и 3-го разрядов, причем наименьшая погрешность воспроизведения у меры 1-го разряда. По допускаемой погрешности воспроизведения значения физической величины рабочие меры относят к различным классам точности.

По количеству воспроизводимых размеров величины меры делят на однозначные и многозначные и наборы мер. К однозначным мерам относят измерительные катушки сопротивления, ка-

тушки индуктивности и взаимной индуктивности, измерительные конденсаторы постоянной емкости, нормальные элементы и стабилизированные источники напряжения.

Измерительные катушки сопротивления. Катушки сопротивления выполняют на номинальное значение сопротивления $10^{\pm n}$ Ом, где n — целое число. Они имеют четыре зажима, два из которых называют токовыми, а два — потенциальными. Между потенциальными зажимами сопротивление катушки соответствует номинальному значению при включении катушки в цепь с помощью токовых зажимов. Обмотку катушки сопротивления выполняют из манганина, имеющего большое удельное электрическое сопротивление при малом температурном коэффициенте сопротивления, малой термо-ЭДС в паре с медью и при высокой стабильности своих свойств. Катушки сопротивления могут иметь класс точности от 0,0005 до 0,1 при номинальном сопротивлении от 10^{-5} до 10^{10} Ом.

При работе в цепях переменного тока полное сопротивление измерительной катушки меняется при изменении частоты тока из-за собственной емкости C и индуктивности L . Эквивалентная электрическая схема катушки сопротивления дана на рис. 5-1. Степень реактивности катушки характеризуют постоянной времени $\tau = (L/R) - RC$, где R — сопротивление катушки на постоянном токе. Постоянная времени может быть от $0,5 \cdot 10^{-8}$ до $2,5 \cdot 10^{-6}$ с.

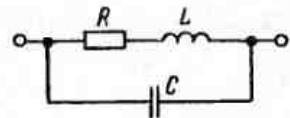
Измерительные катушки индуктивности и взаимной индуктивности. Катушки индуктивности выполняют из проволоки, намотанной на каркас. Они выпускаются с номиналами от 10^{-6} до 1 Гн классов точности от 0,05 до 0,5 и с верхним пределом частоты 100 кГц. Эквивалентная схема катушки индуктивности совпадает с эквивалентной схемой катушки сопротивлений (рис. 5-1), но с иным соотношением параметров.

Катушки взаимной индуктивности имеют две обмотки, намотанные на общем каркасе. Катушки выпускают с номиналами от 10^{-4} до 10^{-2} Гн с допускаемой основной погрешностью $\pm 0,1\%$ и с верхним пределом частоты 50 кГц.

Измерительные конденсаторы. В качестве однозначных мер электрической емкости применяют воздушные и газонаполненные конденсаторы и конденсаторы со слюдяной изоляцией. Емкость воздушных конденсаторов не превышает 10 000 пФ. Для работы в цепях высокого напряжения применяют газонаполненные конденсаторы. Измерительные конденсаторы имеют класс точности от 0,005 до 1.

Нормальные элементы. Однозначной мерой ЭДС и напряжения является нормальный элемент, представляющий собой специальный химический источник электрической энергии, ЭДС кото-

Рис. 5-1. Эквивалентная схема катушки сопротивления



рого известна с большой точностью и при неизменной внешней температуре отличается большим постоянством во времени. Выпускают нормальные элементы с насыщенным и ненасыщенным раствором электролита, отличающиеся своими характеристиками. В зависимости от температуры окружающей среды t ЭДС нормального элемента с насыщенным раствором электролита определяется выражением

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

где E_{20} — ЭДС нормального элемента при температуре 20°C ($E_{20} = 1,0185 \div 1,0187$ В). Нормальные элементы могут иметь классы точности от 0,0002 до 0,02.

Стабилизированные источники напряжения. В настоящее время в качестве мер электрического напряжения часто применяют стабилизированные источники напряжения. Например, стабилизированный источник напряжения постоянного тока ПЗ6-1 при отклонении питающего напряжения на $\pm 10\%$ имеет выходное напряжение при номинальном токе нагрузки 1 мА постоянным в пределах $(1,5000 \pm 0,0001)$ В.

К многозначным мерам относят измерительные генераторы, калибраторы напряжения, тока и фазового сдвига, измерительные конденсаторы переменной емкости, вариометры — меры переменной индуктивности, магазины сопротивлений, емкости, индуктивности, взаимной индуктивности.

Измерительные генераторы. Измерительные генераторы — это источники переменного тока и напряжения, форма которых заранее известна, а частота, амплитуда и некоторые другие параметры могут регулироваться в определенных пределах и считываться с гарантированной точностью. По назначению и спектру частот они делятся на генераторы синусоидальных сигналов (от сотых долей герца до $1 \cdot 10^{10}$ Гц), шумовых сигналов, импульсных сигналов и сигналов специальной формы. Генераторы синусоидальных сигналов низких частот (до 10^5 Гц) имеют погрешность установки частоты $\pm (0,1 - 3)\%$, а погрешность установки напряжения $\pm (1 - 6)\%$.

Калибраторы. Калибраторы напряжения и тока — это стабилизированные источники напряжения или тока, дающие возможность получать на их выходе ряд калиброванных, т. е. точно из-

вестных значений сигналов. Промышленность выпускает калибраторы постоянного и переменного тока и напряжения. Некоторые калибраторы снабжаются управляющим устройством, позволяющим использовать их в составе автоматизированных поверочных устройств. Например, программируемый калибратор типа П320 выдает калиброванные напряжения от 10 мкВ до 1000 В и токи от 1 до 100 мА. Предел допускаемой основной погрешности калибратора зависит от поддиапазона и, например, при напряжении на выходе калибратора 100 В составляет всего $\pm 5 \cdot 10^{-3} \%$. Калибратор напряжения переменного тока В1-9 имеет диапазон выходного напряжения 100 мкВ — 100 В с шестью поддиапазонами; диапазон частот выходного напряжения 20 Гц — 100 кГц с четырьмя поддиапазонами. Основная погрешность, например, при напряжении на выходе калибратора 100 В в частотном диапазоне 400 Гц — 10 кГц составляет $\pm 0,05 \%$.

Калибратор фазовых сдвигов Ф5125 имеет диапазон установки фазового сдвига между сигналами двух каналов от 0 до 359° с дискретностью 1°. Частота сигналов от 1 до 20 000 Гц.

Примером измерительного конденсатора переменной емкости может служить конденсатор типа Р5076, диапазон изменения емкости которого 0—35 мкФ, класс точности 0,2.

Магазины. В качестве многозначных мер получили распространение магазины сопротивлений, емкости и индуктивности, в которых с помощью соответствующих переключателей можно устанавливать необходимое значение величины, воспроизводимой мерой.

Магазины сопротивлений выпускают с диапазоном воспроизведения значения величины от 10^{-2} до 10^{10} Ом и классами точности от 0,01 до 0,2. Магазины емкости имеют диапазон воспроизведения 10^{-3} — 10^9 пФ и классы точности от 0,005 до 1. Магазины индуктивности (взаимной индуктивности) выпускают с номинальными значениями индуктивности (взаимной индуктивности) старшей декады от 0,001 до 10 000 мГн с числом декад от 1 до 5; класс точности магазинов от 0,02 до 1.

Находят применение также наборы мер, например набор измерительных конденсаторов. Меры, входящие в набор, могут иметь разные классы точности и различный допустимый частотный диапазон.

Предел допускаемой основной погрешности однозначной меры, выраженный в процентах от номинального значения, определяют по формуле $\delta_0 = \pm k$, где k — численное значение класса точности.

Предел допускаемой погрешности одиночной переменной меры (конденсатор переменной емкости, вариометр и т. п.), выра-

женный в процентах от воспроизводимого значения величины, $\delta_n = \pm k N_{\max}/N$, где N_{\max} — наибольшее значение переменной меры; N — воспроизводимое значение.

Предел допускаемой основной погрешности магазина, выраженный в процентах от номинального значения, равен $\delta_m = \pm k (1 + m N_{\min}/N)$, где m — число декад магазина; N_{\min} — номинальное значение одной ступени наименьшей декады; N — воспроизводимое значение величины.

Для многих магазинов и других многозначных мер класс точности указывается в виде двух чисел c/d . Тогда предел допускаемой основной погрешности воспроизводимой величины определяется по формуле (4-3).

Эталоны и меры неэлектрических и магнитных величин кратко рассмотрены в § 10-1 и 11-1.

5-2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Общие сведения. Измерительные преобразователи представляют собой многочисленную группу средств измерений, предназначенных для выполнения различных измерительных преобразований. В зависимости от допускаемой погрешности для измерительных преобразователей устанавливают соответствующий класс точности (см. § 4-3).

Классификация измерительных преобразователей дана в § 4-1. В настоящем параграфе рассматриваются преобразователи электрических величин, имеющие достаточно широкое применение. К ним относятся масштабные преобразователи. Здесь также рассматриваются общие вопросы, относящиеся к электро-механическим преобразователям. Преобразователи частного назначения будут рассматриваться при изучении соответствующих средств измерений.

Масштабные измерительные преобразователи. Масштабным называют измерительный преобразователь, предназначенный для изменения величины в заданное число раз. К ним относят шунты, делители напряжения, измерительные усилители, измерительные трансформаторы тока и напряжения.

Шунты. Для уменьшения силы тока в определенное число раз применяют шунты. Например, такая задача возникает в том случае, когда диапазон показаний амперметра меньше диапазона изменения измеряемого тока.

Шунт представляет собой резистор, включаемый параллельно средству измерений, как показано на рис. 5-2. Если сопротивление шунта $R_0 = R/(n-1)$, где R — сопротивление средства измерений; $n = I_1/I_2$ — коэффициент шунтирования, то ток I_2 в n раз меньше тока I_1 .

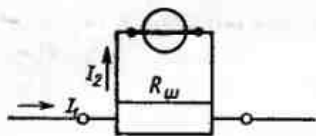


Рис. 5-2. Схема включения измерительного механизма с шунтом

Шунты изготавливают из манганина. В амперметрах для измерения небольших токов (до 30 А) шунты обычно помещают в корпусе прибора, для измерения больших токов (до 7500 А) применяют наружные шунты. Шунты могут быть многопредельными, т. е. состоящими из нескольких резисторов, или имеющими несколько отводов, что позволяет изменять коэффициент шунтирования. Классы точности шунтов от 0,02 до 0,5.

Шунты применяют с различными средствами измерений, однако в основном их используют в цепях постоянного тока в магнитоэлектрических приборах (см. § 5-4). Шунты с измерительными механизмами других типов не применяют из-за малой чувствительности этих механизмов, что приводит к существенному увеличению размеров шунтов и потребляемой ими мощности. Кроме того, при использовании шунтов на переменном токе возникает дополнительная погрешность от изменения частоты, так как с изменением частоты сопротивления шунта и измерительного механизма изменяются неодинаково.

Делители напряжения. Для уменьшения напряжения в определенное число раз применяют делители напряжения, которые в зависимости от рода напряжения могут быть выполнены на элементах, имеющих чисто активное сопротивление, емкостное или индуктивное сопротивление. Серийно выпускают делители напряжения, предназначенные для расширения пределов измерений компенсаторов постоянного тока. Такие делители выполняют из резисторов на основе манганина. Они имеют нормированные коэффициенты деления и классы точности от 0,0005 до 0,01.

Для увеличения верхнего предела измерения средства измерений, например предела измерения вольтметра, имеющего внутреннее сопротивление R_V , применяют добавочные резисторы, включаемые последовательно с вольтметром. При этом добавочный резистор и вольтметр образуют делитель напряжения. Сопротивление добавочного резистора определяют по формуле $R_d = R_V [(U_x/U_V) - 1]$, где U_x — измеряемое напряжение; U_V — падение напряжения на вольтметре; R_V — внутреннее сопротивление вольтметра. Добавочные резисторы делают из манганиновой проволоки и используют в цепях постоянного и переменного тока (до 20 кГц). Они бывают встраиваемые внутрь прибора и наружные. Серийно выпускают калиброванные добавочные резисторы, применяемые с любым прибором, имеющим указанный номиналь-

ный ток. Классы точности калиброванных добавочных резисторов от 0,01 до 1. Добавочные резисторы применяют для преобразования напряжения до 30 кВ. Номинальный ток добавочных резисторов от 0,5 до 30 мА.

Измерительные усилители. Для усиления сигналов постоянного и переменного тока, т. е. для расширения пределов измерения в сторону малых сигналов, применяют измерительные усилители. По диапазону частот усиливаемых сигналов измерительные усилители бывают для постоянного тока и напряжения, низкочастотными (20 Гц — 200 кГц), высокочастотными (до 250 МГц) и селективными, усиливающими сигналы в узкой полосе частот. Измерительные усилители выполняют с нормированной погрешностью коэффициента передачи. Находят применение электронные и фотогальванометрические усилители.

Применение электронных измерительных усилителей позволяет измерять сигналы от 0,1 мВ и 0,3 мкА с погрешностью от 0,1 до 1%. При меньших усиливаемых токах и напряжениях применяют фотогальванометрические усилители. Для усиления токов и напряжений от источников с большим внутренним сопротивлением используют электрометрические усилители, отличающиеся большим входным сопротивлением (до 10^{12} Ом). Серийно выпускаемые измерительные усилители имеют унифицированный номинальный выходной сигнал 10 В или 5 мА.

Измерительные трансформаторы переменного тока. Измерительные трансформаторы тока и напряжения используют как преобразователи больших переменных токов и напряжений в относительно малые токи и напряжения, допустимые для измерений приборами с небольшими стандартными пределами измерения (например, 5 А, 100 В). Применением измерительных трансформаторов в цепях высокого напряжения достигается безопасность для персонала, обслуживающего приборы, так как приборы при этом включаются в заземляемую цепь низкого напряжения (см. рис. 5-3).

Измерительные трансформаторы состоят из двух изолированных друг от друга обмоток: первичной с числом витков w_1 и вторичной — w_2 , помещенных на ферромагнитный сердечник (рис. 5-3, а и б). (Для правильного включения трансформаторов и приборов зажимы трансформатора обозначают, как показано на рисунке.)

В трансформаторах тока, как правило, первичный ток I_1 больше вторичного I_2 , поэтому у них $w_1 < w_2$. В трансформаторах тока с $I_{1н}$ свыше 500 А первичная обмотка может состоять из одного витка в виде шины, проходящей через окно сердечника.

В трансформаторах напряжения первичное напряжение U_1 больше вторичного U_2 , поэтому у них $w_1 > w_2$. Вторичное номи-

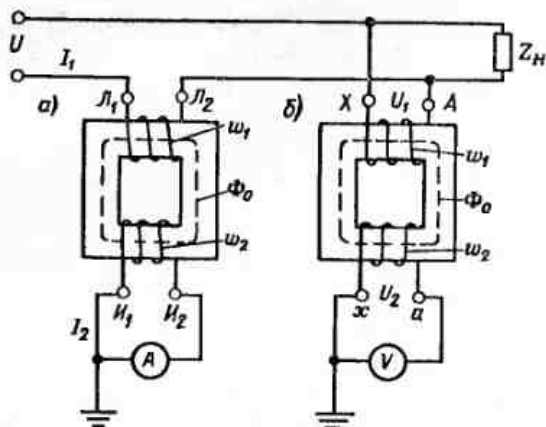


Рис. 5-3. Схемы включения измерительных трансформаторов тока (а) и напряжения (б)

нальное напряжение $U_{2н}$ у стандартных трансформаторов составляет 100 или $100/\sqrt{3}$ В при разных значениях первичного номинального напряжения $U_{1н}$.

По схемам включения в измеряемую цепь и по условию работы трансформаторы тока и напряжения отличаются друг от друга. Первичную обмотку трансформатора тока включают в измеряемую цепь последовательно, а трансформаторов напряжения параллельно. Измерительные приборы включают во вторичную обмотку трансформаторов.

По показаниям приборов можно определить значения измеряемых величин. Для этого необходимо показания приборов умножить на коэффициенты K_I и K_U . Для трансформатора тока $K_I = I_1/I_2$, а для трансформатора напряжения $K_U = U_1/U_2$. Коэффициенты K_I и K_U называют действительными коэффициентами трансформации.

Как будет показано ниже, I_2 и U_2 изменяются не пропорционально I_1 и U_1 , т. е. K_I и K_U непостоянны. Они зависят от значений токов и напряжений, характера и значения нагрузки вторичной цепи, частоты тока, а также от конструкции трансформатора и материала сердечника и обычно неизвестны. Поэтому показания приборов умножают не на действительные, а на постоянные номинальные коэффициенты трансформации:

$$K_{In} = I_{1н}/I_{2н}, \quad K_{Un} = U_{1н}/U_{2н}.$$

Определение измеряемых величин по номинальным коэффициентам трансформации приводит к погрешностям. Относитель-

ная погрешность (в процентах) вследствие неравенства действительного и номинального коэффициентов трансформации для трансформатора тока

$$f_I = 100 (I'_1 - I_1) / I_1 = 100 (K_{In} - K_I) / K_I,$$

где $I'_1 = K_{In} I_2$ и $I_1 = K_I I_2$, а для трансформатора напряжения

$$f_U = 100 (U'_1 - U_1) / U_1 = 100 (K_{Un} - K_U) / K_U,$$

где $U'_1 = K_{Un} U_2$ и $U_1 = K_U U_2$.

Погрешность f_I называют токовой погрешностью, а f_U — погрешностью напряжения. У измерительных трансформаторов имеется еще так называемая угловая погрешность из-за неточности передачи фазы первичной величины вторичной величине. Угловая погрешность измерительных трансформаторов оказывает влияние на показания приборов, отклонение подвижной части которых зависит от фазового сдвига между токами в цепях этих приборов. К ним относятся ваттметры, счетчики электрической энергии, фазометры.

Как известно из теории трансформаторов, в идеальном случае фазовый сдвиг между вектором вторичного тока I_2 трансформатора тока и вектором первичного тока I_1 составляет 180° . Такой же фазовый сдвиг должен быть между векторами вторичного U_2 и первичного U_1 напряжений в трансформаторе напряжения. В реальных трансформаторах угол между повернутым на 180° вектором вторичной величины ($-I_2$ или $-U_2$) и соответствующим вектором первичной величины (I_1 или U_1) не равен нулю, а составляет угол δ , который называют угловой погрешностью трансформатора. Погрешность считается положительной, если повернутый на 180° вектор вторичной величины опережает вектор первичной величины.

Измерительные трансформаторы тока. Трансформатор тока работает в режиме, близком к режиму короткого замыкания, так как в его вторичную обмотку включаются приборы с малым сопротивлением. Полное суммарное сопротивление $Z = R + jX$ приборов и подводящих проводов является нагрузкой трансформатора тока.

На рис. 5-4 приведена векторная диаграмма трансформатора тока, построение которой начато с вектора $I_2 w_2$ — магнитодвижущей силы (МДС) вторичной обмотки. Вектор напряжения U_2 получен как сумма векторов падений напряжения $I_2 R$ и $I_2 X$ на активном R и реактивном X сопротивлении нагрузки при токе I_2 во вторичной цепи трансформатора. Вектор электродвижущей силы E_2 , наводимой во вторичной обмотке потоком Φ_0 сердечника, получен в результате сложения вектора U_2 с векторами $I_2 R_2$

и $I_2 X_2$ падений напряжения на активном R_2 и реактивном X_2 сопротивлениях вторичной обмотки.

Фазовый сдвиг между вектором МДС $I_2 w_2$ и вектором МДС $I_1 w_1$ составляет почти 180° , т. е. МДС $I_2 w_2$ оказывает размагничивающее действие. Вследствие этого магнитный поток Φ_0 в сердечнике создается результирующей МДС $I_0 w_1$. МДС $I_0 w_1$ состоит из реактивной составляющей $I_a w_1$, непосредственно создающей поток Φ_0 и совпадающей с ним по фазе, и активной составляющей $I_a w_1$, опережающей Φ_0 на 90° , определяемой потерями на гистерезис и вихревые токи в сердечнике. Вектор МДС $I_1 w_1$ получен сложением вектора МДС $I_0 w_1$ с повернутым на 180° вектором МДС $-I_2 w_2$, т. е. $I_1 w_1 = I_0 w_1 + (-I_2 w_2)$ или $I_0 w_1 = I_1 w_1 + I_2 w_2$.

При номинальном режиме работы трансформатора тока МДС $I_0 w_1$ обычно составляет не более 1% от МДС $I_1 w_1$ (или $I_2 w_2$). При достаточной мощности источника первичного тока размыкание вторичной цепи трансформатора тока вызывает значительное увеличение Φ_0 , так как в этом случае $I_0 w_1 = I_1 w_1$. Размыкание этой цепи — аварийный случай, так как возрастание потока в сердечнике приводит к большому увеличению ЭДС (до нескольких сотен вольт), что опасно для обслуживающего персонала и может вызвать электрический пробой изоляции вторичной обмотки. Кроме того, увеличение потока сопровождается ростом потерь на перемагничивание и вихревые токи, повышением температуры сердечника, а следовательно и обмоток, и может служить причиной термического разрушения их изоляции.

Найдем выражения для токовой f_I и угловой δ_I погрешностей. Из треугольников OBC и ABC (рис. 5-4) имеем

$$I_1 w_1 = OB / \cos \delta_I = [I_2 w_2 + I_0 w_1 \cos(\varphi_0 - \psi_2)] / \cos \delta_I,$$

где φ_0 — угол между векторами $I_0 w_1$ и $I_a w_1$; ψ_2 — угол между векторами $I_2 w_2$ и ЭДС E_2 . Поскольку угол δ_I мал (не более 1°), то можно положить $\cos \delta_I \approx 1$. Тогда

$$I_1 = [I_2 w_2 + I_0 w_1 \cos(\varphi_0 - \psi_2)] / w_1.$$

Действительный коэффициент трансформации

$$K_I = I_1 / I_2 = w_2 / w_1 + [I_0 \cos(\varphi_0 - \psi_2)] / I_2. \quad (5-1)$$

Токовая погрешность (в процентах)

$$f_I = 100 (K_{In} - K_I) / K_I \approx (1 - K_I / K_{In}) 100. \quad (5-2)$$

так как в знаменателе можно заменить K_I на K_{In} ввиду того, что они мало отличаются друг от друга.

Подставляя в выражение (5-2) значение из (5-1), получим (в процентах)

$$f_I = \left[1 - \frac{w_2}{w_1 K_{In}} - \frac{I_0 \cos(\varphi_0 - \psi_2)}{K_{In} I_2} \right] 100. \quad (5-3)$$

Из диаграммы (рис. 5-4)

$$\operatorname{tg} \delta_I = \frac{BC}{OB} = \frac{I_0 w_1 \sin(\varphi_0 - \psi_2)}{I_2 w_2 + I_0 w_1 \cos(\varphi_0 - \psi_2)}. \quad (5-4)$$

Так как $I_0 \ll I_2$, $w_1 < w_2$ и $\cos(\varphi_0 - \psi_2) < 1$, то вторым слагаемым в знаменателе выражения (5-4) можно пренебречь. Кроме того, ввиду малости угла δ_I можно положить $\operatorname{tg} \delta_I \approx \delta_I$. Тогда угловая погрешность (в радианах)

$$\delta_I = [I_0 w_1 \sin(\varphi_0 - \psi_2)] / (I_2 w_2). \quad (5-5)$$

Из векторной диаграммы и уравнений погрешностей следует, что увеличение нагрузки, т. е. включение большого числа приборов, приводит к повышению ЭДС E_2 , что, в свою очередь, связано с увеличением тока I_0 и погрешностей.

При возрастании индуктивного сопротивления нагрузки угол ψ_2 увеличивается, что приводит к увеличению токовой погрешности f_I и к уменьшению угловой погрешности δ_I , так как $\cos(\varphi_0 - \psi_2)$ при этом растет, а $\sin(\varphi_0 - \psi_2)$ уменьшается [см. уравнения (5-3) и (5-5)].

Для переносных многопредельных измерительных трансформаторов тока установлены классы точности от 0,01 до 0,2. Их изготавливают на номинальную частоту или область номинальных частот от 25 Гц до 10 кГц. Трансформаторы тока выпускают на номинальные значения первичного тока от 0,1 А до 30 кА и на номинальное значение вторичного тока 5 А. Для частоты 50 Гц допускается изготовление трансформаторов тока на номинальный вторичный ток 1 и 2 А.

Стационарные трансформаторы тока для частоты 50 Гц делают на номинальные первичные токи от 1 А до 40 кА и номинальные вторичные токи 1, 2, 2,5, 5 А. Классы точности этих трансформаторов от 0,2 до 10. Класс точности стационарных трансформаторов тока определяет предельные значения токовой и угловой погрешностей. В частности, для трансформаторов классов точности от 0,2 до 1 допустимое значение токовой погрешности, соответствующее классу точности, имеет место при значении первичного тока 100—120% номинального, а для трансформаторов более низких классов точности — при значении первичного тока 50—120%. При других значениях первичного тока допустимая токовая погрешность увеличивается.

Трансформаторы тока изготавливают на определенную номинальную нагрузку, например, для стационарных трансформаторов от 2,5 до 100 В·А.

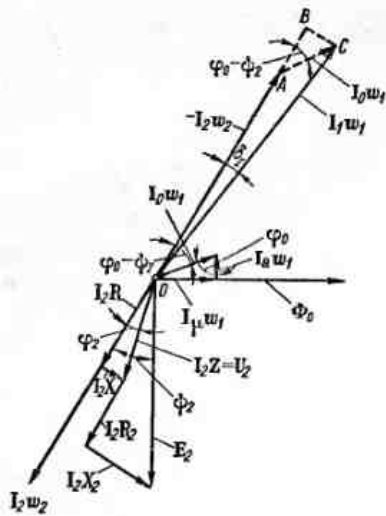


Рис. 5-4. Векторная диаграмма трансформатора тока

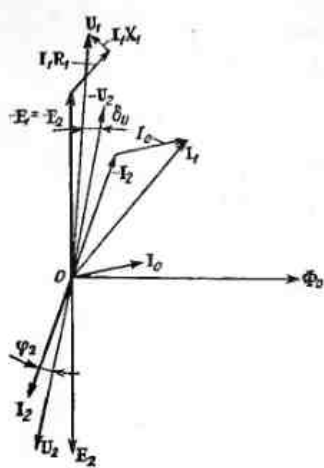


Рис. 5-5. Векторная диаграмма трансформатора напряжения

Конструктивное оформление трансформаторов тока различно в зависимости от назначения, рабочего напряжения, класса точности и значения первичного номинального тока.

Измерительные трансформаторы напряжения. Измерительные трансформаторы напряжения работают в режиме, близком к режиму холостого хода, так как во вторичную обмотку включают приборы с относительно большим внутренним сопротивлением.

На рис. 5-5 приведена векторная диаграмма трансформатора напряжения. Для большей наглядности диаграммы полагаем $\omega_1 = \omega_2$ (в действительности $\omega_1 > \omega_2$). Это позволяет заменить векторы МДС соответствующими токами.

Последовательность построения векторной диаграммы трансформатора напряжения от тока I_2 до I_1 включительно такая же, как и трансформатора тока. Векторы напряжения U_2 на вторичной обмотке трансформатора (приборах) и ЭДС E_2 найдем на основании следующих уравнений:

$$U_2 = I_2 (R + jX); \quad E_2 = U_2 + I_2 (R_2 + jX_2), \quad (5-6)$$

где R и X — эквивалентные активное и реактивное сопротивления

нагрузки (приборов) во вторичной цепи; R_2 и X_2 — активное и реактивное сопротивления вторичной обмотки.

Вектор первичного напряжения $U_1 = -E_2 + I_1 (R_1 + jX_1)$, где R_1 и X_1 — активное и реактивное сопротивления первичной обмотки трансформатора.

Учитывая уравнения (5-6) и значение $I_1 = I_0 - I_2$, получим

$$U_1 = -U_2 + I_0 R_1 + jI_0 X_1 - I_2 (R_1 + R_2) - jI_2 (X_1 + X_2). \quad (5-7)$$

Из этого выражения следует, что вектор первичного напряжения U_1 не равен вектору вторичного напряжения U_2 , несмотря на то, что было принято $\omega_1 = \omega_2$. Следовательно, имеют место погрешности напряжения f_U и угловая δ_U , которые зависят от токов I_2 и I_0 и сопротивлений обмоток трансформатора и нагрузки. Наибольшее влияние на погрешности оказывает нагрузка во вторичной цепи трансформатора. Поэтому во вторичную цепь нужно включать такое количество приборов, чтобы потребляемая мощность не превышала номинальной мощности трансформатора.

Стационарные трансформаторы напряжения изготавливают на номинальные первичные напряжения от 220 В до 35 кВ при вторичном напряжении 150, 100 и $100/\sqrt{3}$ В для номинальной нагрузки от 5 до 25 В·А с $\cos \varphi = 0,8 \div 1,0$. Лабораторные трансформаторы чаще всего бывают переносными на несколько пределов измерения. Для трехфазных цепей изготавливают трехфазные трансформаторы напряжения.

Измерительные трансформаторы постоянного тока и напряжения. Такие трансформаторы нашли применение при измерениях токов и напряжений в высоковольтных установках передачи энергии постоянным током, а также в тех случаях, когда использование шунтов невозможно или нецелесообразно, например при измерениях очень больших постоянных токов (свыше 10 000 А).

Принцип действия измерительных трансформаторов постоянного тока и напряжения существенно отличается от принципа действия измерительных трансформаторов переменного тока, но выполняют они ту же задачу. Для этих трансформаторов указывают номинальные коэффициенты трансформации K_{In} и K_{Un} и нормируют допускаемые погрешности по току и напряжению, соответственно.

Электромеханические преобразователи. В этих преобразователях электрическая энергия преобразуется в механическую энергию перемещения подвижной части относительно неподвижной.

Рассмотрим электромеханические преобразователи, на основе которых строятся электромеханические измерительные приборы и которые получили название «измерительные механизмы».

Так как в измерительных механизмах обычно имеет место угловое перемещение подвижной части, то при анализе их работы рассматривают моменты, действующие на подвижную часть.

Поворот подвижной части измерительного механизма осуществляется под действием момента, зависящего от входной электрической величины и называемого вращающим. Этот момент должен однозначно определяться измеряемой величиной x и может также зависеть от угла поворота подвижной части α , т. е. вращающий момент $M = F(x, \alpha)$.

При повороте подвижной части на угол $d\alpha$ изменение механической энергии dA равно изменению энергии электромагнитного поля $dW_{эм}$ в измерительном механизме, т. е. $dA = dW_{эм}$. При угловом перемещении подвижной части изменение механической энергии $dA = M d\alpha$. Отсюда

$$M = \frac{dW_{эм}}{d\alpha}, \quad (5-8)$$

где $W_{эм}$ — энергия электромагнитного поля измерительного механизма.

Чтобы подвижная часть не доходила всегда до упора при любом значении измеряемой величины x , а поворачивалась бы на угол, однозначно зависящий от измеряемой величины, на подвижную часть должен действовать момент, направленный навстречу вращающему и зависящий от угла поворота подвижной части. Этот момент, называемый противодействующим,

$$M_{пр} = F(\alpha). \quad (5-9)$$

При некотором угле поворота наступает равенство M и $M_{пр}$, т. е. $M = -M_{пр}$ или

$$M + M_{пр} = 0. \quad (5-10)$$

С учетом (5-8), (5-9) и (5-10) уравнение преобразования (статическая характеристика преобразования) измерительного механизма может быть записано в таком виде:

$$\alpha = \Phi(x, A_1, \dots, A_n),$$

где A_i — i -й параметр механизма ($i = 1 \div n$).

Находят применение шесть типов измерительных механизмов, отличающихся способом создания вращающего момента, а именно: магнитоэлектрический, электромагнитный, электродинамический, ферродинамический, электростатический и индукционный (см. § 5-3).

По способу создания противодействующего момента измерительные механизмы бывают с механическим противодействующим моментом и с электрическим противодействующим моментом — логометрические измерительные механизмы.

В измерительных механизмах первой группы противодействующий момент создается упругим элементом, например спиральными пружинами, которые при повороте подвижной части закручиваются. При этом

$$M_{пр} = -W\alpha, \quad (5-11)$$

где W — удельный противодействующий момент, зависящий от свойств упругого элемента. Упругие элементы используют также в качестве токоподводов к подвижной части.

В логометрических механизмах противодействующий момент создается так же, как и вращающий, но один из моментов должен зависеть от угла поворота подвижной части. Если момент, создаваемый величиной x_1 , — вращающий, а момент, создаваемый величиной x_2 , — противодействующий, то $M = F_1(x_1)$, $M_{пр} = F_2(x_2, \alpha)$, а $\alpha = \Phi(x_1/x_2)$, т. е. в этом случае угол поворота подвижной части определяется отношением электрических величин x_1 и x_2 .

При перемещении подвижной части на нее, кроме указанных моментов, действуют также динамические моменты: момент сил инерции и момент успокоения.

Для оценки свойств измерительных механизмов рассмотрим структурную схему измерительного механизма, представляющую собой последовательное соединение двух звеньев Π_1 и Π_2 (рис. 5-6). В звене Π_1 происходит безынерционное преобразование электрической величины x во вращающий момент M в соответствии с выражением (5-8). Передаточная функция звена Π_1 различна для разных видов измерительных механизмов и определяется способом преобразования входной величины во вращающий момент.

В звене Π_2 , одинаковом для всех измерительных механизмов, вращающий момент M преобразуется в угол отклонения подвижной части α . Передаточную функцию звена Π_2 найдем из дифференциального уравнения, описывающего движение подвижной части измерительного механизма,

$$J \frac{d^2 \alpha}{dt^2} = M + M_p + M_{пр},$$

где $J \frac{d^2 \alpha}{dt^2}$ — момент сил инерции; $M_p = -P \frac{d\alpha}{dt}$ — момент успокоения; J — момент инерции подвижной части; P — коэффициент успокоения.

Если противодействующий момент создается упругими элементами [см. уравнение (5-11)], то уравнение движения имеет следующий вид:

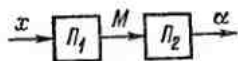


Рис. 5-6. Структурная схема измерительного механизма

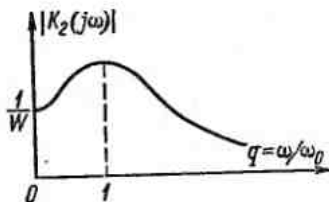


Рис. 5-7. Амплитудно-частотная характеристика звена П2

$$J \frac{d^2 \alpha}{dt^2} + P \frac{d\alpha}{dt} + W\alpha = M.$$

(5-12)

Передачная функция звена П2

$$K_2(p) = \alpha(p) / M(p) = 1 / (Jp^2 + Pp + W).$$

Считая $p = j\omega$, после соответствующих преобразований получим амплитудно-частотную характеристику этого звена:

$$|K_2(j\omega)| = 1 / (W \sqrt{(1 - q^2)^2 + 4\beta^2 q^2}), \quad (5-13)$$

где $q = \omega/\omega_0$; ω — частота изменения вращающего момента; $\omega_0 = \sqrt{W/J}$ — частота собственных колебаний подвижной части измерительного механизма — колебаний при отсутствии момента успокоения; $\beta = P/(2\sqrt{JW})$ — степень успокоения подвижной части.

На рис. 5-7 показан график зависимости $|K_2(j\omega)|$ от q при некоторой степени успокоения $\beta < 1$. Как видно из графика, коэффициент передачи второго звена, а следовательно и всего измерительного механизма, зависит от частоты изменения вращающего момента, которая, в свою очередь, зависит от частоты входной электрической величины и от способа преобразования входной величины в момент.

Частота изменения вращающего момента магнитоэлектрического измерительного механизма равна частоте входной электрической величины, а для остальных измерительных механизмов вращающий момент имеет постоянную и переменную составляющие, причем частота переменной составляющей равна удвоенной частоте входной величины (см. § 5-3).

Таким образом, при постоянной входной электрической величине для всех измерительных механизмов, кроме индукционных, коэффициент передачи второго звена постояен и равен $1/W$. При периодическом изменении входной электрической величины коэффициент передачи зависит от q .

Для измерительных механизмов обычных электромеханических приборов (см. § 5-3) коэффициент передачи второго звена практически равен нулю уже при частотах электрической величины порядка нескольких герц. Поэтому в этих приборах при использовании их в цепях с частотой 50 Гц и выше коэффициент передачи измерительного механизма определяется постоянной составляющей вращающего момента за период T изменения электрической величины:

$$M = \frac{1}{T} \int_0^T M_i dt,$$

где M_i — мгновенное значение вращающего момента.

У осциллографических гальванометров (см. § 9-3), предназначенных для регистрации мгновенных значений электрической величины, коэффициент передачи не должен зависеть от частоты электрической величины. Поэтому конструкцию этих гальванометров делают такой, чтобы мгновенное значение вращающего момента определялось мгновенным значением электрической величины и при этом $q \ll 1$. В этом случае коэффициент передачи, а следовательно и чувствительность гальванометра, мало зависит от частоты.

Известны так называемые резонансные гальванометры, предназначенные для работы в качестве нуль-индикаторов в измерительных цепях переменного тока. Они должны обладать максимальной чувствительностью при частоте напряжения, питающего цепь. Поэтому конструкция их измерительного механизма позволяет настраивать их в резонанс при $q = 1$.

5-3. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ

Общие сведения. Электромеханический прибор включает в себя измерительную цепь, измерительный механизм и отсчетное устройство.

Измерительная цепь служит для преобразования измеряемой электрической величины в другую электрическую величину, непосредственно воздействующую на измерительный механизм. Измерительный механизм преобразует электрическую величину в угол поворота подвижной части. Отсчетное устройство служит для визуального отсчитывания значений измеряемой величины в зависимости от угла поворота подвижной части.

Несмотря на различие приборов с различными измерительными механизмами, имеется ряд деталей и узлов, общих для всех электромеханических приборов.

Корпус прибора защищает прибор от внешних воздействий, например от попадания в него пыли.

Отсчетное устройство электромеханического прибора состоит из шкалы и указателя. Шкала прибора обычно представляет собой пластину, на которой нанесены отметки, соответствующие определенным значениям измеряемой величины.

Указатель представляет собой перемещающуюся вдоль шкалы стрелку, жестко скрепленную с подвижной частью измерительного механизма прибора. В качестве указателя применяют также световой луч, отраженный от зеркала, укрепленного на оси подвижной части. Луч света падает на шкалу и образует на ней световое пятно, например, с темной нитью посередине. При повороте подвижной части световой указатель перемещается по шкале.

Крепление подвижной части осуществляется с помощью опор, растяжек или подвеса. Опоры состоят из кернов и подпятников. Керны представляют собой отрезки стальной проволоки, заточенные с одной стороны на конус. Подпятники имеют вид цилиндра с коническим углублением по оси. Они чаще всего изготавливаются из агата или корунда. Керны, укрепленные на подвижной части по оси вращения, входят в углубления подпятников, расположенные на неподвижной части. Недостаток установки на опорах — трение, которое вызывает погрешность.

Подвижная часть может быть подвешена на двух растяжках, представляющих собой упругие металлические ленты, прикрепляемые одним концом к подвижной части, а другим — к неподвижным деталям прибора. В случае необходимости растяжки могут быть использованы и для подвода тока в обмотку подвижной части.

Подвешивание подвижной части на подвесе применяется в приборах высокой чувствительности — гальванометрах. Подвес — тонкая, упругая лента. Приборы, в которых применен подвес, требуют установки по уровню, поскольку подвижная часть висит свободно и отклонение положения прибора от вертикального может вызвать ее касание с неподвижной частью.

Необходимая степень успокоения (требуемое время успокоения) достигается в приборах путем применения устройств, называемых успокоителями. Применяют магнитоиндукционные, жидкостные и воздушные успокоители. Магнитоиндукционное успокоение создается при движении металлических деталей подвижной части в магнитном поле. Момент успокоения возникает в результате взаимодействия магнитных полей и наводимых токов, возникающих в движущихся металлических деталях. Магнитоиндукционный успокоитель состоит из постоянного магнита и перемещающейся в его рабочем зазоре металлической пласти-

Наименование прибора	Условное обозначение	Наименование прибора	Условное обозначение
Прибор магнитоэлектрический с подвижной рамкой		Прибор электродинамический	
Логометр магнитоэлектрический		Прибор ферродинамический	
Прибор магнитоэлектрический с подвижным магнитом		Логометр электродинамический	
Логометр магнитоэлектрический с подвижным магнитом		Логометр ферродинамический	
Прибор электромагнитный		Прибор индукционный	
Логометр электромагнитный		Прибор электростатический	

ны (из алюминия), укрепленной на подвижной части. Роль успокоителя может играть также короткозамкнутый виток подвижной части, перемещающийся в поле магнита.

Жидкостное успокоение достигается тем, что подвижная часть измерительного механизма или ее отдельные детали помещаются в вязкую жидкость. Поэтому при колебаниях подвижной части расходуется энергия колебаний подвижной части, т. е. создается необходимое успокоение. В осциллографических гальванометрах с жидкостным успокоением в жидкость помещают либо всю подвижную часть, либо только часть растяжки.

Воздушный успокоитель состоит из камеры и находящейся внутри нее пластины, скрепленной с подвижной частью. При колебаниях подвижной части в камере создается разность давлений по обе стороны пластины. Эта разность давлений препятствует свободному перемещению подвижной части и вызывает ее успокоение.

Для установки указателя на требуемую отметку в электромеханических приборах применяют устройство, называемое корректором. Корректор содержит винт, укрепленный на корпусе прибо-

ра, поворачивая который, можно закручивать пружинки, растяжки или подвес и тем самым поворачивать подвижную часть прибора и устанавливать указатель на требуемую отметку.

Некоторые приборы снабжают арретиром — устройством, задерживающим подвижную часть прибора.

На каждый прибор наносят условные обозначения. Как правило, на приборе обозначают: единицу измеряемой величины, класс точности, род тока, используемое положение прибора (горизонтальное или под углом), если это положение имеет значение. На шкале прибора указывают также условное обозначение типа измерительного механизма (см. табл. 5-1).

МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ

Общие сведения. Магнитоэлектрические приборы состоят из магнитоэлектрического измерительного механизма с отсчетным устройством и измерительной цепи. Эти приборы применяют для измерения постоянных токов и напряжений (амперметры и вольтметры), сопротивлений (омметры), количества электричества (баллистические гальванометры и кулонметры). Магнитоэлектрические приборы применяют также для измерения или индикации малых токов и напряжений (гальванометры). Кроме того, магнитоэлектрические приборы используют для регистрации электрических величин (самопишущие приборы и осциллографические гальванометры).

Измерительный механизм. Вращающий момент в измерительном механизме магнитоэлектрического прибора возникает в результате взаимодействия магнитного поля постоянного магнита и магнитного поля катушки с током. Применяют магнитоэлектрические механизмы с подвижной катушкой и с подвижным магнитом. Наиболее распространен механизм с подвижной катушкой.

На рис. 5-8 показано устройство магнитоэлектрического измерительного механизма с подвижной катушкой, где 1 — постоянный магнит, 2 — магнитопровод, 3 — полюсные наконечники, 4 — неподвижный сердечник, 5 — спиральная пружинка, 6 — подвижная катушка, 7 — магнитный шунт, 8 — указатель. Ток к подвижной катушке подводится через две спиральные пружинки. При протекании тока i через подвижную катушку возникает вращающий момент, мгновенное значение которого определяется выражением (5-8).

Энергия электромагнитного поля, сцепляющегося с подвижной катушкой, $W_{эм} = \Psi i$, где $\Psi = Bsw\alpha$ — потокосцепление подвижной катушки; B — индукция в воздушном зазоре между сердечником и полюсными наконечниками; s — площадь катушки; w — число витков обмотки катушки; α — угол поворота катушки.

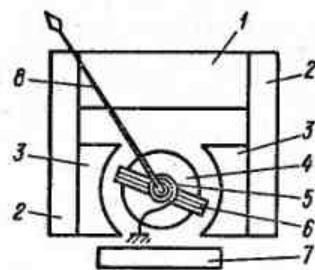


Рис. 5-8. Устройство магнитоэлектрического измерительного механизма

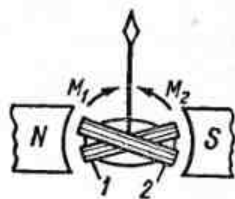


Рис. 5-9. Устройство логометрического магнитоэлектрического измерительного механизма

Мгновенный вращающий момент

$$M_1 = \frac{dW_{эм}}{d\alpha} = Bswi.$$

Если ток синусоидальный ($i = I_m \sin \omega t$), то вращающий момент $M_1 = BswI_m \sin \omega t$. При этом в соответствии с формулой (5-13) работа механизма зависит от соотношения частоты тока ω и частоты собственных колебаний подвижной части механизма ω_0 . У измерительных механизмов магнитоэлектрических амперметров, вольтметров, омметров период собственных (свободных) колебаний подвижной части примерно одна секунда ($\omega_0 = 6,28 \text{ с}^{-1}$). Следовательно, отклонение подвижной части измерительного механизма при частоте тока более 10 Гц практически равно нулю. В диапазоне частот до 10 Гц подвижная часть колеблется с частотой входного тока, причем максимальное отклонение зависит от частоты. Поэтому приборы с такими измерительными механизмами применяют в цепях постоянного тока.

При протекании через катушку постоянного тока I вращающий момент

$$M = BswI. \quad (5-14)$$

Если противодействующий момент создается упругими элементами, то, используя соотношения (5-10), (5-11) и (5-14), получим

$$\alpha = BswI/W = S_I I, \quad (5-15)$$

где $S_I = Bsw/W$ — чувствительность измерительного механизма к току.

Из выражения (5-15) следует, что при постоянной индукции B в зазоре угол отклонения подвижной катушки пропорционален току в катушке, а знак угла отклонения меняется при изменении направления тока.

Магнитный шунт 7 в виде пластины из ферромагнитного материала (см. рис. 5-8) используют для регулировки индукции в воздушном зазоре механизма путем перемещения шунта. При этом происходит перераспределение магнитных потоков через воздушный зазор и шунт. Это необходимо, например, для изменения чувствительности механизма.

В магнитоэлектрических логометрических измерительных механизмах подвижная часть выполняется в виде двух жестко скрепленных между собой катушек 1 и 2, по обмоткам которых протекают токи I_1 и I_2 (рис. 5-9). Ток к катушкам подводится с помощью металлических лент, практически не имеющих противодействующего момента. Моменты M_1 и M_2 , создаваемые взаимодействием магнитного поля постоянного магнита и токов катушек, направлены навстречу друг другу. Так как хотя бы один из моментов должен зависеть от угла поворота подвижной части, то для этого, например, зазор выполняют неравномерным.

В этом случае при равенстве моментов $B_1(\alpha) s_1 w_1 I_1 = B_2(\alpha) s_2 w_2 I_2$, откуда получаем

$$\alpha = F(I_1/I_2). \quad (5-16)$$

В магнитоэлектрических механизмах осуществляется магнитоиндукционное успокоение за счет взаимодействия токов, наводимых в дюралюминиевом каркасе подвижной катушки при ее перемещении, и поля постоянного магнита и за счет взаимодействия токов, наводимых в цепи катушки, и поля магнита.

Магнитоэлектрические измерительные механизмы имеют некоторые особенности, которые придают магнитоэлектрическим приборам определенные положительные свойства. Магнитоэлектрические измерительные механизмы имеют высокую чувствительность и малое собственное потребление энергии, имеют линейную и стабильную номинальную статическую характеристику преобразования $\alpha = f(I)$, что объясняется стабильностью свойств применяемых материалов. У этих механизмов отсутствует влияние электрических полей и мало влияние магнитных полей из-за достаточно сильного поля в воздушном зазоре (0,2—1,2 Тл). Однако эти механизмы имеют малую перегрузочную способность по току, относительно сложны и дороги. Недостаток их также в том, что обычные механизмы реагируют только на постоянный ток.

Амперметры и вольтметры. В магнитоэлектрических амперметрах измерительный механизм включается в цепь измеряемого

тока либо непосредственно, либо при помощи шунта. Непосредственное включение применяется при измерении малых токов (до 30 мА), допустимых для токоподводов (пружинок, растяжек) и обмотки подвижной катушки механизма, т. е. непосредственное включение возможно для микро- и миллиамперметров. При больших токах применяют шунты.

Изменение окружающей температуры влияет на магнитоэлектрический прибор следующим образом.

1. При повышении температуры удельный противодействующий момент пружинок (или растяжек) уменьшается на 0,2—0,4 % на каждые 10 К; магнитный поток постоянного магнита, а следовательно и индукция в зазоре, уменьшаются приблизительно на 0,2 % на каждые 10 К. Таким образом, эти явления оказывают противоположное влияние на показания прибора и поэтому в приборах малой и средней точности температурное влияние пренебрежимо мало.

2. Изменяется электрическое сопротивление обмотки катушки и токоподводов. Это влияние — основной источник температурной погрешности магнитоэлектрических приборов.

Амперметры без шунта не имеют температурной погрешности. В амперметрах с шунтом температурная погрешность может оказаться значительной вследствие перераспределения токов между шунтом и подвижной катушкой. Для ее уменьшения применяют специальные цепи температурной компенсации, одна из которых показана на рис. 5-10. В этом случае температурная погрешность снижается за счет включения последовательно с подвижной катушкой резистора R_d из манганина.

В многопредельных амперметрах для изменения пределов измерения применяют многопредельные шунты. Поэтому многопредельные амперметры снабжают переключателями диапазонов измерений или несколькими входными зажимами.

В магнитоэлектрических вольтметрах для получения нужного диапазона измерений последовательно с измерительным механизмом включают добавочный резистор стабильного сопротивления, например выполненный из манганина.

Влияние температуры на магнитоэлектрический вольтметр зависит от соотношения сопротивления катушки и резистора, а также от температурных коэффициентов электрического сопротивления их.

В многопредельных вольтметрах используют несколько добавочных резисторов. Поэтому многопредельные вольтметры снабжают переключателем диапазонов или несколькими входными зажимами. Пропорциональная зависимость угла отклонения подвижной части от тока в катушке приводит к равномерной шкале у магнитоэлектрических амперметров и вольтметров.

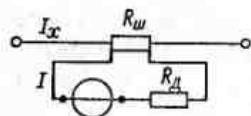


Рис. 5-10. Схема амперметра с температурной компенсацией

Магнитоэлектрические амперметры и вольтметры выпускают переносными и щитовыми. Переносные приборы в большинстве случаев делают высокоточными (классов 0,1—0,5), многопредельными (до нескольких десятков пределов) и часто комбинированными (вольтамперметрами). Щитовые приборы выпускают однопредельными классов точности 0,5—5.

Амперметры выпускают с верхним пределом измерений от 10^{-7} до $7,5 \cdot 10^3$ А; вольтметры с верхним пределом измерений от $0,5 \cdot 10^{-3}$ до $3 \cdot 10^3$ В.

Примером магнитоэлектрического вольтамперметра может служить прибор типа М2018, имеющий 15 поддиапазонов измерений по току (верхние пределы от 0,75 мА до 30 А) и 12 поддиапазонов измерений по напряжению (верхние пределы от 15 мВ до 30 В). Класс точности прибора 0,2.

Омметры. На основе магнитоэлектрического измерительного механизма выпускают магнитоэлектрические омметры: с последовательным включением механизма и объекта исследования, с параллельным включением и с логометрическим измерительным механизмом.

При последовательном включении измерительного механизма и объекта с измеряемым сопротивлением R_x (рис. 5-11, а) угол отклонения подвижной части измерительного механизма $\alpha = S_I U / (R + R_x)$, а при параллельном включении (рис. 5-11, б) $\alpha = S_I U R_x / [R R_x + R_d (R + R_x)]$, где $S_I = B \sin \theta / W$ — чувствительность измерительного механизма к току; U — напряжение источника питания.

Как видно, при $U = \text{const}$ в обоих случаях угол отклонения α определяется значением R_x . Из выражений для α следует, что шкалы омметров неравномерны. При последовательном включении максимальному углу отклонения подвижной части соответ-

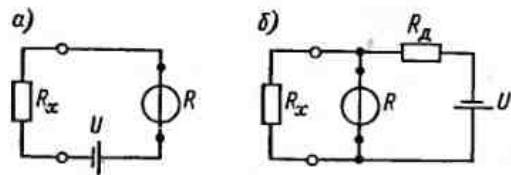


Рис. 5-11. Схемы омметров с последовательным (а) и параллельным (б) включением измерительного механизма

ствует нулевое значение измеряемого сопротивления. Омметры с последовательным включением более пригодны для измерения больших сопротивлений, а с параллельным — малых. Обычно эти омметры выполняют в виде переносных приборов классов точности 1,5 и 2,5.

При питании омметра сухими батареями, у которых напряжение изменяется со временем, путем изменения индукции в зазоре с помощью магнитного шунта поддерживают $S_I U = \text{const}$.

Находят применение омметры с логометрическим измерительным механизмом (рис. 5-12), где 1 и 2 — катушки логометра, обладающие сопротивлением R_1 и R_2 ; R_n и R_d — резисторы. Согласно выражению (5-16) $\alpha = F [(R_2 + R_d + R_x) / (R_1 + R_n)]$, т. е. угол отклонения определяется значением R_x и не зависит от напряжения питания.

Для измерения больших сопротивлений и, прежде всего, для измерения сопротивления изоляции различных электротехнических установок, используют омметры, называемые мегомметрами. В этих приборах питание цепи осуществляется от встроенного генератора с ручным приводом.

Промышленность выпускает омметры и мегомметры с различными диапазонами измерений. Так, омметр М371 имеет 4 диапазона: 10—100 Ом, 100—1000 Ом, 1000—10 000 Ом, 100 кОм—10 МОм; класс точности 1,5. Мегомметр М4100/5 имеет два диапазона измерений: 0—2 МОм и 0—1000 МОм; класс точности 1.

Гальванометры. Гальванометром называют прибор с неградуированной шкалой, имеющий высокую чувствительность к току или напряжению. Гальванометры широко применяют в качестве нуль-индикаторов, а также для измерения малых токов, напряжений и количества электричества. В последнем случае гальванометр называют баллистическим.

Высокая чувствительность гальванометров достигается, главным образом, путем уменьшения противодействующего момента и использования светового указателя с большой длиной светового луча.

Чувствительность гальванометров выражают отношением перемещения указателя к току (напряжению), вызвавшему это перемещение.

Гальванометры бывают переносные и стационарные. Переносные гальванометры имеют встроенную шкалу. У стационарных гальванометров шкалу устанавливают на некотором расстоянии от прибора. Чувствительность стационарного гальванометра зависит от расстояния между зеркальцем гальванометра и шкалой. Принято выражать чувствительность и постоянную стационарного гальванометра для расстояния, равного 1 м, например, $S_I = 1,2 \cdot 10^{-6}$ А·м/мм. Для переносных гальванометров

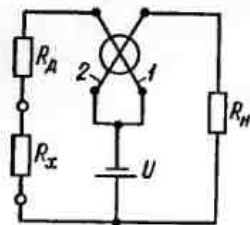


Рис. 5-12. Схема омметра с логарифмическим измерительным механизмом

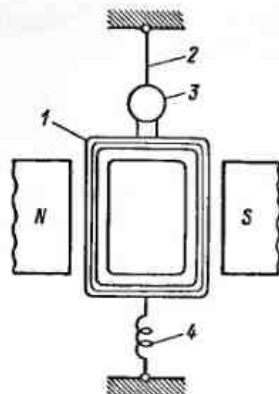


Рис. 5-13. Устройство гальванометра на подвесе

указывают постоянную гальванометра или цену деления, например, 1 деление — $0,5 \cdot 10^{-6}$ А. Стандарт на гальванометры допускает отклонение постоянной (или цены деления) от указанной на $\pm 10\%$.

В переносных магнитоэлектрических гальванометрах подвижная часть подвешивается на растяжках, а в стационарных — на подвесе (рис. 5-13). В последнем случае подвод тока к обмотке катушки 1 осуществляется посредством подвеса 2 и металлической ленты 4, практически не создающей момента. На подвижной катушке укреплено зеркальце 3 для оптического отсчета.

Важной характеристикой гальванометра является постоянство нулевого положения указателя. Постоянство характеризуется невозвращением указателя к нулевой отметке при плавном возвращении указателя от крайней отметки шкалы. По этой характеристике гальванометрам присваивают разряд постоянства. Условное обозначение разряда постоянства гальванометра состоит из числа, заключенного в ромб.

Обычно гальванометр имеет корректор для установки нулевого положения указателя.

Гальванометры с подвижной частью на подвесе снабжают арретиром для фиксации подвижной части, например, при переноске прибора.

Ввиду высокой чувствительности гальванометров к различным воздействиям необходимо защищать их от помех. Так, от механических сотрясений гальванометры защищают, устанавливая их на капитальную стену. Для защиты от токов утечки гальванометры снабжают экраном, который заземляют.

Стационарные гальванометры обычно снабжают магнитным шунтом. Регулируя положение шунта, можно менять чувствительность гальванометра и внешнее критическое сопротивление.

Внешним критическим сопротивлением гальванометра называют наибольшее сопротивление внешней цепи, на которое замкнута катушка гальванометра и при котором подвижная часть гальванометра во время переходного процесса движется аperiodически, но наиболее ускоренно.

Для анализа переходного процесса в гальванометре, динамические свойства которого соответствуют звену второго порядка, воспользуемся моделью входного сигнала в виде скачка тока I . Тогда из выражения (4-54) имеем, что отношение угла поворота подвижной части к току, вызвавшему это отклонение, $\alpha(t)/I$ равно переходной функции $h(t)$, т. е.

$$\alpha(t)/I = h(t). \quad (5-17)$$

Разделив обе части этого выражения на номинальный коэффициент преобразования $k_{ном}$ (см. § 4-6), равный в этом случае чувствительности гальванометра к току S_I , получим выражение для выходной реакции $Z(t) = \alpha(t)/\alpha_c$ в зависимости от степени успокоения $\beta = P/(2\sqrt{JW})$, где $\alpha_c = S_I I$ — установившийся угол отклонения подвижной части гальванометра.

Решение уравнения (5-17) зависит от β .

При $\beta < 1$

$$Z(t) = 1 - \frac{\exp[-\beta\omega_0 t]}{\sqrt{1-\beta^2}} \sin(\omega_0 t \sqrt{1-\beta^2} + \arccos \beta),$$

где $\omega_0 = \sqrt{W/J}$ — частота собственных колебаний подвижной части при отсутствии успокоения. Движение подвижной части в этом случае носит колебательный характер (кривая 1 на рис. 5-14). Период колебаний подвижной части $T = 2\pi/(\omega_0 \sqrt{1-\beta^2})$.

Если $\beta = 0$, то колебания подвижной части будут незатухающими (собственными). Период собственных колебаний $T_0 = 2\pi/\omega_0 = 2\pi \sqrt{J/W}$.

При $\beta > 1$

$$Z(t) = 1 - \frac{\exp[-\beta\omega_0 t]}{\sqrt{\beta^2-1}} \text{sh}(\omega_0 t \sqrt{\beta^2-1} + \text{arch } \beta).$$

Движение подвижной части при $\beta > 1$ носит аperiodический характер (кривая 3 на рис. 5-14). Подвижная часть гальванометра приближается к установившемуся отклонению, не переходя его.

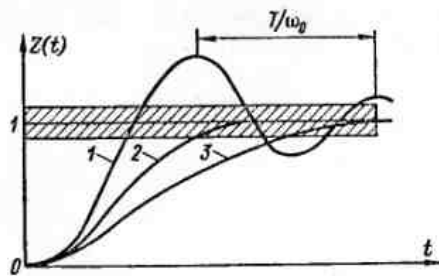


Рис. 5-14. Характер движения подвижной части гальванометра

При $\beta = 1$

$$Z(t) = 1 - (1 + \omega_0 t) \exp(-\omega_0 t).$$

В этом случае подвижная часть двигается аperiodически, но наиболее ускоренно. Этот граничный случай аperiodического движения принято называть движением при критическом успокоении (кривая 2 на рис. 5-14).

Коэффициент успокоения, отвечающий критическому успокоению гальванометра, называют коэффициентом критического успокоения $P_{кр}$.

Коэффициент успокоения гальванометра $P = P_1 + P_2$, где P_1 — коэффициент успокоения, обусловленный трением подвижной части о воздух; P_2 — коэффициент магнитоиндукционного успокоения, которое создается в результате взаимодействия тока, наводимого в цепи катушки при ее перемещении, и поля постоянного магнита. Коэффициент P_1 в гальванометре постояен. Коэффициент P_2 зависит от сопротивления внешней цепи, что можно показать следующим образом.

При повороте катушки от начального положения поток Φ , пронизывающий ее, изменяется и в обмотке катушки возникает ЭДС

$$e = -\omega \frac{d\Phi}{dt} = -\omega Bs \frac{d\alpha}{dt},$$

поскольку поток, сцепляющийся с катушкой $\Phi = Bs\alpha$. Если катушка замкнута на внешнее сопротивление $R_{вн}$, то ЭДС E создает в цепи ток

$$i = \frac{E}{R_r + R_{вн}} = -\frac{\omega Bs}{R_r + R_{вн}} \frac{d\alpha}{dt},$$

где R_r — сопротивление обмотки катушки.

В результате взаимодействия этого тока и потока постоянно магнита возникает момент успокоения

$$M_{P_2} = \omega Bs i = -\frac{\omega^2 B^2 s^2}{R_r + R_{вн}} \frac{d\alpha}{dt} = -P_2 \frac{d\alpha}{dt}.$$

Таким образом, коэффициент успокоения $P_2 = \frac{\omega^2 B^2 s^2}{R_r + R_{вн}}$.

Коэффициент критического успокоения гальванометра, при котором степень успокоения $\beta = 1$,

$$P_{кр} = P_1 + \frac{\omega^2 B^2 s^2}{(R_r + R_{вн.кр})}, \quad (5-18)$$

где $R_{вн.кр}$ — внешнее критическое сопротивление гальванометра; $R_{кр} = R_r + R_{вн.кр}$ — полное критическое сопротивление гальванометра.

Наиболее благоприятный режим движения подвижной части гальванометра при $P \approx P_{кр}$ ($\beta \approx 1$). Этот режим получается при равенстве внешнего критического сопротивления и сопротивления цепи, на которую замкнут гальванометр. Как видно из выражения (5-18), регулируя индукцию B при $P = P_{кр} = \text{const}$, можно регулировать $R_{вн.кр}$, делая его равным сопротивлению внешней цепи. Изменение индукции, а следовательно и изменение внешнего критического сопротивления, производят с помощью магнитного шунта.

Так как установившееся отклонение подвижной части теоретически достигается через бесконечно большой промежуток времени, то на практике принято считать отклонение установившимся, когда подвижная часть достигает этого отклонения с некоторой погрешностью. Обычно эту погрешность принимают равной $\pm (0,1-1) \%$ от максимального отклонения.

Промышленность выпускает гальванометры, различающиеся чувствительностью, внешним критическим сопротивлением и другими параметрами. Наибольшей чувствительностью обладает стационарный гальванометр типа М17/10 ($C_I = 3 \cdot 10^{-11}$ А·м/мм); наибольшая чувствительность по напряжению у гальванометра типа М17/12 ($C_U = 5 \cdot 10^{-8}$ В·м/мм). У переносного гальванометра типа М195/3 цена деления по току равна $1,8 \cdot 10^{-9}$ А/дел, а разряд постоянства нулевого положения указателя 1,0.

Баллистические гальванометры. Гальванометры, предназначенные для измерения количества электричества импульса тока и отличающиеся увеличенным моментом инерции, называют баллистическими.

Рассмотрим условия, при которых возможны измерения количества электричества баллистическим гальванометром.

Сделаем допущение о том, что подвижная часть гальваномет-

ра начинает свое движение только после окончания импульса тока в обмотке катушки гальванометра, т. е. примем, что длительность импульса тока очень мала по сравнению с временем реакции подвижной части гальванометра. В этом случае в качестве модели входного сигнала можно использовать единичный импульс (дельта-функцию) (см. § 4-6). Тогда угол отклонения подвижной части

$$\alpha(t) = Qg(t),$$

где Q — количество электричества, протекшего через гальванометр за время прохождения импульса тока; $g(t)$ — весовая функция.

Используя выражения для весовой функции звена второго порядка и учитывая, что $k_{ном} = S_I = Bsw/W$, при $\beta < 1$ [см. выражение (4-56)] получим

$$\alpha(t) = [Bsw\omega_0 Q e^{-\beta\omega_0 t} \sin(\omega_0 t \sqrt{1-\beta^2})] / W. \quad (5-19)$$

Наибольшее значение $\alpha(t)$ принимает в момент времени $t = \pi / (2\omega_0 \sqrt{1-\beta^2})$, а первый наибольший угол отклонения подвижной части определяется выражением

$$\alpha_{1m} = \{Bsw\omega_0 Q \exp[-\pi\beta / (2\sqrt{1-\beta^2})]\} / W.$$

При $\beta = 0$ (сопротивление внешней цепи гальванометра очень велико) $\alpha_{1m} = Bsw\omega_0 Q / W = S_Q Q$ или $Q = C_Q \alpha_{1m}$, где S_Q и C_Q — баллистическая чувствительность и баллистическая постоянная гальванометра.

Таким образом, первый наибольший угол отклонения подвижной части баллистического гальванометра пропорционален количеству электричества, прошедшему через гальванометр.

При $\beta = 1$ [см. выражение (4-57)]

$$\alpha(t) = [Bsw\omega_0^2 Q t \exp(-\omega_0 t)] / W.$$

Наибольшее значение α_m принимает в момент времени $t = 1/\omega_0$, откуда $\alpha_m = Bsw\omega_0 Q / (We)$, т. е. при критическом успокоении баллистическая чувствительность уменьшается в e раз по сравнению со случаем, когда $\beta = 0$.

Принятое выше допущение о неподвижности подвижной части до окончания действия импульса выполняется тем точнее, чем больше момент инерции подвижной части гальванометра и, следовательно, больше период собственных колебаний T_0 . Для баллистических гальванометров T_0 составляет десятки секунд (для обычных гальванометров — единицы секунд).

Промышленность выпускает несколько модификаций баллистических гальванометров. Наиболее чувствительным баллисти-

ческим гальванометром является гальванометр типа М17/13, имеющий $C_Q = 0,8 \cdot 10^{-9}$ Кл·м/мм.

Кулонметры. Кулонметры — приборы для измерения количества электричества в импульсе тока. В этих приборах используется магнитоэлектрический измерительный механизм без противодействующего момента. Подвод тока к подвижной катушке осуществляется посредством безмоментных токоподводов. Обмотка катушки наматывается на алюминиевый каркас, в котором при движении катушки появляется ток, создающий момент успокоения.

Анализ показывает, что под действием импульса тока подвижная часть поворачивается на угол $\Delta\alpha$, а указатель перемещается на Δl делений, причем $\Delta l = S_Q Q$, где S_Q — чувствительность кулонметра к заряду; Q — количество электричества в импульсе тока.

Возвращение подвижной части в начальное положение производится пропусканием через катушку тока обратного направления от дополнительного источника.

Промышленность выпускает несколько типов кулонметров. Среди них милликулонметр типа М337 с диапазонами измерений 0—30 мКл и 0—150 мКл. Основная приведенная погрешность прибора не превышает $\pm 5\%$ при длительности измеряемых импульсов тока 0,05—2 с и амплитуде импульса до 100 мА.

Для измерения количества электричества, протекающего в течение длительного времени, используют счетчики количества электричества (счетчики ампер-часов). Магнитоэлектрические счетчики ампер-часов представляют собой электрические двигатели специальной конструкции со счетным механизмом, у которых частота вращения подвижной части пропорциональна току, а число оборотов за определенный интервал времени соответствует количеству электричества за этот интервал.

Выпускаются два типа магнитоэлектрических счетчиков ампер-часов (СА-М640 и СА-М640У). Класс точности 0,5.

Находят применение также кулонметры, основанные на других принципах, и, в частности, электролитические кулонметры (Х15; Х602А).

Вибрационные гальванометры. Вибрационные гальванометры применяют в качестве нулевых индикаторов в цепях переменного тока при частотах от нескольких десятков до нескольких сотен герц. Наибольшее применение нашли вибрационные гальванометры с подвижным магнитом, расположенным между полюсами электромагнита, обмотка которого включена в цепь измеряемого переменного тока. При отсутствии тока в обмотке электромагнита подвижный магнит неподвижен и на шкале видна узкая световая полоса. При наличии переменного тока в обмотке элект-

ромагнита подвижный магнит начинает колебаться с амплитудой, зависящей от тока. На шкале при этом появляется световая полоса, ширина которой пропорциональна значению измеряемого тока. Наибольшая чувствительность у вибрационного гальванометра наблюдается в режиме резонанса, т. е. когда частота измеряемого тока равна частоте собственных колебаний. Эти гальванометры снабжают устройством, позволяющим настраивать подвижную часть в резонанс.

В настоящее время для диапазона частот 30—100 Гц применяют вибрационный гальванометр М501, имеющий постоянные: $C_I = 1,6 \cdot 10^{-7}$ А/дел и $C_U = 2,2 \cdot 10^{-5}$ В/дел.

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ И ФЕРРОДИНАМИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ

Общие сведения. Электродинамические (ферродинамические) приборы состоят из электродинамического (ферродинамического) измерительного механизма с отсчетным устройством и измерительной цепи. Эти приборы применяют для измерения постоянных и переменных токов и напряжений, мощности в цепях постоянного и переменного тока, угла фазового сдвига между переменными токами и напряжениями. Электродинамические приборы являются наиболее точными электромеханическими приборами для цепей переменного тока.

Измерительный механизм. Вращающий момент в электродинамических и ферродинамических измерительных механизмах возникает в результате взаимодействия магнитных полей неподвижных и подвижной катушек с токами.

Электродинамический измерительный механизм (рис. 5-15) имеет две последовательно соединенные неподвижные катушки 1, разделенные воздушным зазором, и подвижную катушку 2. Ток к подвижной катушке подводится через пружинки, создающие противодействующий момент.

Успокоение создается воздушным или магнитоиндукционным успокоителем.

При протекании токов в обмотках катушек измерительного механизма возникает момент, поворачивающий подвижную часть. Электромагнитная энергия двух катушек с токами

$$W_{зм} = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2 + M_{1,2} i_1 i_2,$$

где L_1 и L_2 — индуктивности неподвижных и подвижной катушек; $M_{1,2}$ — взаимная индуктивность неподвижных и подвижной катушек; i_1 и i_2 — токи в неподвижных и подвижной катушках. Так как индуктивности L_1 и L_2 не зависят от угла поворота подвижной части, то мгновенный вращающий момент

Рис. 5-15. Устройство электродинамического измерительного механизма

$$M_t = \frac{dW_{зм}}{d\alpha} = i_1 i_2 \frac{dM_{1,2}}{d\alpha}.$$

При постоянных токах I_1 и I_2 в катушках вращающий момент

$$M = I_1 I_2 \frac{dM_{1,2}}{d\alpha}.$$

Если токи $i_1 = I_{m1} \sin \omega t$, $i_2 = I_{m2} \sin (\omega t - \psi)$, то мгновенный вращающий момент

$$M_t = \frac{1}{2} \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} I_{m1} I_{m2} [\cos \psi - \cos (2\omega t - \psi)].$$

Как видно, вращающий момент имеет постоянную и гармоническую составляющие. Отклонение подвижной части обычно применяемого электродинамического измерительного механизма при работе его в цепи переменного тока промышленной и более высокой частоты определяется постоянной составляющей момента

$$M = \frac{1}{T} \int_0^T M_t dt = \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} \frac{1}{T} \int_0^T i_1 i_2 dt = \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} \frac{1}{T} \times \\ \times \int_0^T I_{m1} \sin \omega t I_{m2} \sin (\omega t - \psi) dt = \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} I_1 I_2 \cos \psi, \quad (5-20)$$

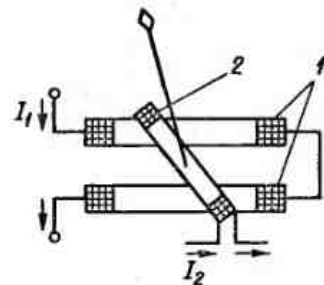
где I_1 и I_2 — действующие значения токов i_1 и i_2 соответственно.

При несинусоидальных токах, содержащих в общем случае постоянные составляющие, средний вращающий момент определяется суммой слагаемых, содержащих произведения действующих токов одной частоты, т. е.

$$M = \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} (I_{01} I_{02} + I_{11} I_{12} \cos \varphi_1 + I_{21} I_{22} \cos \varphi_2 + \dots).$$

где I_{01} и I_{02} — постоянные составляющие токов в катушках; I_{11} , I_{21} , ... — гармонические составляющие действующих токов через неподвижные катушки; I_{12} , I_{22} , ... — гармонические составляющие действующих токов через подвижную катушку; φ_1 , φ_2 , ... — углы фазовых сдвигов между соответствующими гармоническими составляющими токов в подвижной и неподвижных катушках.

Если противодействующий момент создается упругими элементами, то при постоянных токах угол отклонения подвижной части



$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} I_1 I_2,$$

где W — удельный противодействующий момент.

При переменных токах

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} I_1 I_2 \cos \psi,$$

где ψ — угол фазового сдвига между токами в неподвижных и подвижных катушках.

В электродинамических логометрических механизмах подвижная часть состоит из двух жестко скрепленных между собой под определенным углом подвижных катушек, находящихся в поле неподвижных катушек. Токи к подвижным катушкам подводят с помощью безмоментных токоподводов. Анализ работы механизма показывает, что угол отклонения подвижной части определяется отношением токов через подвижные катушки и зависит от фазовых сдвигов этих токов относительно тока через неподвижную катушку.

На работу электродинамических измерительных механизмов сильно влияют оказывают внешние магнитные поля, так как собственное поле механизма невелико. Для защиты от внешних магнитных полей применяют магнитное экранирование. Иногда применяют так называемые астатические измерительные механизмы, на которые внешние поля действуют значительно слабее.

Особенности электродинамических измерительных механизмов придают электродинамическим приборам определенные положительные свойства. Электродинамические измерительные механизмы работают как на постоянном, так и на переменном токе (примерно до 10 кГц) с высокой точностью и обладают высокой стабильностью своих свойств.

Однако электродинамические измерительные механизмы имеют низкую чувствительность по сравнению с магнитоэлектрическими механизмами. Поэтому приборы с электродинамическими механизмами обладают большим собственным потреблением мощности. Электродинамические измерительные механизмы имеют малую перегрузочную способность по току, относительно сложны и дороги.

Ферродинамический измерительный механизм отличается от электродинамического механизма тем, что его неподвижные катушки имеют магнитопровод из магнитомягкого листового материала, позволяющий существенно увеличивать магнитный поток, а следовательно, и вращающий момент. Однако использование ферромагнитного сердечника приводит к появлению погрешностей, вызванных его влиянием, например погрешностей от нели-

нейности кривой намагничивания, от гистерезиса при работе на постоянном токе и т. д. Ферродинамические измерительные механизмы мало подвержены влиянию внешних магнитных полей, так как имеют достаточно сильные собственные поля.

Амперметры и вольтметры. В электродинамических и ферродинамических амперметрах для токов до 0,5 А неподвижные и подвижная катушки измерительного механизма соединяют последовательно. В этом случае токи в катушках равны, т. е. $I_1 = I_2 = I$; $\cos \psi = 1$ и угол отклонения

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} I^2. \quad (5-21)$$

Для получения линейной зависимости $\alpha = f(I)$, а следовательно равномерной шкалы, у электродинамических амперметров так располагают неподвижные катушки, чтобы зависимость $\frac{dM_{1,2}}{d\alpha} = \varphi(\alpha)$ корректировала функцию (5-21), приближая ее к линейной. Практически у электродинамических амперметров шкала равномерна в пределах 25—100 % ее длины.

При последовательном включении катушек температурная и частотная (до 2000 Гц) погрешности электродинамических амперметров незначительны.

В амперметрах на токи свыше 0,5 А подвижную и неподвижные катушки включают параллельно. В этом случае осуществляют компенсацию температурной и частотной погрешностей, возникающих из-за перераспределения токов в катушках при изменении температуры и частоты. Компенсацию температурной погрешности осуществляют подбором сопротивлений добавочных резисторов из манганина и меди, включаемых в каждую из параллельных ветвей так, чтобы температурные коэффициенты сопротивления этих ветвей были одинаковыми. Компенсацию частотной погрешности выполняют включением добавочных катушек индуктивности или конденсаторов в соответствующие ветви схемы так, чтобы были равными постоянные времени этих ветвей.

Для схемы с параллельным включением катушек и при выполнении условий температурной и частотной компенсации $I_1 = c_1 I$; $I_2 = c_2 I$; $\cos \psi = 1$, где I_1, I_2 — токи в неподвижных и подвижной катушках; I — измеряемый ток. Угол отклонения подвижной части амперметра при этом

$$\alpha = \frac{c_1 c_2}{W} \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} I^2.$$

Электродинамические амперметры чаще всего выпускают на два диапазона измерений. Изменение пределов при этом производится путем включения неподвижных катушек последовательно

или параллельно. Для расширения пределов измерения используют измерительные трансформаторы тока.

Электродинамический вольтметр состоит из электродинамического измерительного механизма и добавочного резистора стабильного сопротивления, причем все катушки механизма и добавочный резистор включены последовательно.

Угол отклонения подвижной части электродинамического вольтметра

$$\alpha = \frac{c_3}{W} \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} U^2,$$

где $c_3 = 1/Z^2$; Z — полное сопротивление цепи вольтметра, т. е. сумма сопротивлений катушек и добавочного резистора.

В многопредельных вольтметрах последовательно с измерительным механизмом включается секционированный добавочный резистор. Поэтому многопредельные вольтметры снабжают переключателем пределов или несколькими входными зажимами. Для увеличения верхнего предела измерений вольтметра применяют измерительные трансформаторы напряжения.

В электродинамических вольтметрах при изменении температуры возникает температурная погрешность от изменения сопротивления цепи вольтметра. В вольтметрах с малым верхним пределом измерений температурная погрешность может достигнуть недопустимой величины. Поэтому в таких вольтметрах уменьшают сопротивление катушек, уменьшая число витков, что приводит к увеличению тока, потребляемого прибором. Частотная погрешность, вызванная изменением Z прибора, компенсируется путем шунтирования части добавочного резистора конденсатором.

Основная область применения электродинамических амперметров и вольтметров — точные измерения в цепях переменного тока, чаще всего в диапазоне частот от 45—50 Гц до тысяч герц. Их применяют также в качестве образцовых при поверке и градуировке других приборов.

Промышленность выпускает электродинамические миллиамперметры и амперметры с верхними пределами от 1 мА до 10 А на частоты до 10 кГц, многопредельные вольтметры с верхними пределами от 1,5 до 600 В на частоты до 5 кГц. Классы точности амперметров и вольтметров 0,1; 0,2; 0,5.

Область применения ферродинамических амперметров и вольтметров — измерения переменных токов и напряжений в узком диапазоне частот при тяжелых условиях эксплуатации. Выпускаются щитовые ферродинамические амперметры и вольтметры классов точности 1,5 и 2,5, в тряско-, вибро- и ударопрочном исполнении, переносные амперметры и вольтметры класса 0,5 на узкий диапазон частот (45—55 Гц; 450—550 Гц).

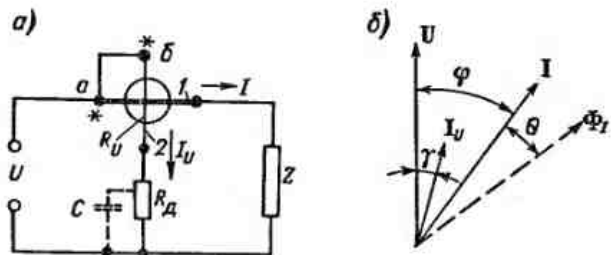


Рис. 5-16. Схема включения ваттметра (а) и векторная диаграмма (б)

Ваттметры. Электродинамический (ферродинамический) измерительный механизм лежит в основе электродинамического (ферродинамического) ваттметра.

В этом случае (см. рис. 5-16, а) последовательно соединенные неподвижные катушки I включают последовательно с объектом Z , потребляемая мощность которого измеряется. Подвижная катушка 2 с добавочным резистором R_A включается параллельно объекту. Цепь неподвижных катушек называют последовательной цепью, а цепь подвижной катушки — параллельной цепью.

На основании выражения (5-20) для ваттметра, работающего в цепи постоянного тока,

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} \frac{UI}{R_U + R_A} = SP,$$

где $P = UI$ — измеряемая мощность; $S = \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} \frac{1}{W(R_U + R_A)}$ — чувствительность. У ваттметров конструктивным путем добиваются $\frac{dM_{1,2}}{d\alpha} = \text{const}$, что обеспечивает равномерную шкалу.

При работе в цепях переменного тока вектор тока I_U параллельной цепи отстает от вектора напряжения U на некоторый угол γ вследствие индуктивности подвижной катушки (рис. 5-16, б). Поэтому

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} I_U \cos(\varphi - \gamma),$$

где φ — угол фазового сдвига между током и напряжением в нагрузке.

Учитывая, что ток в параллельной цепи ваттметра $I_U = U \cos \gamma / (R_U + R_A)$, и принимая $\frac{dM_{1,2}}{d\alpha} = \text{const}$, получим $\alpha = SUI \cos(\varphi - \gamma) \cos \gamma$.

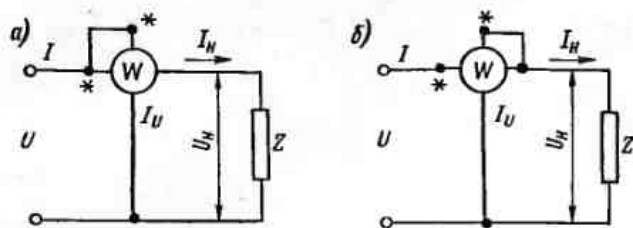


Рис. 5-17. Схемы включения параллельной обмотки ваттметра

Это выражение показывает, что отклонение подвижной части ваттметра пропорционально активной мощности при условии $\gamma=0$, которое может быть выполнено, включением конденсатора C соответствующей емкости, как показано на рис. 5-16, а. Однако $\gamma=0$ лишь при определенной частоте, и с изменением частоты это условие нарушается.

При $\gamma \neq 0$ ваттметр измеряет мощность с погрешностью δ_γ , называемой угловой погрешностью. При малом значении угла γ (обычно γ не превышает $40-50^\circ$), т. е. при $\sin \gamma \approx \gamma$, $\cos \gamma \approx 1$ относительная угловая погрешность

$$\delta_\gamma = [UI \cos(\varphi - \gamma) \cos \gamma - UI \cos \varphi] / (UI \cos \varphi) \approx \gamma \operatorname{tg} \varphi.$$

При углах φ , близких к 90° , угловая погрешность может достигать больших значений.

Потребляемая мощность последовательной и параллельной цепями ваттметра приводит к погрешности, зависящей от способа включения ваттметра. При измерении мощности, потребляемой объектом, возможны две схемы включения ваттметра, отличающиеся способом включения параллельной цепи (рис. 5-17, а и б). Если не учитывать фазовых сдвигов между токами и напряжениями в катушках и считать сопротивление объекта чисто активным, то погрешности, обусловленные потреблением катушками ваттметра:

для схемы рис. 5-17, а

$$\delta = (U_{II} - U_{II}) / U_{II} I_{II} = P_I / P_{II};$$

для схемы рис. 5-17, б

$$\delta = [U_{II} (I_U + I_{II}) - U_{II} I_{II}] / U_{II} I_{II} = P_U / P_{II},$$

где P_I и P_U — мощность, потребляемая, соответственно, последовательной и параллельной цепями ваттметра; P_{II} — мощность, потребляемая нагрузкой. Следовательно, рассматриваемые погрешности заметны лишь при измерениях мощности в маломощных цепях. Схему включения, показанную на рис. 5-17, а, целесообразно использовать при измерении мощности объекта с высо-

коомной нагрузкой, а схему, показанную на рис. 5-17, б, — при измерении мощности объекта с низкоомной нагрузкой.

Изменение порядка включения зажимов одной из цепей ваттметра (поворот соответствующего вектора тока) ведет к изменению направления отклонения подвижной части измерительного механизма. Поэтому для правильного включения ваттметра один из зажимов последовательной и параллельной цепи обозначается звездочкой («генераторный зажим»).

Электродинамические ваттметры имеют обычно несколько верхних пределов измерения по току и напряжению: чаще всего два по току, например 5 и 10 А, и три по напряжению — 30, 150 и 300 В. Для измерения мощности при больших напряжениях и токах применяют измерительные трансформаторы напряжения и тока. Эти приборы снабжают неименованными шкалами, и для того чтобы найти значение мощности, измеренное ваттметром, необходимо число делений, указываемое стрелкой, умножить на постоянную прибора (в ваттах на деление), которая определяется по формуле $C = U_{ном} I_{ном} / l_m$, где $U_{ном}$ и $I_{ном}$ — номинальные значения напряжения и тока для тех пределов, на которые включен ваттметр; l_m — длина шкалы в делениях.

Промышленность выпускает многопредельные электродинамические ваттметры с пределами по току от 25 мА до 70 А и по напряжению от 15 до 600 В классов точности 0,1; 0,2; 0,5. Выпускают также ферродинамические переносные и щитовые ваттметры классов точности 0,2; 0,5; 1.

Частотомеры. В электродинамических частотомерах применяют логометрический измерительный механизм. Схема включения частотомера представлена на рис. 5-18.

Параметры цепи подвижной катушки B_1 подбирают так, чтобы фазовый сдвиг между током I_1 и напряжением U_x измеряемой частоты был равен 90° .

Подбором параметров цепи неподвижной катушки A , подвижной катушки B_2 и элементов R_2 , L_2 и C_2 добиваются резонанса напряжения в этой цепи при частоте $f_{x_0} = 1 / (2\pi \sqrt{L_2 C_2})$, равной среднему значению диапазона измерений частотомера. При этом угол отклонения подвижной части логометрического измерительного механизма оказывается функцией отношения реактивных сопротивлений в цепях подвижных катушек, т. е. $\alpha = F_1 (X_2 / X_1)$. Так как $X_1 = 1 / (\omega_x C_1)$; $X_2 = \omega_x L_2 - 1 / (\omega_x C_2)$, а $\omega_x = 2\pi f_x$, то $\alpha = F(f_x)$. Следовательно, шкала прибора может быть градуирована в единицах частоты.

Электродинамические частотомеры выпускают для измерений частоты в узком диапазоне изменений (45—55, 450—550 Гц и т. д.) классов точности 1; 1,5.

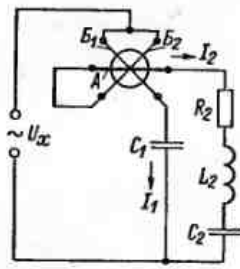


Рис. 5-18. Схема включения электродинамического частотомера

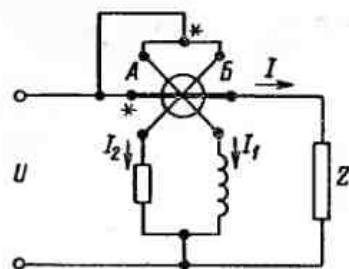


Рис. 5-19. Схема включения электродинамического фазометра

Фазометры. Схема включения электродинамического фазометра с логотрическим измерительным механизмом представлена на рис. 5-19.

Если $I_1 = I_2$, а фазовый сдвиг между токами I_1 и I_2 равен углу между подвижными катушками логотрического механизма, то угол отклонения подвижной части прибора равен фазовому сдвигу между током и напряжением в нагрузке Z . Следовательно, шкала фазометра может быть градуирована в значениях угла φ или $\cos \varphi$.

Электродинамические фазометры выпускают в виде переносных приборов с диапазоном измерений угла φ , равным $0-90^\circ$ или $0-360^\circ$, и $\cos \varphi$, равным $0-1$ (для индуктивной или емкостной нагрузки) классов точности 0,2; 0,5. Предназначаются они, в основном, для работы в цепях промышленной частоты.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРИБОРЫ

Общие сведения. Электромагнитные приборы состоят из электромагнитного измерительного механизма с отсчетным устройством и измерительной цепи. Они применяются для измерения переменных и постоянных токов и напряжений, для измерения частоты и фазового сдвига между переменными током и напряжением. Из-за относительно низкой стоимости и удовлетворительных характеристик электромагнитные приборы составляют большую часть всего парка щитовых приборов.

Измерительный механизм. Вращающий момент в этих механизмах возникает в результате взаимодействия одного или нескольких ферромагнитных сердечников подвижной части и магнитного поля катушки, по обмотке которой протекает ток. В настоящее время наибольшее применение получили конструкции измерительных механизмов с плоской катушкой, с круглой катушкой и с замкнутым магнитопроводом.

На рис. 5-20 показан механизм с плоской катушкой. На ри-

Рис. 5-20. Устройство электромагнитного измерительного механизма

сунке: 1 — ось; 2 — стрелка; 3 — катушка, по обмотке которой протекает ток; 4 — эксцентрически укрепленный на оси ферромагнитный (пермаллоевый) сердечник; 5 — пружины для создания противодействующего момента; 6 — воздушный успокоитель.

При протекании тока i через катушку сердечник намагничивается и втягивается в зазор катушки.

Вращающий момент

$$M_t = \frac{dW_{эм}}{d\alpha} = \frac{d(Li^2/2)}{d\alpha} = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\alpha} i^2,$$

где $W_{эм}$ — энергия электромагнитного поля катушки с сердечником; L — индуктивность катушки, зависящая от положения сердечника.

При постоянном токе I вращающий момент

$$M = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\alpha} I^2.$$

Если ток i — синусоидальный, то мгновенный вращающий момент

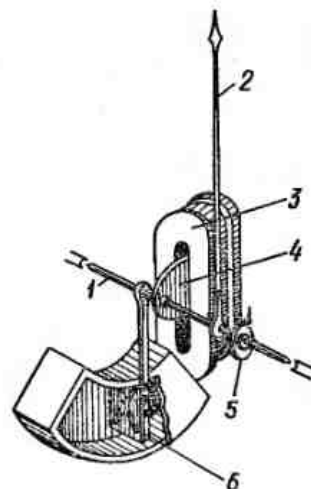
$$M_t = \frac{1}{4} \frac{dL}{d\alpha} I_m^2 (1 - \cos 2\omega t).$$

Как видно, вращающий момент имеет постоянную и гармоническую составляющие. Отклонение подвижной части обычно применяемого электромагнитного измерительного механизма при работе его в цепи переменного тока промышленной и более высокой частоты определяется постоянной составляющей момента, которая может быть записана в таком виде:

$$M = \frac{1}{T} \int_0^T M_t dt = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\alpha} \frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \sin^2 \omega t dt = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\alpha} I^2,$$

где I — действующий ток.

При искаженной форме тока $i = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_{mk} \sin(k\omega t + \varphi_k)$ вращающий момент



$$M = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\alpha} (I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + \dots) = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\alpha} I^2,$$

где I^2 — квадрат искаженного по форме действующего тока; I_0, I_1, I_2, \dots — постоянная и гармонические составляющие тока.

Если противодействующий момент создается упругими элементами, то угол поворота подвижной части

$$\alpha = \frac{1}{2W} \frac{dL}{d\alpha} I^2. \quad (5-22)$$

Из выражения (5-22) следует, что зависимость угла отклонения подвижной части от тока линейна и что поворот подвижной части одинаков как при постоянном токе, так и при переменном токе, имеющем действующее значение, равное значению постоянного тока. Линейную зависимость угла отклонения α от тока получают для значительной части рабочего диапазона отклонения α , изготовляя сердечник специальной формы, при которой $\frac{dL}{d\alpha}$ является требуемой функцией α .

В электромагнитных логометрических механизмах имеются две катушки и два сердечника. Сердечники укреплены на одной оси. Ток I_1 , протекающий через одну катушку, создает момент M_1 , а ток I_2 , протекающий через вторую катушку, — момент M_2 , направленный навстречу M_1 . При пропускании токов подвижная часть поворачивается до тех пор, пока момент M_2 не станет равным M_1 , т. е.

$$\frac{1}{2} \frac{dL_1}{d\alpha} I_1^2 = \frac{1}{2} \frac{dL_2}{d\alpha} I_2^2,$$

где L_1, L_2 — индуктивности первой и второй катушек. Из последнего выражения $\alpha = F(I_1/I_2)$.

Электромагнитные измерительные механизмы просты по конструкции и как следствие дешевы и надежны в работе. Они способны выдержать большие перегрузки, что объясняется отсутствием токоподводов к подвижной части. Электромагнитные измерительные механизмы могут работать как в цепях постоянного, так и переменного тока (примерно до 10 кГц).

Малая точность и низкая чувствительность этих механизмов отрицательно сказывается на точности и чувствительности электромагнитных приборов. На работу электромагнитных измерительных механизмов сильно влияют оказывают внешние магнитные поля. Для устранения их влияния применяют магнитное экранирование. Иногда применяют так называемые астатические измерительные механизмы, на которые внешние поля действуют значительно слабее, чем на обычные механизмы.

Амперметры и вольтметры. В электромагнитных амперметрах катушка измерительного механизма включается непосредственно в цепь измеряемого тока.

Щитовые амперметры выпускают с одним диапазоном измерений, переносные могут иметь несколько диапазонов измерений. Выбор диапазонов измерений производят путем переключения секций обмотки катушки, включая их последовательно или параллельно. При использовании амперметров в цепях переменного тока для расширения диапазона измерений используют измерительные трансформаторы тока.

Шкала электромагнитного амперметра обычно равномерна (в пределах 25—100 %), что достигается подбором формы сердечника.

В электромагнитных амперметрах при изменении температуры возникает температурная погрешность, обусловленная изменением упругости пружинок, создающих противодействующий момент. Эта погрешность существенна для амперметров классов точности 0,2; 0,1.

При использовании амперметров в цепях постоянного тока появляется погрешность от гистерезиса намагничивания сердечника, проявляющаяся в неодинаковых показаниях при увеличении и уменьшении измеряемого тока. При изменении частоты измеряемого тока в амперметрах возникает частотная погрешность вследствие действия вихревых токов в сердечнике и других металлических частях измерительного механизма, пронизываемых магнитным потоком катушки.

Электромагнитный вольтметр состоит из электромагнитного измерительного механизма и включенного последовательно добавочного резистора со стабильным сопротивлением, предназначенного для обеспечения необходимого диапазона измерений.

Изменение верхних пределов измерений осуществляется путем подключения различных добавочных резисторов, а также с помощью измерительных трансформаторов напряжения.

Угол отклонения подвижной части электромагнитного вольтметра

$$\alpha = \frac{1}{2W} \frac{dL}{d\alpha} \frac{U^2}{Z^2}, \quad (5-23)$$

где Z — полное сопротивление цепи вольтметра, т. е. сопротивление катушки и добавочного резистора.

Шкала электромагнитного вольтметра в пределах 25—100 % обычно равномерна, что достигается подбором формы сердечника.

В электромагнитных вольтметрах при изменении температуры возникает температурная погрешность, обусловленная изме-

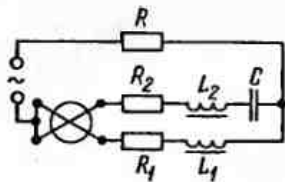


Рис. 5-21. Схема электромагнитного частотомера

нением сопротивления цепи вольтметра [см. выражение (5-23)]. В вольтметрах с малым верхним пределом измерений температурная погрешность может достигать больших значений.

Вольтметры имеют погрешность от гистерезиса намагничивания сердечника при использовании в цепях постоянного тока.

Частотная погрешность у электромагнитных вольтметров выше, чем у электромагнитных амперметров, что объясняется зависимостью сопротивлений катушки и добавочного резистора от частоты.

Основное назначение электромагнитных амперметров и вольтметров — измерения в цепях переменного тока промышленной частоты. Наибольшее распространение получили щитовые приборы классов точности 1,0; 1,5 и 2,5. Переносные приборы имеют более широкий частотный диапазон, чем щитовые и класс точности 0,5.

Промышленность выпускает переносные амперметры класса точности 0,5 с верхними пределами измерений от 5 мА до 10 А на частоты до 1500 Гц; щитовые однопредельные амперметры классов точности 1,0; 1,5; 2,5 на токи до 300 А со встроенными трансформаторами тока и до 15 кА с наружными трансформаторами тока; переносные вольтметры класса точности 0,5 с верхними пределами измерений от 1,5 до 600 В на частоты 45—100 Гц и классов точности 1 и 2,5 на частоты до 10 кГц; щитовые вольтметры классов точности 1,0; 1,5; 2,5 с верхними пределами измерений от 0,5 до 600 В непосредственного включения и до 450 кВ с трансформаторами напряжения на частоты в диапазоне от 45 до 1000 Гц.

Частотомеры. Схема электромагнитного частотомера на основе догометрического измерительного механизма представлена на рис. 5-21.

При изменении частоты токи I_1 и I_2 изменяются неодинаково, так как характер сопротивлений цепей этих токов различен. Отношение этих токов, а следовательно, и показания прибора зависят от частоты. Частотомеры этого типа выпускают на узкий диапазон измеряемых частот, например 45—55, 450—550 Гц; классы точности 1,5; 2,5.

ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ

Общие сведения. Основой электростатических приборов является электростатический измерительный механизм с отсчетным устройством. Они применяются, главным образом, для измерения напряжений переменного и постоянного тока. Находят применение также электрометры — электростатические приборы специальной конструкции, требующие вспомогательных источников питания. Электрометры обладают повышенной чувствительностью к напряжению.

Измерительный механизм. Вращающий момент в электростатических механизмах возникает в результате взаимодействия двух систем заряженных проводников, одна из которых является подвижной.

Устройство одного из видов электростатических измерительных механизмов с изменяющейся активной площадью пластин показано на рис. 5-22, где 1 — система неподвижных металлических пластин; 2 — зеркало; 3 — растяжки для создания противодействующего момента и подвода напряжения к подвижным пластинам; 4 — система подвижных металлических пластин.

Если к неподвижным и подвижным пластинам приложить напряжение, то они окажутся заряженными противоположными по знаку зарядами, в результате чего подвижные пластины будут притягиваться к неподвижным, т. е. будут стремиться втянуться между неподвижными. Вращающий момент

$$M_t = \frac{dW_s}{d\alpha} = \frac{d(Cu^2/2)}{d\alpha} = \frac{1}{2} \frac{dC}{d\alpha} u^2,$$

где W_s — энергия электростатического поля системы заряженных пластин; C — электрическая емкость между подвижными и неподвижными пластинами; u — напряжение между подвижными и неподвижными пластинами.

Если напряжение U постоянное, то вращающий момент

$$M = \frac{1}{2} \frac{dC}{d\alpha} U^2.$$

Если $u = U_m \sin \omega t$, то мгновенный вращающий момент

$$M_t = \frac{1}{4} \frac{dC}{d\alpha} U_m^2 (1 - \cos 2\omega t).$$

Таким образом, вращающий момент имеет постоянную и гармоническую составляющие. Отклонение подвижной части обычно применяемого электростатического измерительного механизма под действием переменного напряжения промышленной и более высокой частоты определяется постоянной составляющей момента, которая может быть записана в таком виде:

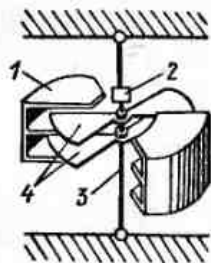


Рис. 5-22. Устройство электростатического измерительного механизма



Рис. 5-23. Схема электростатического вольтметра

$$M = \frac{1}{T} \int_0^T M_t dt = \frac{1}{2} \frac{dC}{d\alpha} \frac{1}{T} \int_0^T U_m^2 \sin^2 \omega t dt = \frac{1}{2} \frac{dC}{d\alpha} U^2,$$

где U — действующее напряжение.

При искаженной форме напряжения $u = U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_{mk} \sin(k\omega t + \varphi_k)$ вращающий момент

$$M = \frac{1}{2} \frac{dC}{d\alpha} (U_0^2 + U_1^2 + U_2^2 + \dots) = \frac{1}{2} \frac{dC}{d\alpha} U^2.$$

где U^2 — квадрат искаженного по форме действующего напряжения; U_0, U_1, U_2, \dots — постоянная и гармонические составляющие приложенного напряжения.

Если противодействующий момент создается упругими элементами, то угол поворота подвижной части

$$\alpha = \frac{1}{2W} \frac{dC}{d\alpha} U^2. \quad (5-24)$$

Из выражения (5-24) следует, что зависимость угла отклонения подвижной части от напряжения нелинейна и что поворот подвижной части одинаков как при постоянном напряжении, так и при напряжении переменного тока, имеющем действующее значение, равное значению постоянного напряжения. Линейную зависимость угла отклонения α от напряжения (для значительной части диапазона измерений) получают, изготовляя подвижные пластины специальной формы, при которой $\frac{dC}{d\alpha}$ является требуемой функцией α .

Следующие особенности электростатических измерительных механизмов придают электростатическим приборам положительные свойства. Электростатические измерительные механизмы

имеют малое собственное потребление мощности от измеряемой цепи; на постоянном токе это потребление равно нулю. На эти механизмы малое влияние оказывают температура окружающей среды, частота и форма измеряемого напряжения, отсутствует возможность изготовления вольтметров для высоких напряжений до сотен киловольт без громоздких, дорогих и потребляющих большую мощность добавочных резисторов и измерительных трансформаторов.

Однако электростатические измерительные механизмы имеют малую чувствительность и на них сильно влияют внешние электростатические поля. Для защиты от внешних электростатических полей применяют металлические экраны.

Вольтметры. Основой электростатических вольтметров является электростатический измерительный механизм, входной величиной которого является напряжение. Поэтому измеряемое вольтметром напряжение непосредственно подается на измерительный механизм. Вольтметры на разные пределы измерений имеют разные конструкции измерительного механизма. У вольтметров на малые и средние напряжения воздушный зазор между пластинами очень мал, поэтому возникает опасность короткого замыкания пластин, а следовательно, и источника измеряемого напряжения при случайных ударах, тряске и т. п. Для исключения этого внутрь вольтметра встраивается защитный резистор и прибор включается в цепь посредством зажимов 1 и 2 (рис. 5-23). При измерении напряжений повышенной частоты (сотни килогерц) защитный резистор во избежание дополнительной погрешности отключается путем включения прибора через зажимы 1 и 3 (экран). При измерениях в несимметричных цепях, особенно при повышенных частотах, заземляющий провод обязательно подключается к зажиму, соединенному с внутренним экраном прибора (зажимы 3 или 2). Для уменьшения дополнительной погрешности при измерениях в цепях высокой частоты длина проводов должна быть минимальной.

Шкала электростатических вольтметров в пределах 25—100 % обычно равномерна, что достигается подбором формы подвижных пластин.

Расширение пределов измерений электростатических вольтметров при измерении переменного напряжения U осуществляется включением последовательно с вольтметром, имеющим собственную емкость C_B , добавочного конденсатора C_A или использованием емкостного делителя, состоящего из конденсаторов известной емкости C_1 и C_2 .

В первом случае напряжение на вольтметре определяется выражением $U_B = UC_A / (C_B + C_A)$. Зависимость емкости C_B от уг-

ла поворота подвижной части приводит к дополнительной погрешности измерений.

При использовании емкостного делителя $U_n = UC_1 / (C_1 + C_2 + C_n)$, где C_2 — емкость конденсатора, параллельно которому подключен вольтметр. Если $C_2 \gg C_n$, то коэффициент деления окажется практически постоянным для всех значений измеряемого напряжения.

Расширение пределов измерений электростатических вольтметров на постоянном токе осуществляют с помощью резистивных делителей напряжения.

В настоящее время промышленность выпускает несколько типов электростатических вольтметров с верхними пределами измерений от 30 В до 75 кВ классов точности 0,5; 1,0; 1,5 на частотный диапазон до 14 МГц. Потребление мощности на постоянном токе очень мало и определяется несовершенством изоляции. Входное сопротивление электростатических вольтметров достигает $10^{10} - 10^{14}$ Ом. Потребление мощности при измерении в цепях переменного тока зависит от емкости измерительного механизма и частоты измеряемого напряжения.

На основе электростатических электрометров могут быть построены ваттметры для измерения мощности в широком диапазоне частот токов и напряжений с искаженной формой кривой, для измерения мощности при малом коэффициенте мощности $\cos \varphi$.

ИНДУКЦИОННЫЕ ПРИБОРЫ

Общие сведения. Индукционные приборы состоят из индукционного измерительного механизма с отсчетным устройством и измерительной схемой.

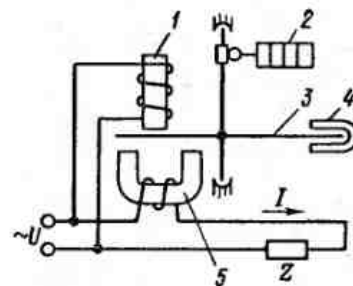
Принцип действия индукционных измерительных механизмов основан на взаимодействии магнитных потоков электромагнитов и вихревых токов, индуцированных магнитными потоками в подвижной части, выполненной в виде алюминиевого диска.

В настоящее время из индукционных приборов находят применение счетчики электрической энергии в цепях переменного тока.

Счетчики электрической энергии. Устройство и схема включения индукционного счетчика показаны на рис. 5-24, где 1 — трехсерповидный магнитопровод с обмоткой напряжения; 2 — счетный механизм; 3 — алюминиевый диск, укрепленный на оси; 4 — постоянный магнит для создания тормозного момента; 5 — П-образный магнитопровод с токовой обмоткой.

Анализ работы индукционного счетчика показывает, что вращающий момент пропорционален мощности переменного тока, т. е.

Рис. 5-24. Устройство и схема включения индукционного счетчика



$$M = kUI \cos \varphi,$$

где k — постоянный коэффициент.

На подвижную часть счетчика (алюминиевый диск) действует тормозной момент, пропорциональный частоте вращения диска. Этот момент создается в результате действия тока, наводимого во вращающемся между полюсами постоянного магнита диске, и определяется выражением

$$M_T = k_1 \frac{d\alpha}{dt},$$

где k_1 — постоянный коэффициент; $\frac{d\alpha}{dt}$ — частота вращения диска.

Приравняв вращающий и тормозной моменты, получим

$$kUI \cos \varphi = k_1 \frac{d\alpha}{dt}.$$

Число оборотов диска N за время Δt измерения энергии определяется интегралом по времени от частоты вращения диска $\frac{d\alpha}{dt}$, т. е.

$$N = k_2 \int_0^{\Delta t} \frac{d\alpha}{dt} dt = k_2 \frac{k}{k_1} \int_0^{\Delta t} UI \cos \varphi dt = \frac{W}{C},$$

где $C = k_1/kk_2$ — постоянная счетчика; W — энергия, прошедшая через счетчик за интервал времени Δt .

Отсчет энергии производится по показаниям счетного механизма — счетчика оборотов, градуированного в единицах энергии. Единице электрической энергии (обычно 1 кВт·ч), регистрируемой счетным механизмом, соответствует определенное число оборотов подвижной части счетчика. Это соотношение, называемое передаточным числом A , указывается на счетчике.

Величину, обратную передаточному числу, т. е. отношение зарегистрированной энергии к числу оборотов диска, называют номинальной постоянной $C_{ном}$. Значения A и $C_{ном}$ зависят только от конструкции счетного механизма и для данного счетчика остаются неизменными.

Под действительной постоянной счетчика C понимают количество энергии, действительно прошедшей через счетчик за один оборот подвижной части. Действительная постоянная в отличие от номинальной зависит от тока нагрузки, а также от внешних условий (температуры, частоты и т. д.). Зная C и $C_{\text{ном}}$, можно определить относительную погрешность счетчика

$$\delta = (W' - W) / W = (C_{\text{ном}} - C) / C,$$

где W' — энергия, измеренная счетчиком, а W — действительное значение энергии, прошедшей через счетчик.

Счетчики активной энергии выпускают классов точности 0,5; 1,0; 2; 2,5; счетчики реактивной энергии — 1,5; 2 и 3. Класс точности счетчиков нормирует относительную основную погрешность и другие метрологические характеристики.

Государственным стандартом устанавливается порог чувствительности (в процентах) счетчика, определяемый выражением $\Delta S = 100 I_{\text{мин}} / I_{\text{ном}}$, где $I_{\text{мин}}$ — минимальное значение тока, при котором диск счетчика начинает безостановочно вращаться; $I_{\text{ном}}$ — номинальное для счетчика значение тока в токовой обмотке. При этом напряжение и частота тока в цепи должны быть номинальными, а $\cos \varphi = 1$. Согласно ГОСТ 6570—75 порог чувствительности не должен превышать 0,4 % — для счетчиков класса точности 0,5 и 0,5 % — для классов 1,0; 1,5 и 2. Для счетчиков реактивной энергии классов 2,5 и 3 значение ΔS должно быть не более 1 %.

Вращение диска при отсутствии тока в нагрузке и при наличии напряжения в параллельной цепи счетчика называют самоходом. Согласно ГОСТ 6570—75 самохода не должно быть при любом напряжении от 80 до 110 % номинального.

Погрешность счетчика зависит от режима его работы, поэтому государственным стандартом нормируется разная относительная погрешность при различных нагрузках.

Под действием внешних факторов у счетчика появляются дополнительные погрешности, также нормируемые государственным стандартом. Дополнительные погрешности возникают вследствие искажения формы кривой тока и напряжения, колебаний напряжения и частоты, резкого перепада мощности, потребляемой нагрузкой, и некоторыми другими факторами.

Кроме однофазных индукционных счетчиков, промышленность выпускает также трехфазные счетчики активной и реактивной энергии. Трехфазные счетчики представляют собой как бы три (трехэлементные) или два (двухэлементные) счетчика, объединенные одной осью вращения. Двухэлементные счетчики применяются при измерении энергии в трехпроводных трехфазных цепях, а трехэлементные счетчики — в четырехпроводных цепях.

5.4. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ С ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Общие сведения. Высокая чувствительность, точность и малое потребление энергии выгодно отличают магнитоэлектрические приборы от других электромеханических приборов. Ввиду этого стремятся использовать магнитоэлектрические приборы для измерений на переменном токе. Эта задача решается путем преобразования переменного тока в постоянный с последующим его измерением с помощью магнитоэлектрического измерительного механизма.

В качестве преобразователей переменного тока в постоянный используют выпрямительные и термоэлектрические преобразователи, а также преобразователи на электронных элементах (электронных лампах, транзисторах, интегральных микросхемах и т. п.). В соответствии с этим различают выпрямительные, термоэлектрические и электронные приборы. В данном параграфе рассматриваются выпрямительные и термоэлектрические приборы. Электронные приборы рассмотрены в гл. 6.

Выпрямительные приборы. Приборы представляют собой соединение выпрямительного преобразователя и магнитоэлектрического измерительного механизма с отсчетным устройством.

В выпрямительных преобразователях в настоящее время используют полупроводниковые диоды (германиевые и кремниевые). Недостатком полупроводниковых диодов как выпрямительных преобразователей является нелинейность вольт-амперной характеристики, нестабильность этой характеристики во времени и зависимость ее от температуры и частоты.

В выпрямительных приборах используют одно- и двухполупериодные схемы выпрямления. При использовании схемы однополупериодного выпрямления (рис. 5-25, а) через измерительный механизм проходит только одна полувольт переменного тока, а обратная — пропускается через диод D_2 и резистор R . Цепь из диода D_2 и резистора $R = R_n$ используют для выравнивания обеих полувольт тока в общей цепи, а также для защиты от пробоя диода D_1 при обратной полувольт напряжения.

При использовании схемы двухполупериодного выпрямления выпрямленный ток проходит через измерительный механизм в обе половины периода и, следовательно, чувствительность этих схем выше, чем однополупериодных. На рис. 5-25, б показана наиболее распространенная двухполупериодная схема выпрямления — мостовая.

Выпрямительные свойства диодов характеризуют коэффициентом выпрямления $k_v = I_{\text{пр}} / I_{\text{обр}} = R_{\text{обр}} / R_{\text{пр}}$, где $I_{\text{пр}}$ и $I_{\text{обр}}$ — токи, протекающие через диод в прямом и обратном направлении; $R_{\text{пр}}$

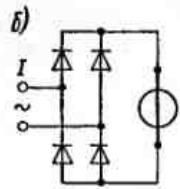
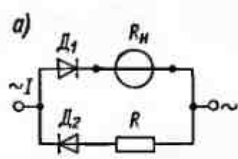


Рис. 5-25. Схемы включения измерительного механизма и диодов при однополупериодном (а) и двухполупериодном (б) выпрямлении

и $R_{\text{сop}}$ — соответственно прямое и обратное сопротивление диода. Значение k_a зависит от приложенного к диоду напряжения, частоты протекающего тока и температуры окружающей среды.

Если измеряется переменный ток $i = I_m \sin \omega t$, то мгновенный вращающий момент измерительного механизма при протекании по его катушке пульсирующего выпрямленного тока $M_t = Bswi$.

При использовании выпрямительного прибора в цепи переменного тока промышленной или более высокой частоты отклонение подвижной части измерительного механизма при однополупериодном выпрямлении определяется средним моментом

$$M = \frac{1}{T} \int_0^T M_t dt = Bsw \frac{1}{T} \int_0^{T/2} i dt = \frac{1}{2} Bsw I_{\text{cp}},$$

а при двухполупериодном выпрямлении

$$M = \frac{1}{T} \int_0^T M_t dt = Bsw \frac{2}{T} \int_0^{T/2} i dt = Bsw I_{\text{cp}},$$

где T — период; I_{cp} — средний измеряемый ток.

Угол поворота подвижной части измерительного механизма при одно- и двухполупериодном выпрямлении соответственно

$$\alpha_1 = Bsw I_{\text{cp}} / (2W); \quad \alpha_2 = Bsw I_{\text{cp}} / W.$$

Из полученных выражений видно, что у выпрямительных приборов отклонение подвижной части пропорционально среднему измеряемому току.

При измерениях в цепях переменного тока обычно нужно знать действующий ток (напряжение). Учитывая, что действующий ток связан с равенством $I_{\text{cp}} = I/k_\Phi$, где k_Φ — коэффициент формы кривой тока,

$$\alpha_1 = Bsw I / (2k_\Phi W); \quad \alpha_2 = Bsw I / (k_\Phi W).$$

Таким образом, выпрямительный прибор может быть градуирован в действующих значениях тока (напряжения) только для

заданной формы кривой (для синусоиды $k_\Phi = 1,11$). Если же форма кривой измеряемого тока (напряжения) отлична от заданной, в показаниях прибора появляется погрешность.

Если коэффициент формы k_Φ известен, то действующий ток несинусоидальной формы, измеренный прибором, градуированным по синусоидальному току, может быть определен по формуле $I = I_n k_\Phi / 1,11$, где I_n — показание прибора.

Зависимость коэффициента выпрямления диодов от температуры, приложенного напряжения и частоты протекающего тока, а также влияние формы кривой измеряемого тока приводит к значительным погрешностям выпрямительных амперметров и вольтметров. Снижение погрешностей обычно производится путем включения дополнительных элементов в цепи приборов.

Сочетание магнитоэлектрического измерительного механизма, схемы выпрямления, шунта или добавочного резистора образует выпрямительный амперметр или вольтметр.

В качестве примера на рис. 5-26 приведена схема вольтметра с небольшими верхними пределами измерений. Уменьшение эквивалентного сопротивления выпрямительного моста при увеличении температуры окружающей среды компенсируется увеличением сопротивления добавочного резистора, выполненного частично из меди. Уменьшение частотной погрешности достигается включением конденсатора C (рис. 5-26). С повышением частоты шунтирующее действие емкости диодов увеличивается и показание прибора за счет снижения общего коэффициента выпрямления уменьшается. Благодаря емкости C , шунтирующей часть R_a , при повышении частоты общий ток вольтметра возрастает, что компенсирует уменьшение выпрямленного тока.

Выпускаемые в настоящее время выпрямительные приборы могут практически применяться только для измерения синусоидальных токов и напряжений из-за большого влияния формы кривой.

Выпрямительные приборы в большинстве случаев выполняют многопредельными и комбинированными. Этими приборами путем переключений элементов прибора с помощью переключателей можно измерять как постоянные, так и переменные токи и напряжения, а также измерять сопротивления по схеме омметра (см. § 5-3). Верхний предел измерений для выпрямительных приборов, выпускаемых отечественной промышленностью, составляет: тока — от 3 мА до 10 А, напряжения — от 75 мВ до 600 В (предел 75 мВ — только для постоянного напряжения), сопротивления — от 0,5 кОм до 5 МОм.

Из-за нелинейности вольт-амперных характеристик диодов при малых значениях переменных токов (напряжений) шкала в начальной части (0—15 %) неравномерная.

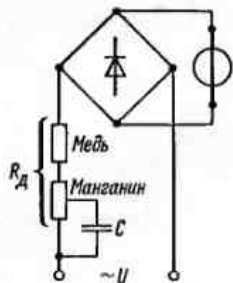


Рис. 5-26. Схема выпрямительного вольтметра

Основные достоинства выпрямительных приборов — высокая чувствительность, малое потребление мощности от измеряемой цепи, возможность работы на повышенных частотах. Выпрямительными приборами без частотной компенсации можно пользоваться для измерения токов и напряжений до частот 5000—10 000 Гц, в приборах с частотной компенсацией рабочий диапазон частот расширяется до 50 кГц. Точность выпрямительных приборов относительно невысока — класс точности обычно 1,5; 2,5.

Промышленность выпускает щитовые и переносные выпрямительные приборы. Примером переносного комбинированного выпрямительного прибора может служить прибор типа Ц4311, имеющий на постоянном токе класс точности 0,5, на переменном токе — 1,0. Верхние пределы измерений постоянного тока — от $3 \cdot 10^{-4}$ до 7,5 А; переменного тока — от $3 \cdot 10^{-3}$ до 7,5 А; напряжения постоянного тока — от $75 \cdot 10^{-3}$ до 750 В и напряжения переменного тока — от 0,75 до 750 В. Частотный диапазон от 45 до 8000 Гц — при измерении напряжений и от 45 до 16 000 Гц — при измерении тока.

Термоэлектрические приборы. Термоэлектрический прибор представляет собой соединение одного или нескольких термопреобразователей и магнитоэлектрического измерительного механизма с отсчетным устройством.

На рис. 5-27 показано устройство термопреобразователя, состоящего из термопары 1 и нагревателя 2. В качестве нагревателя используется проволока, допускающая длительный нагрев. При пропускании тока I_x через нагреватель он нагревается и на свободных концах термопары возникает термо-ЭДС, которая вызывает ток через измерительный механизм.

Термо-ЭДС, развиваемая термопреобразователем, пропорциональна количеству теплоты, выделенной измеряемым током в на-

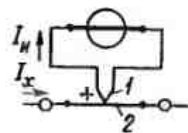


Рис. 5-27. Устройство термоэлектрического прибора

гревателе. Количество теплоты, в свою очередь, пропорционально квадрату действующего значения измеряемого тока I_x . Ток в цепи измерительного механизма $I = E/R_m$, где E — термо-ЭДС; R_m — сопротивление цепи катушки измерительного механизма. Таким образом, показания термоэлектрического прибора должны быть пропорциональны квадрату действующего значения измеряемого тока. Однако квадратичный характер шкалы имеет только в начальной части, при увеличении тепловых потерь нагревателя вследствие возрастания тока он исчезает.

Теплота, выделяемая током в нагревателе, в очень широких пределах не зависит от частоты, поэтому термоэлектрическими приборами можно пользоваться и на постоянном токе и на переменном, включая радиочастоты.

При малых значениях измеряемых токов (150—300 мА) применяют вакуумные термопреобразователи. В них нагреватель и термопара помещаются в стеклянный баллон, в котором создано разрежение. При этом достигается уменьшение потерь на теплоотдачу в окружающую среду и, следовательно, для нагревания рабочего конца термопары требуется меньшая мощность.

Расширение пределов измерений термоэлектрических амперметров на токи до 1 А производится включением измерительного механизма с отдельными термопреобразователями на каждый предел измерений. При измерении токов свыше 1 А для расширения пределов измерений пользуются высокочастотными измерительными трансформаторами тока. В термоэлектрических вольтметрах расширение пределов измерений производится с помощью добавочных резисторов, включаемых последовательно с нагревателем.

В термоэлектрических микроамперметрах используют вакуумные термопреобразователи с усилителями постоянного тока.

Основным достоинством термоэлектрических приборов является достаточно высокая точность измерений в расширенном диапазоне частот и при искаженной форме измеряемого тока или напряжения. Современные термопреобразователи используют как на постоянном токе, так и на частотах вплоть до 100 МГц. Однако на частотах примерно 5—10 МГц частотная погрешность термоэлектрического прибора может достигать 5—10 %. Объясняется это тем, что с увеличением частоты вследствие поверхностного эффекта повышается сопротивление нагревателя. Кроме того, при очень высоких частотах часть измеряемого тока ответвляется через собственные емкости, минуя нагреватель. Частотная погрешность у термоэлектрических вольтметров обычно выше, чем у амперметров из-за влияния изменения сопротивления добавочного резистора, который не может быть выполнен совершенно безреактивным.

К недостаткам термоэлектрических приборов следует отнести малую перегрузочную способность и ограниченный срок службы термопреобразователей, зависимость показаний прибора от температуры окружающей среды и значительное собственное потребление мощности (в амперметрах на 5 А примерно 1 В·А, ток полного отклонения вольтметров колеблется от 10 до 50 мА).

Промышленность выпускает многопредельные переносные термоэлектрические приборы, предназначенные для измерения переменных и постоянных токов от 100 мкА до 100 А, напряжений — от 150 мВ до 600 В. Приборы работают в диапазоне от постоянного тока до частот 50 МГц, класс точности 1,0 и 1,5. Высокочастотные термоэлектрические микроамперметры, например, типа Т133, с пределом измерений до 1000 мкА (четыре поддиапазона) имеют встроенный в прибор фотогальванометрический усилитель.

Глава шестая

ЭЛЕКТРОННЫЕ АНАЛОГОВЫЕ ПРИБОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

6-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Электронные аналоговые приборы и преобразователи представляют собой средства измерений, в которых преобразование сигналов измерительной информации осуществляется с помощью аналоговых электронных устройств. Выходной сигнал таких средств является непрерывной функцией измеряемой величины. Электронные приборы и преобразователи применяют при измерении практически всех электрических величин: напряжения, тока, частоты, мощности, сопротивления и т. д.

Благодаря применению электронных устройств удается расширить функциональные возможности средств измерений и обеспечить высокий уровень их метрологических характеристик: это, в первую очередь, относится к высокой чувствительности приборов, широкому диапазону измерений, малой потребляемой мощности от измеряемой цепи, широкому частотному диапазону и др.

В настоящее время широкое признание получили такие приборы, как электронно-лучевые осциллографы, электронные вольтметры, омметры, анализаторы спектра и др. В то же время некоторые аналоговые приборы, например частотомеры и фазометры, вытесняются соответствующими цифровыми приборами, что

обусловлено относительной простотой преобразования этих параметров в кодовый сигнал.

Весьма разнообразен перечень выпускаемых промышленностью электронных измерительных преобразователей электрических величин с аналоговым выходным сигналом. Такие преобразователи имеют, как правило, унифицированный выходной сигнал, в частности, в виде напряжения постоянного тока 0—10 В или постоянного тока 0—5 мА. Эти преобразователи широко используются в измерительных информационных системах.

В настоящей главе дано описание принципа действия наиболее распространенных электронных измерительных приборов, а также приведены примеры построения электронных измерительных преобразователей некоторых электрических величин в постоянное напряжение или ток.

6-2. ЭЛЕКТРОННЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ

В электронных вольтметрах измеряемое напряжение преобразуется с помощью аналоговых электронных устройств в постоянный ток, который подается на магнитоэлектрический измерительный механизм со шкалой, градуированной в единицах напряжения. Электронные вольтметры обладают высокой чувствительностью и широким диапазоном измеряемых напряжений (от десятков нановольт на постоянном токе до десятков киловольт), большим входным сопротивлением (более 1 МОм), могут работать в широком частотном диапазоне (от постоянного тока до частот порядка сотен мегагерц). Эти достоинства обусловили широкое распространение электронных вольтметров.

Наиболее часто в электронных вольтметрах применяют схемы с прямым преобразованием сигналов (см. § 4-5). В этом случае аналоговые электронные узлы могут вносить значительные погрешности. Особенно это сказывается при измерении малых напряжений или напряжений высоких частот. Поэтому электронные вольтметры обычно имеют относительно невысокие классы точности (1—6). Вольтметры с уравновешивающим преобразованием, как правило, имеют более высокие классы точности (0,2—2,5), но они более сложны и менее удобны в эксплуатации.

В настоящее время выпускается множество различных типов вольтметров. По своему назначению и принципу действия наиболее распространенные вольтметры могут быть подразделены на вольтметры постоянного тока, переменного тока, универсальные, импульсные и селективные.

Вольтметры постоянного тока. Упрощенная структурная схема таких вольтметров показана на рис. 6-1, где *ВД* — входной

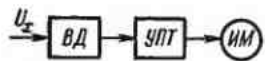


Рис. 6-1. Структурная схема электронного вольтметра постоянного тока

делитель напряжения; УПТ — усилитель постоянного тока; ИМ — магнитоэлектрический измерительный механизм. Угол отклонения указателя измерительного механизма $\alpha = k_{ВД}k_{УПТ}S_U U_x = k_V U_x$, где $k_{ВД}$, $k_{УПТ}$ — коэффициенты преобразования (усиления) соответственно ВД и УПТ, S_U — чувствительность по напряжению измерительного механизма; k_V — коэффициент преобразования электронного вольтметра; U_x — измеряемое напряжение.

Последовательное соединение делителя напряжения и усилителя является характерной особенностью построения всех электронных вольтметров. Такая структура позволяет делать вольтметры высокочувствительными и многопредельными за счет изменения в широких пределах их общего коэффициента преобразования¹. Однако повышение чувствительности вольтметров постоянного тока путем увеличения коэффициента усиления УПТ наталкивается на технические трудности из-за нестабильности работы УПТ, характеризующейся изменением $k_{УПТ}$ и дрейфом «нуля» (самопроизвольным изменением выходного сигнала) усилителя. Поэтому в таких вольтметрах, как правило, $k_{УПТ} \approx 1$, а основное назначение УПТ — обеспечить большое входное сопротивление вольтметра. В связи с этим верхний предел измерений таких вольтметров не бывает ниже десятков или единиц милливольт.

Для уменьшения влияния нестабильности УПТ в вольтметрах предусматривают возможность регулировки перед измерением «нуля» и коэффициента преобразования усилителя.

Рассмотренная структурная схема вольтметра постоянного тока используется в составе универсальных вольтметров (см. далее), поскольку при незначительном усложнении — добавлении преобразователя переменного напряжения в постоянное, появляется возможность измерения и переменного напряжения.

Для создания высокочувствительных вольтметров постоянного тока (микровольтметров) применяют усилители постоянного тока, построенные по схеме М — ДМ (модулятор — демодулятор), показанной на рис. 6-2, а, где М — модулятор; ДМ — демодулятор; Г — генератор; У_~ — усилитель переменного тока. Усилители переменного тока не пропускают постоянную составляющую сигнала, и поэтому у них отсутствует дрейф «нуля», характерный для УПТ. На рис. 6-2, б показана упрощенная вре-

менная диаграмма напряжений на выходе отдельных блоков. Генератор управляет работой модулятора и демодулятора, представляющих собой в простейшем случае аналоговые ключи (см. § 8-3), синхронно замыкая и размыкая их с некоторой частотой. На выходе модулятора возникает однополярный импульсный сигнал, амплитуда которого пропорциональна измеряемому напряжению. Переменная составляющая этого сигнала усиливается усилителем У_~, а затем выпрямляется демодулятором. Применение управляемого демодулятора делает вольтметр чувствительным к полярности входного сигнала.

Среднее значение напряжения выходного сигнала пропорционально входному напряжению $U_{ср} = k U_x$. Поскольку такая схема усилителя позволяет практически убрать дрейф «нуля» и имеет табильный коэффициент усиления, коэффициент k может достигать больших значений, например $k = 3,33 \cdot 10^5$ для микровольтметра В2-25. Вследствие этого у микровольтметров верхний предел измерений при наивысшей чувствительности может составлять единицы микровольт. Так, микровольтметр постоянного тока В2-25 имеет верхние пределы измерений 3, 10—300, 000 мкВ при основной приведенной погрешности $\pm (0,5—6) \%$.

Вольтметры переменного тока. Такие вольтметры состоят из преобразователя переменного напряжения в постоянное, усилителя и магнитоэлектрического измерительного механизма. Возможны две обобщенные структурные схемы вольтметров переменного тока (рис. 6-3), различающиеся своими характеристиками. В вольтметрах по схеме рис. 6-3, а измеряемое напряжение u_x сначала преобразуется в постоянное напряжение, которое затем подается на УПТ и ИМ, являющиеся, по существу, вольтметром постоянного тока. Преобразователь Пр представляет собой малоинерционное нелинейное звено (см. далее), поэтому вольтметры с такой структурой могут работать в широком частотном диапа-

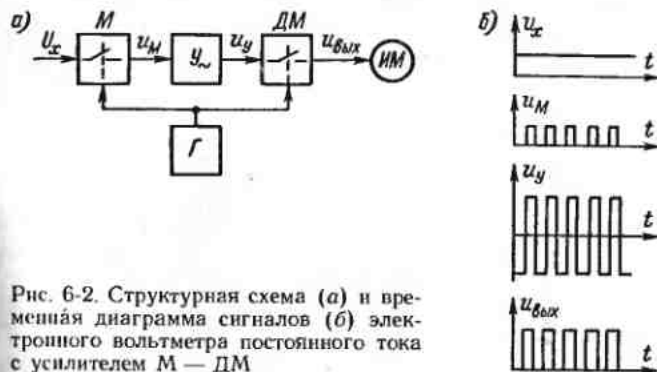


Рис. 6-2. Структурная схема (а) и временная диаграмма сигналов (б) электронного вольтметра постоянного тока с усилителем М — ДМ

¹ В дальнейшем для упрощения структурных схем вольтметров входной делитель не будет изображаться на рисунках.

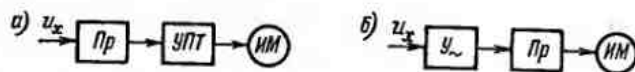


Рис. 6-3. Структурные схемы вольтметров переменного тока

зоне (от десятков герц до 10^3 МГц). Для уменьшения влияния распределенных емкостей и индуктивностей входного кабеля и входной цепи прибора преобразователи обычно выполняют в виде выносных узлов-пробников. В то же время указанные недостатки УПТ и особенности работы нелинейных элементов при малых напряжениях не позволяют делать такие вольтметры высокочувствительными. Обычно их верхний предел измерений при максимальной чувствительности составляет десятки — единицы милливольт.

В вольтметрах, выполненных по схеме 6-3, б, благодаря предварительному усилению удастся повысить чувствительность. Однако создание усилителей переменного тока с большим коэффициентом усиления, работающих в широком диапазоне частот, — достаточно трудная техническая задача. Поэтому такие вольтметры имеют относительно низкий частотный диапазон (1—10 МГц); верхний предел измерений при максимальной чувствительности составляет десятки или сотни микровольт.

В зависимости от вида преобразователя переменного напряжения в постоянное отклонения указателя измерительного механизма вольтметров могут быть пропорциональны амплитудному (пиковому), среднему (средневыпрямленному) или действующему значениям измеряемого напряжения. В связи с этим вольтметры называют соответственно вольтметрами амплитудного, среднего или действующего значения. Однако независимо от вида преобразователя шкалу вольтметров переменного тока, как правило, градуируют в действующих значениях напряжения синусоидальной формы.

Вольтметры амплитудного значения имеют преобразователи амплитудных значений (пиковые детекторы) с открытым (рис. 6-4, а) или закрытым (рис. 6-5, а) входами, где $u_{вх}$ и $u_{вых}$ — входное и выходное напряжения преобразователя. Если вольт-

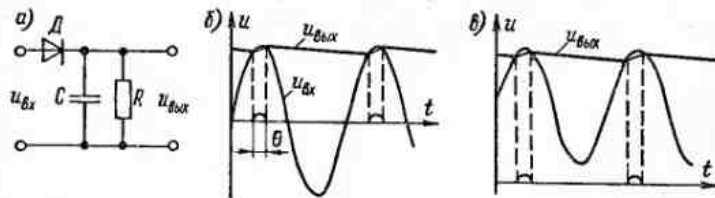


Рис. 6-4. Схема (а) и временные диаграммы сигналов (б) и (в) преобразователя амплитудных значений (пикового детектора) с открытым входом

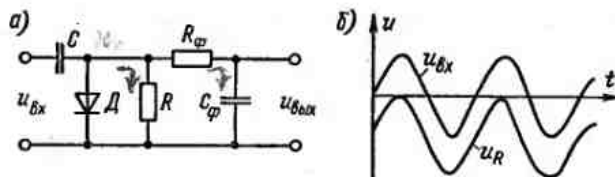


Рис. 6-5. Схема (а) и временные диаграммы сигналов (б) преобразователя амплитудных значений с закрытым входом

метр имеет структуру рис. 6-3, а, то для преобразователя $u_{вх} = u_x$. В амплитудных преобразователях с открытым входом конденсатор заряжается практически до максимального $u_{x \max}$ положительного (при данном включении диода) значения входного напряжения (см. рис. 6-4, б). Пульсации напряжения $u_{вых}$ на конденсаторе объясняются его подзарядом при открытом диоде, когда $u_{вх} > u_{вых}$, и его разрядом через резистор R при закрытом диоде, когда $u_{вх} < u_{вых}$. Как видно из рисунка, отпирание диода и подзаряд конденсатора происходит лишь в короткие промежутки времени θ , определяемые постоянными времени заряда τ_z и разряда τ_r . Для того чтобы пульсации напряжения на выходе преобразователя были незначительными, необходимо обеспечить $\tau_z < 1/f_n$, $\tau_r > 1/f_n$, где f_n , f_n — верхняя и нижняя границы частотного диапазона вольтметра. При этом среднее значение выходного напряжения $u_{ср} \approx u_{x \max}$ и, следовательно, угол отклонения указателя измерительного механизма

$$\alpha = k_V u_{x \max}$$

где k_V — коэффициент преобразования вольтметра.

Особенностью амплитудных преобразователей с открытым входом является то, что они пропускают постоянную составляющую входного сигнала (положительную для данного включения диода). Так, при $u_{вх} = U_0 + U_m \sin \omega t$ с $U_0 > U_m$ (см. рис. 6-4, в) среднее значение выходного напряжения $u_{ср} \approx U_0 + U_m$. Следовательно, $\alpha = k_V (U_0 + U_m)$. Очевидно, при $u_{вх} < 0$ подвижная часть ИМ не будет отклоняться, поскольку в этом случае закрыт диод D .

В преобразователях с закрытым входом (рис. 6-5, а, б) в установившемся режиме на резисторе R независимо от наличия постоянной составляющей входного сигнала имеется пульсирующее напряжение u_R , изменяющееся от 0 до $-2U_m$, где U_m — амплитуда переменной составляющей входного напряжения. Среднее значение этого напряжения практически равно U_m . Для уменьшения пульсаций выходного напряжения в таких преобразователях

устанавливается фильтр нижних частот $R_{\phi}C_{\phi}$. Таким образом, показания вольтметра в этом случае определяются только амплитудным значением переменной составляющей входного напряжения u_x , т. е. $\alpha = k_V U_m$.

Особенности амплитудных преобразователей с открытым и закрытым входами следует учитывать при измерении электронными вольтметрами.

Поскольку шкала вольтметров градуируется в действующих значениях синусоидального напряжения, то при измерении напряжений другой формы необходимо делать соответствующий пересчет, если известен коэффициент амплитуды измеряемого напряжения. Амплитудное значение измеряемого напряжения несинусоидальной формы $U_m = k_{a,c} U_{np} = 1,41 U_{np}$, где $k_{a,c} = 1,41$ — коэффициент амплитуды синусоиды; U_{np} — значение напряжения, отсчитанное по шкале прибора. Действующее значение измеряемого напряжения $U = U_m / k_a = 1,41 U_{np} / k_a$, где k_a — коэффициент амплитуды измеряемого напряжения.

Вольтметры среднего значения имеют преобразователи переменного напряжения в постоянное, аналогичные преобразователям, используемым в выпрямительных приборах (см. § 5-4). Такие вольтметры обычно имеют структуру, показанную на рис. 6-3, б. В этом случае на выпрямительный преобразователь подается предварительно усиленное напряжение u_x , что повышает чувствительность вольтметров и уменьшает влияние нелинейности диодов. Угол отклонения подвижной части измерительного механизма у таких вольтметров пропорционален средневыпрямленному значению измеряемого напряжения, т. е.

$$\alpha = k_V \frac{1}{T} \int_0^T |u_x(t)| dt = k_V U_{xcp}$$

Шкала таких вольтметров также градуируется в действующих значениях синусоидального напряжения. При измерении напряжения несинусоидальной формы среднее значение этого напряжения $U_{cp} = U_{np} / k_{\phi,c} = U_{np} / 1,11$, а действующее — $U = k_{\phi} U_{cp} = k_{\phi} U_{np} / 1,11$, где U_{np} — показание вольтметра; $k_{\phi,c} = 1,11$ — коэффициент формы синусоиды; k_{ϕ} — коэффициент формы измеряемого напряжения.

Вольтметры действующего значения имеют преобразователь переменного напряжения с квадратичной статической характеристикой преобразования $u_{вых} = k u_{вх}^2$. В качестве такого преобразователя используют термопреобразователи, квадратирующие устройства с кусочно-линейной аппроксимацией параболы, электронные лампы и другие. При этом если вольтметр действующего значения выполнен по структурным схемам, изображенным на

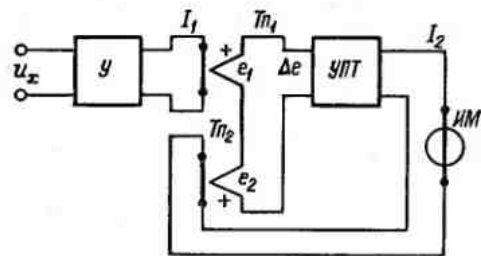


Рис. 6-6. Схема электронного вольтметра действующего значения (с равномерной шкалой)

рис. 6-3, то независимо от формы кривой измеряемого напряжения отклонение указателя измерительного механизма пропорционально квадрату действующего значения измеряемого напряжения:

$$\alpha = k_V \frac{1}{T} \int_0^T u_x^2(t) dt = k_V U_x^2$$

Как видно, такой вольтметр имеет квадратичную шкалу.

Вольтметр действующего значения с равномерной шкалой показан на рис. 6-6, где используются два квадратических преобразователя, один из которых включен в цепь отрицательной обратной связи. В качестве таких преобразователей используют термопреобразователи, для которых термо-ЭДС равны соответственно: $e_1 = k_1 I_1^2$, $e_2 = k_2 I_2^2$, где I_1, I_2 — токи, протекающие через нагреватели термопар; k_1, k_2 — коэффициенты, зависящие от свойств термопреобразователей. Выходной ток широкополосного усилителя переменного тока $У$ пропорционален измеряемому напряжению: $I_1 = k_Y U_x$, поэтому $e_1 = k_1 k_Y^2 U_x^2$. При большом коэффициенте усиления $УПТ$ его входной сигнал $\Delta e = e_1 - e_2 \approx 0$. Следовательно, $e_1 \approx e_2$, $k_1 k_Y^2 U_x^2 = k_2 I_2^2$ и отклонение указателя измерительного механизма

$$\alpha = S_1 I_2 = S_1 k_Y \sqrt{k_1 / k_2} U_x = k_V U_x$$

Таким образом, отклонение указателя измерительного механизма пропорционально действующему значению измеряемого напряжения.

В качестве примера можно привести выпускаемые промышленностью милливольтметр переменного тока ВЗ-43 с амплитудным преобразователем, имеющий верхние пределы измерений 10, 30 мВ — 3 В и основную погрешность $\pm (4-25) \%$ в диапазоне частот 10 Гц — 1 ГГц; милливольтметр переменного тока ВЗ-41 с выпрямительным преобразователем, имеющий верхние пре-

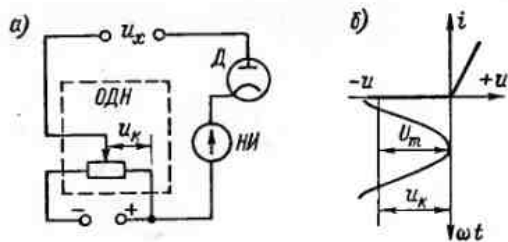


Рис. 6-7. Схема (а) и временная диаграмма сигналов (б) диодно-компенсационного вольтметра

делы 3, 10 мВ — 300 В и основную погрешность $\pm (2,5-10) \%$ в диапазоне частот 20 Гц — 10 МГц; микровольтметр переменного тока ВЗ-40 с термопреобразователями в цепях прямого и обратного преобразования, имеющий верхние пределы 30, 100 мкВ — 300 В и основную погрешность $\pm (2,5-10) \%$ в диапазоне частот 5 Гц — 5 МГц.

Кроме рассмотренных вольтметров переменного тока, в настоящее время выпускаются *диодно-компенсационные вольтметры*.

Принцип действия таких вольтметров поясняется схемой рис. 6-7, а, основными элементами которой являются: диод D ; высокочувствительный магнитоэлектрический гальванометр — нуль-индикатор $НИ$; образцовый делитель напряжения $ОДН$. Основываясь на идеализированном представлении вольт-амперной характеристики диода (рис. 6-7, б) в виде ломаной линии, можно считать, что в отсутствие подаваемого на вход вольтметра напряжения $u_x = U_m \sin \omega t$ при $U_k < U_m$ через диод не протекает ток. При подключении напряжения $u_x = U_m \sin \omega t$ при $U_k < U_m$ через диод начинает протекать некоторый ток, вызывая отклонение указателя нуль-индикатора. Увеличивая (по модулю) компенсационное напряжение U_k , добиваются отсутствия тока через $НИ$. В момент, когда ток в $НИ$ исчезает, $U_m = U_k$. Отсчет снимают по положению рукоятки $ОДН$. Высокая чувствительность $НИ$ и высокая точность установки U_k позволяют получать малые погрешности измерений (до 0,2 %).

Эти вольтметры являются наиболее точными из существующих электронных вольтметров, обладают высоким входным сопротивлением, широким частотным диапазоном (до 10^3 МГц). Недостаток прибора — сложность эксплуатации.

Диодно-компенсационные вольтметры могут использоваться для точного измерения напряжения синусоидальной формы, а также для проверки и градуировки электронных вольтметров. Среди различных типов имеются вольтметры, предназначенные для измерения как периодических, так и импульсных напряже-

ний. Таким прибором является компенсационный вольтметр ВЗ-49, имеющий верхние пределы измерений 300 мВ, 1—1000 В и основную погрешность $\pm (0,15-2,7) \%$ на постоянном токе и $\pm (0,2-12) \%$ на переменном токе в диапазоне частот 20 Гц — 1 ГГц.

Наряду с вольтметрами приборостроительная промышленность выпускает измерительные преобразователи напряжения (переменного и постоянного) и тока (переменного и постоянного) в унифицированный сигнал постоянного тока. Принципы построения таких преобразователей во многом схожи с рассмотренными принципами построения электронных вольтметров. Отличительной особенностью преобразователей является отсутствие на выходе измерительного механизма.

Универсальные вольтметры. Такие вольтметры предназначены для измерения напряжений постоянного и переменного токов. Обобщенная структурная схема показана на рис. 6-8, где B — переключатель. В зависимости от положения переключателя B вольтметр работает по схеме вольтметра переменного тока с преобразователем Π (положение 1) или вольтметра постоянного тока (положение 2).

В универсальных вольтметрах, называемых также комбинированными, часто предусматривается возможность измерения сопротивлений R_x . В таких вольтметрах имеется преобразователь Π_R , выходное напряжение которого зависит от неизвестного сопротивления: $U_{вых} = f(R_x)$ (см. § 6-5). На основании этой зависимости шкала прибора градуируется в единицах сопротивления. При измерении резистор с неизвестным сопротивлением подключается к входным зажимам преобразователя, а переключатель ставится в положение 3.

В качестве примера укажем универсальный вольтметр В7-26, имеющий верхние пределы измерений на постоянном токе 0,3, 1—300 В, на переменном токе 1, 3—300 В, основную погрешность $\pm 2,5 \%$ на постоянном токе и $\pm (4-6) \%$ на переменном токе в диапазоне частот 20 Гц — 10^3 МГц. Кроме того, этот прибор предназначен для измерения сопротивления постоянному току в диапазоне 10 Ом — 1000 МОм с основной погрешностью, не превышающей $\pm 2,5 \%$.

Импульсные вольтметры. Для измерения амплитуды импульсных сигналов различной формы применяют импульсные вольтметры. Особенности работы им-

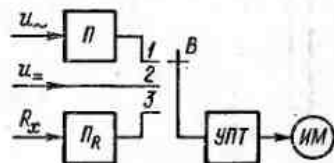


Рис. 6-8. Структурная схема универсального вольтметра

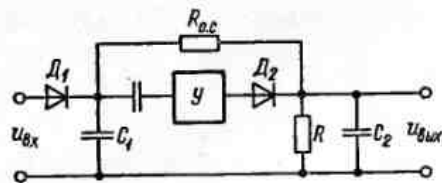


Рис. 6-9. Компенсационная схема амплитудного преобразователя

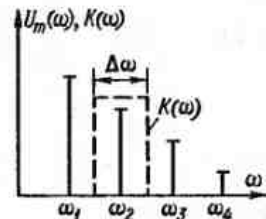
пульсных вольтметров определяются малой длительностью t измеряемых импульсов (от 10—100 нс) и значительной скважностью $\theta = T/t$ (до 10^9), где T — период следования импульсов.

Импульсные вольтметры градуируют в амплитудных значениях измеряемых импульсов.

Импульсные вольтметры могут быть выполнены по структурной схеме рис. 6-3, а, при этом используют преобразователи амплитудных значений с открытым входом, выходное напряжение которых должно быть равно амплитуде U_m измеряемых импульсов. Большая скважность импульсов и малая их длительность предъявляют жесткие требования к преобразователям амплитудных значений. Поэтому в современных импульсных вольтметрах применяют компенсационные схемы амплитудных преобразователей (рис. 6-9). Входные импульсы $u_{вх}$ заряжают конденсатор C_1 . Переменная составляющая напряжения на этом конденсаторе, вызванная подзарядом его измеряемыми импульсами и разрядом между импульсами (аналогично рис. 6-4, в), усиливается усилителем $У$ переменного тока и выпрямляется с помощью диода D_2 . Постоянная времени цепи RC_2 выбирается достаточно большой, поэтому напряжение на конденсаторе C_2 в промежутке между импульсами изменяется незначительно. С выхода преобразователя при помощи резистора $R_{в.с.}$ обратной связи на конденсатор C_1 подается компенсирующее напряжение. При большом коэффициенте усиления усилителя это приводит к значительному уменьшению переменной составляющей напряжения на конденсаторе C_1 , вследствие чего в установившемся режиме напряжение на этом конденсаторе практически равно амплитуде измеряемых импульсов, а выходное напряжение пропорционально этой амплитуде: $u_{вых} = U_m R / (R + R_{в.с.})$.

В нормативно-технической документации для импульсных вольтметров указывается диапазон допустимых значений длительности импульсов (или их частота) и скважность, при которых погрешности вольтметров находятся в пределах нормированных значений. Так, импульсный вольтметр В4-9А имеет верхние пределы измерений 2,5, 10, 20 В и основную погрешность $\pm (2,5-$

Рис. 6-10. Спектр $U_m(\omega)$ некоторого сигнала и амплитудно-частотная характеристика идеального полосового фильтра



4,0) % при частоте следования импульсов 1 Гц — 300 МГц и скважности от 2 до $3 \cdot 10^8$.

Селективные вольтметры. Такие вольтметры предназначены для измерения действующего значения напряжения в некоторой полосе частот или действующего значения отдельных гармонических составляющих измеряемого сигнала.

Принцип действия селективного вольтметра заключается в выделении отдельных гармонических составляющих сигнала или сигнала узкой полосы частот с помощью перестраиваемого полосового фильтра и измерении действующего значения выделенных сигналов. На рис. 6-10 сплошными вертикальными линиями показан спектр некоторого измеряемого сигнала, а штриховой линией — идеализированная амплитудно-частотная характеристика полосового фильтра, имеющего коэффициент передачи $K(\omega) = k = \text{const}$ — для $\omega \in [\omega_{п.ф.} \pm \Delta\omega/2]$, $K(\omega) = 0$ — для остальных частот, где $\omega_{п.ф.}$ — средняя частота настройки полосового фильтра, а $\Delta\omega$ — полоса пропускания фильтра. Частоту $\omega_{п.ф.}$ можно изменять в пределах, определяемых устройством селективного вольтметра. Для измеряемого сигнала со спектром, изображенным на рис. 6-10, на выходе полосового фильтра появится синусоидальный сигнал с частотой ω_2 и амплитудой $kU_m(\omega_2)$. Следовательно, измеряя действующее значение выходного сигнала полосового фильтра, можно определить действующее значение гармонической составляющей измеряемого сигнала на частоте ω_2 . Изменяя частоту $\omega_{п.ф.}$, можно измерять действующие значения различных гармонических составляющих.

Физически реализуемый полосовой фильтр не обладает строго прямоугольной амплитудно-частотной характеристикой. Это может привести к тому, что через такой фильтр пройдут соседние гармонические составляющие с некоторым коэффициентом $k(\omega) \neq 0$. Кроме того, спектр измеряемого сигнала может быть таким, что через полосовой фильтр в пределах полосы пропускания $\Delta\omega$ пройдут сразу несколько гармонических составляющих этого сигнала. В этих случаях селективный вольтметр измеряет действующее значение суммы гармонических составляющих, прошедших через фильтр, с учетом реальных коэффициентов передачи для каждой составляющей.

Упрощенная структурная схема селективного вольтметра показана на рис. 6-11. Измеряемый сигнал u_x через избирательный

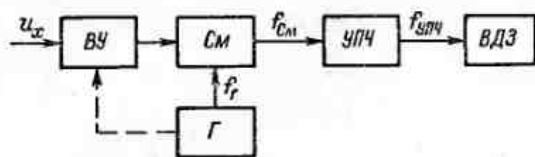


Рис. 6-11. Структурная схема селективного вольтметра

входной усилитель *ВУ* подается на смеситель *СМ*, предназначенный для преобразования частотного спектра измеряемого сигнала. На выходе смесителя появляется сигнал, пропорциональный измеряемому сигналу, но с частотами спектра $f_{cm i} = f_r - f_{xi}$, где f_{xi} — частота гармонических составляющих входного сигнала; f_r — частота сигнала синусоидального генератора *Г*, называемого также гетеродином. Усилитель промежуточной частоты *УПЧ* настроен на некоторую фиксированную среднюю частоту $f_{впч}$. Поэтому на выход *УПЧ* пройдет только та составляющая выходного сигнала смесителя, частота которой $f_{cm j} = f_{впч}$. Этот сигнал соответствует гармонической составляющей измеряемого сигнала с частотой $f_{xi} = f_r - f_{впч}$. Действующее значение этой гармонической составляющей измеряется вольтметром действующего значения *ВДЗ*. Изменяя частоту генератора f_r , можно измерять действующее значение различных гармонических составляющих сигнала u_x .

Функцию полосового фильтра в этой схеме выполняет *УПЧ*. Благодаря фиксированному (неперестраиваемому) значению частоты настройки *УПЧ* этот усилитель имеет большой коэффициент усиления и узкую полосу пропускания, что обеспечивает высокую чувствительность и избирательность селективного вольтметра.

Промышленностью выпускается селективный микровольтметр В6-9, имеющий верхние пределы измерений 3, 10 мкВ — 1 В, основную погрешность $\pm (6-15) \%$ в диапазоне частот 20 Гц — 100 кГц.

6-3. ПРИБОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ ЧАСТОТЫ И ФАЗЫ

В электронных аналоговых частотомерах применяются в основном два способа измерения частоты. Первый, используемый в области звуковых частот, основан на формировании импульсов, имеющих постоянную площадь, ограниченную кривой импульса тока и осью времени на диаграмме. Частота этих импульсов до-

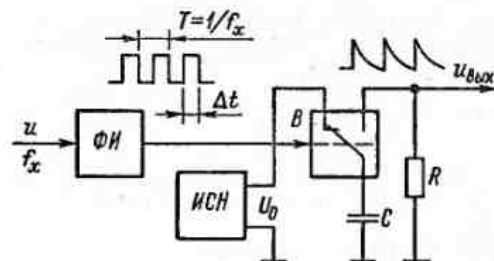


Рис. 6-12. Структурная схема преобразователя частоты в напряжение

жна быть равна частоте измеряемого сигнала. Среднее значение напряжения этих импульсов пропорционально измеряемой частоте. Известны схемы измерительных преобразователей частоты в напряжение (ПЧН), реализующие этот способ. Такие преобразователи применяют как в измерительных информационных системах, так и в электронных частотомерах, в которых на выходе ПЧН устанавливают магнитоэлектрический измерительный механизм. Упрощенная схема преобразователя с использованием перезаряда конденсатора показана на рис. 6-12, где *ФН* — формирователь импульсов постоянной длительности Δt с частотой f_x входного сигнала u ; *ИСН* — источник стабильного напряжения U_0 ; *B* — переключатель, *C* — конденсатор; *R* — нагрузка, в качестве которой, в частности, может быть использован магнитоэлектрический измерительный механизм. Выходные импульсы формирователя управляют работой переключателя *B*, поочередно подключая его к *ИСН* и к нагрузке *R*. Если постоянные времени заряда и разряда конденсатора подобраны так, что он практически полностью успевает зарядиться от *ИСН* и разрядиться на *R*, то среднее значение выходного напряжения будет $U_{cp} = RU_0 C f_x$, где $U_0 C = q$ — заряд конденсатора, отдаваемый в нагрузку при каждом импульсе.

Этот принцип положен в основу частотомера типа Ф 5043, имеющего верхний предел измерений 20 кГц и класс точности 0,5.

В основе второго, резонансного, способа измерения лежит сравнение частоты колебаний исследуемого источника с собственной частотой колебаний резонансного контура (рис. 6-13). Источник напряжения u неизвестной частоты f_x может быть непосредственно включен в колебательный контур или связан с ним через элемент связи *M*. Источник напряжения измеряемой частоты является источником ЭДС в контуре. Изменяя емкость

Рис. 6-13. Функциональная схема резонансного преобразователя частоты в напряжение

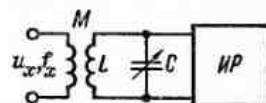
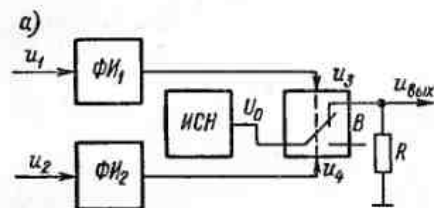


Рис. 6-14. Структурная схема (а) и временная диаграмма сигналов (б) преобразователя фазы в напряжение

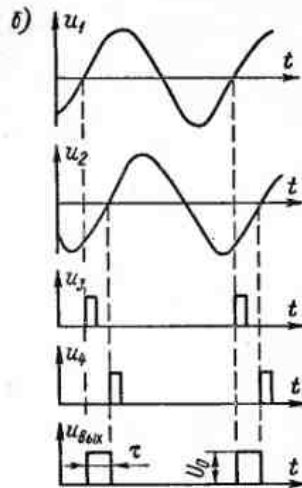


конденсатора C , можно по показаниям индикатора резонанса $ИР$ настроить контур в резонанс, при котором $f_{рез} = 1/(2\pi \sqrt{LC})$. При известной индуктивности L контура шкала конденсатора C градуируется в единицах частоты. Резонансные частотомеры используют, как правило, для измерений в области высоких частот.

Измерительные преобразователи фазы в напряжение могут быть построены по принципу формирования прямоугольных импульсов, длительность которых пропорциональна измеряемой фазе. На рис. 6-14 показана упрощенная схема и диаграмма, поясняющая работу такого преобразователя. Схема содержит два формирователя импульсов $\Phi И_1$ и $\Phi И_2$, вырабатывающих короткие импульсы в моменты перехода напряжений u_1 и u_2 через нуль от отрицательных значений к положительным. Сформированные импульсы управляют электронным ключом B , который замыкается при поступлении импульса от $\Phi И_1$ и размыкается при поступлении импульса от $\Phi И_2$. В результате этого на нагрузке выделяются импульсы длительностью τ и амплитудой U_0 . Среднее значение напряжения этих импульсов $U_{cp} = U_0\tau/T = \varphi_x U_0/360$.

6.4. ПРИБОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ МОЩНОСТИ И ЭНЕРГИИ

Электронные приборы для измерения мощности — *электронные ваттметры* могут быть построены на основе измерительного преобразователя мощности в напряжение, на выходе которого



устанавливается магнитоэлектрический измерительный механизм со шкалой, градуированной в единицах мощности. В настоящее время выпускаются измерительные преобразователи активной, реактивной и полной мощности переменного тока, которые предназначены для работы как в однофазных, так и трехфазных цепях. Принципы построения этих преобразователей во многом схожи. Рассмотрим основные способы построения преобразователей активной мощности.

В основе работы преобразователей активной мощности лежит реализация зависимости $P = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt$, где P — измеряемая мощность; T — период тока i и напряжения u на нагрузке.

Отсюда следует, что необходимым элементом преобразователя является устройство перемножения величин u и i . В зависимости от способа получения произведения u и i имеются параметрические и модуляционные множительные устройства $МУ$.

Параметрические множительные устройства могут быть с прямым и косвенным перемножением. При прямом перемножении используется четырехполюсник, на вход которого подается одна величина (например, u), а вторая величина (i) управляет коэффициентом его передачи. В этом случае выходной сигнал четырехполюсника пропорционален произведению ui . На этой основе построен преобразователь, представленный на рис. 6-15, а, где OU — операционный усилитель; R — резистор постоянного сопротивления; R_y — резистор, управляемый током i , сопротивление которого $R_y = ki$ (например, полевой транзистор), $УУ$ — устройство усреднения. Выходной сигнал операционного усилителя (см. § 6-5) $u_b = uR_y/R = uik/R$.

Устройство усреднения, например фильтр нижних частот или электромеханический измерительный механизм, должно иметь

большую постоянную времени. Поэтому $U_{вых} = \frac{1}{T} \int_0^T u_b dt = \frac{k}{R} \frac{1}{T} \int_0^T u i dt = \frac{k}{R} P$. Если напряжение $U_{вых}$ подается на маг-

нитоэлектрический измерительный механизм, то угол отклонения подвижной части $\alpha = S_U U_{вых} = (S_U k/R) P$, где S_U — чувствительность по напряжению измерительного механизма.

Параметрические множительные устройства могут быть построены с использованием косвенных способов умножения. Так, на основании зависимости $4u_1u_2 = (u_1 + u_2)^2 - (u_1 - u_2)^2$ построен преобразователь, структурная схема которого показана на рис. 6-15, б, где Π — преобразователь тока в напряжение: $u_i = ki$; $\Phi\Pi_1, \Phi\Pi_2$ — функциональные преобразователи (квадратирующие

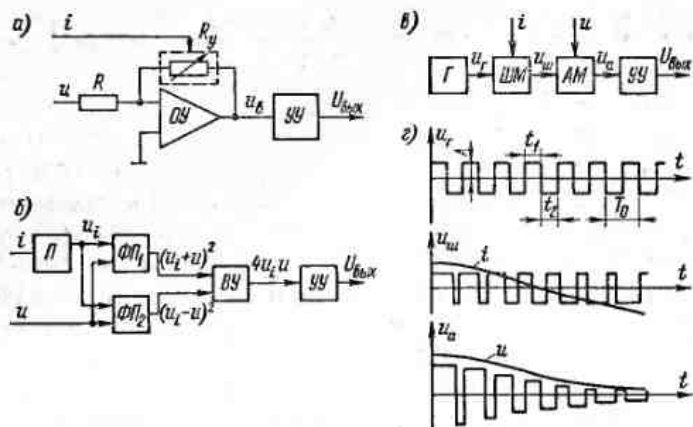


Рис. 6-15. Структурные схемы (а — в) и временные диаграммы сигналов (г) преобразователей мощности в напряжение

устройства), осуществляющие возведение в квадрат, соответственно суммы и разности входных напряжений; ВУ — вычитающее устройство. Из рисунка видно, что $U_{\text{вых}} = \frac{1}{T} \int_0^T 4kuidt = 4kP$.

В таких схемах операция умножения заменяется более простой операцией возведения в степень, которая может быть реализована с помощью некоторых элементов (полупроводниковых и вакуумных диодов, полупроводниковых резисторов и транзисторов и др.), имеющих квадратичную вольт-амперную характеристику. Нашли также применение квадратирующие устройства на основе кусочно-линейной аппроксимации параболы, выполненные на диодах и резисторах.

Наиболее точными являются модуляционные множительные устройства, основанные на двойной модуляции импульсных сигналов. Используются различные виды модуляции, среди которых наибольшее распространение получила широтно-импульсная и амплитудно-импульсная модуляция (ШИМ — АИМ). На рис. 6-15, в показана структурная схема преобразователя с ШИМ—АИМ, а на рис. 6-15, г — временная диаграмма, поясняющая принцип его работы. Генератор Г вырабатывает прямоугольные двухполярные импульсы с постоянными амплитудой А, периодом T_0 и длительностями положительной (t_1) и отрицательной ($t_2 = -t_1$) полуволн. Среднее значение напряжения на выходе генератора равно нулю. В широтном модуляторе ШМ длительность импульсов под действием тока i изменяется по зависимости ($t_1 -$

Рис. 6-16. Структурная схема электронного счетчика активной энергии



$-t_2)/T_0 = \Delta t/T_0 = k_{\omega}i$, где $\Delta t = t_1 - t_2$; k_{ω} — коэффициент преобразования ШМ. Среднее за период T_0 значение напряжения импульса на выходе ШМ будет $u_{\text{ш}T_0} = \Delta t/T_0 A = k_{\omega}iA$. В амплитудном модуляторе АМ амплитуда А этих импульсов модулируется пропорционально входному напряжению $A = k_a u$, где k_a — коэффициент преобразования АМ. Тогда $u_{\text{а}T_0} = k_a k_{\omega} u i$, т. е. среднее за период T_0 значение напряжения на выходе АМ пропорционально мгновенному значению измеряемой мощности. Напряжение на выходе устройства усреднения

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{а}T_0} dt = \frac{1}{T} \int_0^T k_a k_{\omega} u i dt = k_a k_{\omega} P,$$

где T — период изменения тока i и напряжения u .

Электронные счетчики активной энергии строятся на основе преобразователя мощности с последующим интегрированием его

выходной величины в соответствии с зависимостью $W = \int_{t_1}^{t_2} P dt$.

Одна из возможных структурных схем такого счетчика показана на рис. 6-16, где ПМН — преобразователь мощности в напряжение, представленный на рис. 6-15, в; ПНЧ — преобразователь напряжения в частоту; СИ — счетчик импульсов. Как было показано, $U_{\text{вых}}$ пропорционально активной мощности P . С помощью ПНЧ напряжение $U_{\text{вых}}$ преобразуется в частоту f импульсов, которая, таким образом, пропорциональна мощности P . Выходные импульсы ПНЧ подсчитываются (интегрируются) счетчиком импульсов СИ. Следовательно, показания СИ пропорциональны активной энергии W .

Серийно выпускаемые в настоящее время электронные счетчики активной энергии переменного тока имеют класс точности 0,2—2,5. Так счетчик САЗУ-И670Д, рассчитанный на номинальные токи 5 и 10 А и напряжения 220 и 380 В, имеет класс точности 2,0.

Применяют электронные счетчики постоянного тока: счетчики киловатт-часов, счетчики ампер-часов и счетчики вольт-часов. Счетчики ампер-часов и вольт-часов строятся на основе преобразователей тока в частоту или напряжения в частоту с последующим счетом импульсов.

Промышленностью выпускаются счетчики ампер-часов типа СА-Ф603П класса 1,0 на номинальные токи от 6 до 7500 А и счет-

чки вольт-часов типа СВ-Ф605 класса точности 0,2 на номинальные напряжения 6, 24, 100, 400 В.

6.5. ПРИБОРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Электронные омметры. Эти приборы имеют широкий диапазон измеряемых сопротивлений (10^{-4} — 10^{17} Ом) и достаточно просты в эксплуатации. Точность таких омметров, как правило, невысока: приведенная погрешность составляет единицы процентов и увеличивается до 10—15 % при измерении особо больших сопротивлений ($R > 10^{12}$ Ом). В зависимости от диапазона измерений их называют омметрами, миллиомметрами, тераомметрами или мегомметрами.

В основе работы электронных омметров лежит преобразование измеряемого сопротивления в функционально связанное с ним напряжение постоянного тока, которое подается на магнитоэлектрический измерительный механизм; при этом шкала измерительного механизма градуируется в единицах сопротивления. Наибольшее распространение получили схемы омметров, изображенные на рис. 6-17 и 6-18, где ИСН — источник стабильного напряжения U_0 ; УПТ — усилитель постоянного тока; ОУ — операционный усилитель, ИМ — измерительный механизм, R_x — измеряемое сопротивление; R_0 — известное сопротивление; U_x — напряжение, функционально связанное с измеряемым сопротивлением R_x . Возможны два варианта включения R_0 и R_x , показанные на рисунках без скобок (1-й вариант) и со скобками (2-й вариант).

В омметрах, построенных по схеме рис. 6-17, используется УПТ с большим входным сопротивлением $R_{вх}$. Поэтому, пренебрегая шунтирующим влиянием $R_{вх}$, имеем $\alpha = kU_x = kU_0R_x / (R_0 + R_x)$ — для 1-го варианта и $\alpha = kU_x = kU_0R_0 / (R_0 + R_x)$ — для 2-го варианта включения R_0 и R_x , где α — угол отклонения подвижной части ИМ, k — коэффициент преобразования УПТ

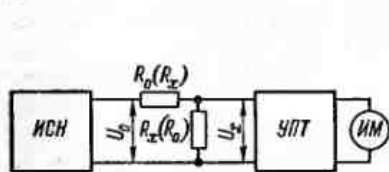


Рис. 6-17. Функциональная схема электронного омметра с усилителем постоянного тока

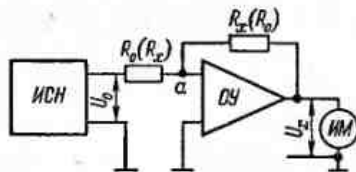


Рис. 6-18. Функциональная схема электронного омметра с операционным усилителем

и ИМ. Из формул видно, что в широком диапазоне измеряемых сопротивлений шкала таких омметров неравномерна с диапазоном показаний соответственно $0-\infty$ и $\infty-0$.

Для повышения точности отсчитывания весь диапазон измерений омметра разбивают на поддиапазоны, каждому из которых соответствует свое значение сопротивления R_0 . Этим достигается изменение цены деления шкалы для одних и тех же значений R_x . Переключением R_0 выбирают наиболее удобную шкалу для отсчитывания показаний в требуемом диапазоне измерений.

Для уменьшения погрешностей измерений, вызванных нестабильностью работы отдельных узлов прибора, особенно УПТ, в таких омметрах предусматривают регулировки «Установка нуля» при замкнутых входных зажимах ($R_x=0$) и «Установка ∞ » при разомкнутых зажимах ($R_x \rightarrow \infty$). Эти регулировки осуществляют путем изменения коэффициента преобразования усилителя и установки «нуля» его выходного сигнала.

Рассмотренная схема нашла применение в комбинированных приборах, в частности в универсальных вольтметрах (см. рис. 6-8), в которых усилитель постоянного тока используется для измерения как напряжения, так и сопротивления. Так, универсальный вольтметр В7-17 имеет диапазоны измерений сопротивлений 10 Ом — 1000 МОм; основная погрешность прибора не превышает $\pm 2,5$ %.

В омметрах, построенных по схеме рис. 6-18, применен операционный усилитель, в цепь отрицательной обратной связи которого включен резистор $R_x(R_0)$. Операционный усилитель — усилитель постоянного тока с большим коэффициентом усиления k и большим входным сопротивлением. Поэтому потенциал точки a , определяемый как U_x/k , и входной ток усилителя практически равны нулю. Следовательно, токи, протекающие через резисторы R_0 и R_x , равны и справедливы соотношения $U_0/R_0 = U_x/R_x$ или $U_0/R_x = U_x/R_0$ в зависимости от схемы включения R_0 и R_x . Для 1-го варианта включения $U_x = U_0R_x/R_0$ и, следовательно, $\alpha = S_U U_0 R_x/R_0$, где S_U — чувствительность ИМ. Такая схема включения предпочтительна, поскольку омметр имеет равномерную шкалу. Верхний предел измерений в таких омметрах изменяют путем подключения резисторов R_0 различных сопротивлений. Такая схема используется в электронном омметре Е6-10, имеющем диапазон измерений 10 Ом — 1000 МОм и класс точности 2,5.

В тераомметрах при измерении больших сопротивлений ($R_x > 10^6 \div 10^{12}$ Ом) использование 1-го варианта схемы рис. 6-18 приводит к существенному росту погрешности. Это обусловлено тем, что при ограничении выходного напряжения U_x , определяемого характеристиками ОУ, для больших R_x необхо-

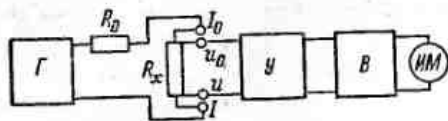


Рис. 6-19. Функциональная схема электронного миллиомметра

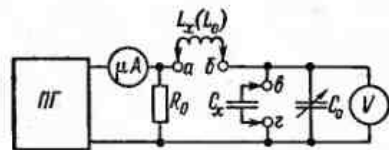
можно устанавливать большие сопротивления R_0 , обеспечить требуемую точность которых достаточно трудно. Кроме того, токи, протекающие через R_x и R_0 , в этом случае оказываются столь малы, что становятся соизмеримыми с входными токами усилителя и токами утечки. Поэтому находят применение 2-й вариант включения R_0 и R_x (на схеме в скобках). Шкала такого тераомметра неравномерна, поскольку $\alpha = S_U U_0 R_0 / R_x$. Для повышения точности в таких схемах имеется возможность увеличивать ток, протекающий через R_x , путем увеличения U_0 (до сотен вольт) и применять меньшие сопротивления R_0 . Рассмотренная схема используется в тераомметрах Е6-14 с диапазоном измерений 10^7 — 10^{17} Ом, классами точности 4—10 в зависимости от поддиапазона измерений.

Измерение малых сопротивлений (до 10^{-4} Ом) производится электронными миллиомметрами. При измерении таких сопротивлений возникают трудности, связанные с влиянием соизмеримых по значению сопротивлений контактов и соединительных проводов, а также контактных термо-ЭДС. Миллиомметры (рис. 6-19) работают по принципу, аналогичному работе омметра, изображенного на рис. 6-17. Однако для исключения влияния термо-ЭДС измерения производятся на переменном токе, вырабатываемом генератором G . Применение переменного тока позволяет использовать усилитель Y переменного тока с большим коэффициентом усиления, что повышает чувствительность прибора при измерении малых сопротивлений. Выходной сигнал усилителя выпрямляется выпрямителем V и подается на магнитоэлектрический измерительный механизм $ИМ$.

Для уменьшения влияния сопротивлений контактов и соединительных проводов резистор R_x включают по четырехпроводной схеме, при которой ток к резистору подводится по одной паре проводов (зажимы I_0 и I), а напряжение, пропорциональное измеряемому сопротивлению, снимается с другой пары проводов (зажимы u_0 и u). В качестве примера можно указать миллиомметр Е6-15, имеющий диапазон измерений сопротивления 10^{-4} — 10^2 Ом и приведенную погрешность $\pm 1,5\%$.

Приборы для измерений добротности, индуктивности и емкости. Среди различных способов измерения добротности Q , индуктивности L_x и емкости C_x в электронных приборах получили рас-

Рис. 6-20. Функциональная схема куметра



пространение способ, основанный на явлении резонанса в LC -контуре, и способ, основанный на сравнении частот двух генераторов, в колебательный контур одного из которых включаются катушка индуктивности или конденсатор с измеряемыми L_x или C_x .

На рис. 6-20 приведена упрощенная схема прибора, называемого куметром, который предназначен для измерения добротности и индуктивности катушек и емкости конденсаторов. В общем случае куметр позволяет измерять полное сопротивление двухполюсников. Куметр содержит перестраиваемый по частоте генератор $ПГ$, микроамперметр μA , резистор малого (примерно 0,05 Ом) сопротивления R_0 , образцовый переменный конденсатор C_0 , электронный вольтметр V . Катушку или конденсатор с измеряемыми индуктивностью и емкостью подключают соответственно к зажимам ab или $вг$. При измерении емкости к зажимам ab подключают образцовую катушку индуктивности.

Измерение добротности проводят, как правило, в режиме заданной частоты, устанавливаемой на перестраиваемом генераторе $ПГ$. Изменением емкости конденсатора C_0 добиваются резонанса в контуре, фиксируемого по максимальным показаниям вольтметра V . Определение добротности основано на свойстве последовательного колебательного контура при резонансе иметь на реактивных элементах напряжение, в Q раз большее напряжения возбуждения, т. е. при резонансе $U_{C_0} = QR_0 I$, где U_{C_0} — напряжение на конденсаторе C_0 , измеренное вольтметром V ; I — ток через резистор R_0 , измеренный микроамперметром μA . На основании этого шкалу вольтметра градуируют в единицах добротности для определенного значения тока I .

Определение L_x и C_x основано на соотношении $f_0 = 1 / (2\pi \sqrt{LC})$, где f_0 — резонансная частота контура. При измерении индуктивности $L_x = 1 / (2\pi f_0)^2 C_0$, где C_0 — значение емкости образцового конденсатора при настроенном в резонанс контуре $L_x C_0$; при измерении емкости $C_x + C_0 = 1 / (2\pi f_0)^2 L_0$, где L_0 — индуктивность образцовой катушки, подключаемой в этом случае к зажимам $a - б$. Этот способ измерений используется, например в низкочастотном измерителе добротности типа Е4-10 с диапазоном измерений для Q , равным 2—300, для L — $25 \cdot 10^{-6}$ —10 Гн, для C — 80 пФ — 0,11 мкФ. Погрешности прибора зави-

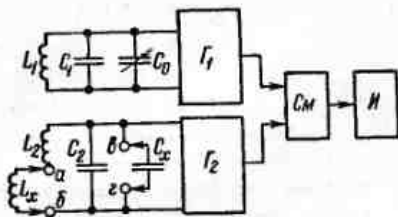


Рис. 6-21. Функциональная схема прибора для измерения индуктивности L_x и емкости C_x , основанного на сравнении частот двух генераторов

сят от диапазона измерений и составляют $\pm (4-10) \%$ измеряемой величины.

Принцип действия приборов, основанных на сравнении частот двух генераторов, иллюстрируется схемой рис. 6-21, где G_1 — генератор, перестраиваемый по частоте с помощью образцового конденсатора C_0 , G_2 — генератор, в колебательный контур которого включается катушка или конденсатор с измеряемыми L_x и C_x ; C_m — смеситель — устройство, выходной сигнал которого имеет частоту, равную разности частот генераторов G_1 и G_2 , I — индикатор, предназначенный для фиксации нулевых биений частот на выходе смесителя. Параметры контуров генераторов выбирают одинаковыми: $L_1 = L_2$, $C_1 = C_2$.

Перед измерениями при замкнутых зажимах ab и разомкнутых $вz$ генераторы настраиваются на одинаковую частоту путем подстройки частоты генератора G_1 конденсатором C_0 . Совпадение частот фиксируется индикатором по нулевым биениям на выходе смесителя C_m . При включении в контур генератора G_2 конденсатора с измеряемой емкостью C_x равенство частот генераторов нарушается — оно восстанавливается путем изменения емкости образцового конденсатора на ΔC_0 ; тогда $C_x = \Delta C_0$. Процедура измерения L_x аналогична измерению C_x (при этом зажимы ab размыкаются и к ним подключается катушка с измеряемой индуктивностью). При равенстве частот имеем $(C_0 + C_1) L_1 = C_2 (L_2 + L_x)$, отсюда $L_x = L_1 C_0 / C_2 = k C_0$. Следовательно, шкала конденсатора может быть градуирована в единицах индуктивности.

Промышленностью выпускается измеритель индуктивностей и емкостей Е7-5А с диапазонами измерений 0,05 мкГн — 10 мГн и 1—500 пФ, имеющий относительную погрешность измерения $\pm 5 \%$.

Наряду с измерительными приборами для измерения параметров цепей промышленность выпускает измерительные преобразователи, например преобразователь сопротивления Ф48014, преобразователь емкости Ф48011, преобразователь индуктивности Ф48012, в которых соответствующие параметры преобразуются в напряжение постоянного тока.

6-6. ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

Общие замечания. Электронно-лучевые (электронные) осциллографы предназначены для визуального наблюдения, измерения и регистрации электрических сигналов. Возможность наблюдения изменяющихся во времени сигналов делает осциллографы чрезвычайно удобными при определении различных амплитудных и временных параметров наблюдаемых сигналов. Важными достоинствами осциллографов являются широкий частотный диапазон, высокая чувствительность и большое входное сопротивление. Все это обусловило их широкое практическое применение.

В настоящее время выпускается множество осциллографов, различающихся назначением и характеристиками. Осциллографы могут быть предназначены для наблюдения и измерения непрерывных или импульсных процессов; большое распространение получили универсальные осциллографы для периодических и непериодических сигналов непрерывного и импульсного характера в широком (до 100 МГц) диапазоне частот. Выпускаются также осциллографы специального назначения: многофункциональные со сменными входными блоками, запоминающие для регистрации одиночных импульсов, стробоскопические для исследования высокочастотных процессов и другие. По количеству одновременно исследуемых сигналов осциллографы могут быть одноканальными и многоканальными (в основном двухканальными). В последнее время получили распространение цифровые электронные осциллографы.

Осциллографы могут различаться чувствительностью, полосой пропускания, погрешностью воспроизведения формы кривой и другими характеристиками.

Рассмотрим устройство и принцип действия наиболее распространенных универсальных электронно-лучевых осциллографов.

В основе работы любых электронных осциллографов лежит преобразование исследуемых сигналов в видимое изображение, получаемое на экране электронно-лучевой трубки.

Электронно-лучевые трубки. Простейшая однолучевая трубка (ЭЛТ) представляет собой стеклянный баллон, из которого откачан воздух и в котором расположены (рис. 6-22) подогреваемый катод K , модулятор (сетка) M , фокусирующий анод A_1 , ускоряющий анод A_2 , две пары взаимно перпендикулярных отклоняющих пластин OP_x и OP_y (горизонтальные и вертикальные отклоняющие пластины). Внутренняя поверхность дна баллона (экран $Э$) покрыта люминофором, способным светиться под действием бомбардировки электронами. Совокупность электродов K ,

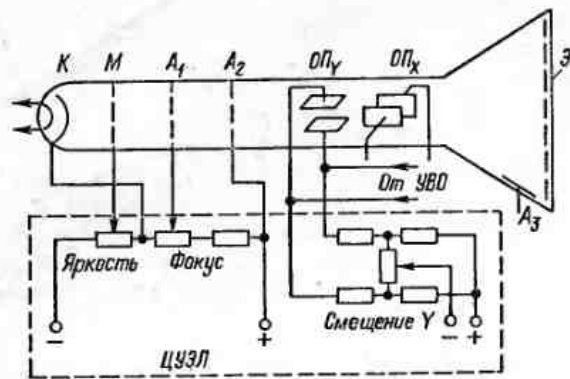


Рис. 6-22. Схема управления лучом электронно-лучевой трубки

M, A_1, A_2 называют электронно-лучевой пушкой. Конструктивно эти электроды выполнены в виде цилиндров, расположенных по оси трубки. Электронная пушка излучает узкий пучок электронов — электронный луч. Для этого на электроды пушки подают напряжение, как показано на рис. 6-22, где ЦУЭЛ — цепи управления электронным лучом. Интенсивность электронного луча регулируют путем изменения отрицательного относительно катода напряжения на модуляторе, что приводит к изменению яркости свечения люминофора. Напряжение на первом аноде фокусирует поток электронов в узкий луч, позволяющий получить на экране трубки светящееся пятно малого размера. Для ускорения электронов до скорости, необходимой для свечения люминофора, на второй анод подается высокое положительное напряжение. Сформированный электронный луч проходит между парами отклоняющихся пластин $ОП_X$ и $ОП_Y$ и под действием напряжений, приложенных к этим пластинам, отклоняется, соответственно, по осям координат X и Y , вызывая смещение светящегося пятна на экране трубки. На рис. 6-22 также показана упрощенная схема управления начальной установкой луча по оси Y (по оси X управление аналогичное). Меняя положение подвижного контакта переменного резистора («Смещение Y »), можно изменять напряжение на пластинах Y и тем самым смещать луч по экрану.

При исследовании быстротекущих процессов с малой частотой повторения или однократных импульсов электронный луч не успевает возбудить в достаточной мере люминофор и яркость свечения может оказаться недостаточной. Поэтому в современных электронно-лучевых трубках применяют дополнительное ускорение электронов при помощи третьего анода A_3 , подавая на него большое положительное напряжение.

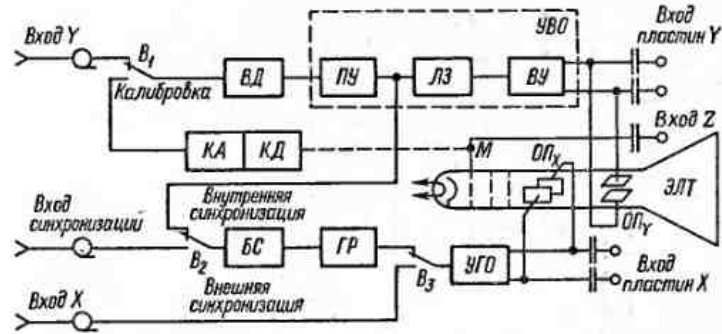


Рис. 6-23. Функциональная схема электронно-лучевого осциллографа

Осциллографические электронно-лучевые трубки характеризуются чувствительностью, полосой пропускания, длительностью послесвечения, рабочей площадью экрана, цветом свечения люминофора и другими характеристиками.

Чувствительность трубки $S_T = I_t / U_T$, где I_t — отклонение луча на экране трубки, вызванное напряжением U_T , приложенным к отклоняющим пластинам. Обычно $S_T = 0,5 \div 5$ мм/В. С увеличением частоты напряжения U_T чувствительность трубки падает. Верхняя частота полосы пропускания трубки равна такой частоте, при которой ее чувствительность уменьшается до значения $0,707 S_T$ (на 3 дБ), где S_T — чувствительность на малых частотах. У рассматриваемых электронно-лучевых трубок верхняя частота примерно 100 МГц.

Длительность послесвечения экрана характеризуют временем от момента прекращения действия электронного луча до момента, когда яркость изображения составит 1 % первоначальной. Трубки с длительным послесвечением (более 0,1 с) облегчают наблюдение непериодических и медленно изменяющихся сигналов. Специальные запоминающие трубки позволяют сохранить изображение сигнала на интервалы времени от нескольких минут до нескольких суток.

Рабочая площадь экрана определяется диаметром трубки. Выпускают трубки с диаметром 70 мм и более. Тип люминофора определяет цвет свечения экрана. Обычно находят применение трубки с зеленым цветом свечения. Для фотографирования изображения с экрана осциллографа используют трубки с голубым свечением экрана.

В современных осциллографах применяют также и более сложные, в частности, многолучевые трубки для наблюдения сразу двух и более сигналов, трубки с линией бегущей волны для наблюдения за сверхвысокочастотными колебаниями и др.

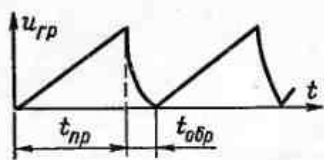


Рис. 6-24. Форма напряжения линейной развертки

Устройство и принцип действия осциллографа. Упрощенная функциональная схема осциллографа (рис. 6-23) включает в себя электронно-лучевую трубку ЭЛТ, входной делитель напряжения ВД, усилитель вертикального отклонения УВО, состоящий из предварительного усилителя ПУ, линии задержки ЛЗ и выходного усилителя ВУ, блок синхронизации БС, генератор развертки ГР, усилитель горизонтального отклонения УГО и калибраторы амплитуды КА и длительности КД.

Исследуемый сигнал подается на вход Y канала вертикального отклонения, включающего в себя входной делитель и усилитель вертикального отклонения. Выходное напряжение УВО, поступая на вертикальные отклоняющие пластины, управляет отклонением электронного луча в трубке по оси Y . Для получения требуемого размера изображения на экране входной сигнал усиливается (или ослабевает) в канале вертикального отклонения до необходимого значения, определяемого чувствительностью трубки. Последовательное включение делителя напряжения и усилителя вертикального отклонения обеспечивает значительный диапазон исследуемых напряжений. Основное усиление УВО обеспечивается предварительным усилителем ПУ, а выходной усилитель ВУ в основном служит для преобразования усиливаемого сигнала в управляющее напряжение, подаваемое на отклоняющие пластины.

При подаче переменного напряжения на вход Y электронный луч вычерчивает на экране осциллографа вертикальную линию. Для получения изображения исследуемого сигнала, развернутого во времени, необходимо смещать (развертывать) луч по оси X с равномерной скоростью. Это осуществляется подачей на отклоняющие пластины $ОП_x$ линейно изменяющегося пилообразного напряжения (рис. 6-24). Принцип развертки изображения иллюстрируется рис. 6-25¹, где даны кривые изменения напряжений u_x и u_y , подаваемые на пластины $ОП_x$ и $ОП_y$, и получающиеся при этом изображение на экране осциллографа. Цифрами 1—4, 1'—4' обозначены точки кривых в соответствующие моменты времени. Из рисунка видно, что при равенстве периодов напряжений u_x и u_y на экране получается неподвижное изобра-

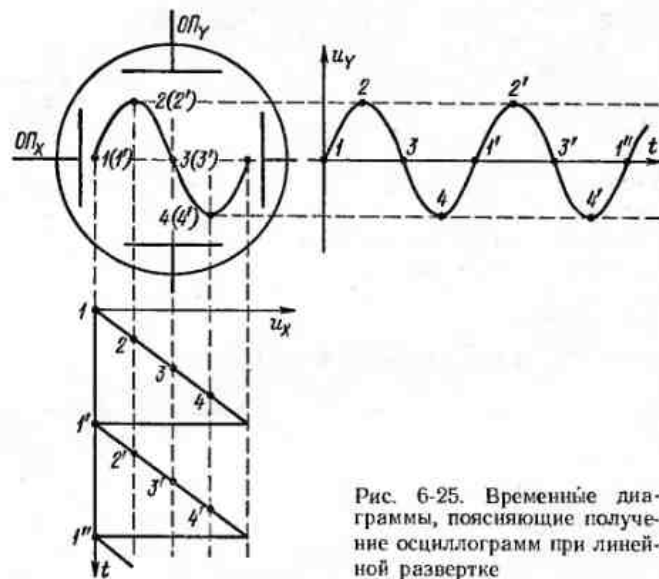


Рис. 6-25. Временные диаграммы, поясняющие получение осциллограмм при линейной развертке

жение одного периода исследуемого сигнала. При увеличении периода пилообразного напряжения u_x в n раз на экране появится изображение n периодов исследуемого сигнала.

Напряжение развертки $u_{гр}$ вырабатывает генератор развертки ГР. Реальная кривая напряжения развертки (см. рис. 6-24) имеет время прямого $t_{пр}$ и время обратного $t_{обр}$ хода — время возвращения луча в исходное положение. Для того чтобы во время обратного хода электронный луч не вычерчивал линии на экране осциллографа, его гасят на это время путем подачи отрицательного импульса на модулятор. Исследование сигналов в широком диапазоне частот обеспечивается переключением частоты пилообразного напряжения, предусмотренном в генераторе развертки. Это позволяет проводить наблюдения исследуемых сигналов в нужном масштабе времени. Выходное напряжение генератора усиливается в УГО до значения, необходимого для управления электронным лучом в ЭЛТ и получения изображения требуемого размера.

Для получения устойчивого изображения на экране осциллографа частота пилообразного напряжения развертки должна быть кратна частоте исследуемого сигнала. Выдержать точно кратность частот напряжений u_x и u_y на практике оказывается достаточно сложно вследствие «ухода» частоты генератора ГР и изменения частоты исследуемого сигнала. Это приводит к неустойчивости изображения сигнала. Для обеспечения устойчиво-

¹ На рисунке показана идеализированная форма пилообразного напряжения, не имеющая обратного хода, т. е. $t_{обр} = 0$.

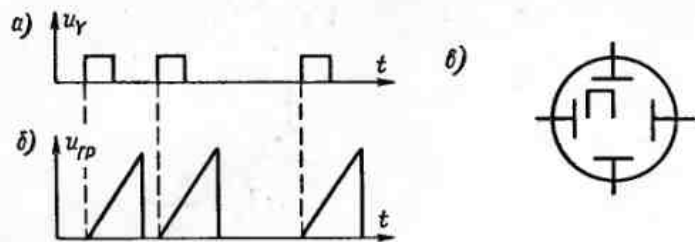


Рис. 6-26. Временные диаграммы, поясняющие получение изображения сигналов при ждущей развертке

сти изображения в осциллографе имеется блок синхронизации БС (см. рис. 6-23), который осуществляет изменение частоты генератора ГР (в некоторых пределах) в соответствии с частотой исследуемого процесса. Для этого сигнал из канала вертикального отклонения подается на блок синхронизации, на выходе которого вырабатываются импульсы синхронно с изменением исследуемого сигнала для управления генератором развертки, принудительно заставляя его работать с частотой, кратной частоте входного сигнала. Такой режим работы генератора развертки называется непрерывным. Он применяется при наблюдении периодических сигналов. При исследовании непериодической последовательности импульсов или одиночных импульсов непрерывный режим работы ГР приводит к тому, что положение изображения импульсов на экране по оси времени становится неопределенным. В этом случае применяют ждущий режим работы генератора, при котором ГР вырабатывает пилообразный импульс только с приходом исследуемого импульса. При таком режиме обеспечивается устойчивое положение изображения этих импульсов на экране. Рисунок 6-26 иллюстрирует ждущий режим работы ГР, где показаны входные импульсы u_y (рис. 6-26, а), пилообразные импульсы u_{gp} (рис. 6-26, б) генератора развертки и изображение на экране осциллографа (рис. 6-26, в).

В осциллографах предусматривается также возможность запуска генератора ГР от внешнего источника (внешняя синхронизация). Для этого имеется специальный вход «Вход синхронизации» и переключатель В₂.

Исследование импульсных и особенно непериодических сигналов имеет ряд особенностей. В частности, генератор развертки вследствие своей инерционности вырабатывает пилообразное напряжение с некоторым запаздыванием t_{gp} по отношению к запускающему импульсу. Это может привести к тому, что начальная часть импульса не будет развернута во времени на экране (рис. 6-27, а). Для устранения таких искажений в канале верти-

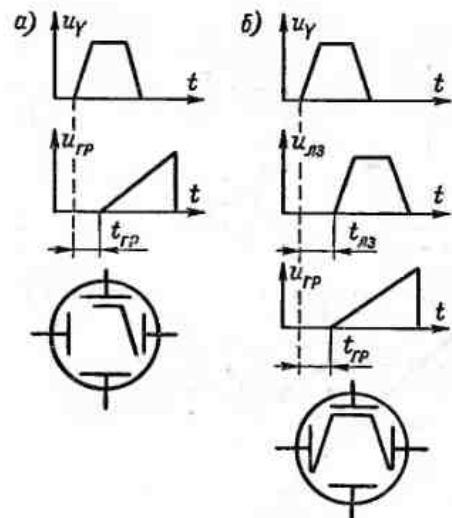


Рис. 6-27. Временные диаграммы, поясняющие назначение линии задержки

кального отклонения имеется линия задержки ЛЗ, осуществляющая временной сдвиг (задержку) на некоторое время $t_лз > t_{gp}$ сигнала, подаваемого на пластины ОП_У (рис. 6-27, б, где $u_{лз}$ — напряжение на выходе ЛЗ). Такая задержка позволяет получить изображение всего импульса, включая его начальную часть, на экране осциллографа. В низкочастотных осциллографах, предназначенных для исследования периодических процессов, линия задержки может отсутствовать.

Для расширения функциональных возможностей осциллографа имеются дополнительные входы, позволяющие осуществлять управление электронным лучом. Во многих осциллографах предусмотрена возможность управления отклонением луча по оси X внешним напряжением. Для этого у осциллографа есть «Вход X» (см. рис. 6-23), на который подается внешнее управляющее напряжение, и переключатель В₃, устанавливаемый в этом случае в нижнее (по схеме) положение. В осциллографах имеются также зажимы «Вход пластин X» и «Вход пластин Y», позволяющие подавать внешнее напряжение непосредственно на пластины электронно-лучевой трубки. В некоторых осциллографах имеется вход Z, который через разделительный конденсатор (или специальный усилитель) соединен с модулятором М электронно-лучевой трубки. Подавая импульсы напряжения на этот вход, можно модулировать (изменять) яркость свечения изображения на

экране. Это позволяет, например, отмечать характерные точки на изображении, подавая импульсы на вход Z в необходимые моменты времени.

При измерении амплитудных и временных параметров исследуемых сигналов обычно измеряют соответствующие геометрические размеры изображения сигнала на экране и с помощью коэффициентов отклонения и коэффициентов развертки (см. далее), характеризующих чувствительность каналов, определяют значения этих параметров. Для повышения точности измерений осциллографы имеют калибраторы амплитуды KA и длительности $KД$, позволяющие контролировать и устанавливать номинальные значения коэффициентов отклонения и коэффициентов развертки. Калибраторы часто представляют собой генераторы прямоугольных импульсов с известными значениями амплитуды и частоты. Для проверки коэффициентов отклонения переключатель B_1 (см. рис. 6-23) ставится в положение «Калибровка». Меняя усиление $УВО$, добиваются нормированного отклонения луча на экране, что приводит к установке соответствующего коэффициента отклонения. По периоду калибровочного импульса можно проверить или установить нормированное значение коэффициента развертки. В некоторых осциллографах $KД$ представляет собой стабильный по частоте генератор, выход которого при измерении подключается к модулятору ЭЛТ. Сигнал генератора вызывает появление на экране чередующихся светлых и темных участков. По их числу, зная частоту генератора $KД$, можно определить временные параметры исследуемых сигналов.

Основные характеристики осциллографов. Коэффициент отклонения m_U — отношение напряжения входного сигнала к отклонению луча (в делениях шкалы), вызванному этим напряжением. У наиболее распространенных осциллографов коэффициент отклонения находится в диапазоне 50 мкВ/дел — 10 В/дел. Коэффициент отклонения — параметр, обратный чувствительности S_U осциллографа к напряжению: $S_U = 1/m_U$.

Полоса пропускания — диапазон частот, в пределах которого коэффициент отклонения изменяется не более чем на 3 дБ (примерно 30 %) относительно его значения на некоторой средней (опорной) частоте. Для низкочастотных осциллографов полоса пропускания находится в диапазоне от 0 до 1—5 МГц; для универсальных осциллографов верхняя частота достигает десятков мегагерц, для высокочастотных — сотен мегагерц.

Для измерения импульсных сигналов важными являются параметры переходной характеристики — время нарастания переходной характеристики и максимальный выброс.

Коэффициент развертки m_t — отношение времени Δt к отклонению луча, вызванному напряжением развертки за это время.

Обычно осциллографы имеют широкий диапазон изменения коэффициента развертки. Например, у осциллографа С1-65 коэффициент развертки находится в диапазоне 0,01 мкс/дел — 0,05 с/дел. Коэффициент развертки — параметр, обратный скорости перемещения луча по оси X .

Основная погрешность измерения напряжения и основная погрешность измерения временных интервалов определяются максимально допускаемыми погрешностями измерения соответствующих параметров при подаче на вход осциллографа стандартного сигнала синусоидальной или прямоугольной формы. В зависимости от значений этих погрешностей выпускают осциллографы четырех классов точности — 1, 2, 3, 4, имеющих, соответственно, основные погрешности измерений, не превышающие 3, 5, 10, 12 %. Часто вместо основных погрешностей измерений нормируют основные погрешности коэффициента отклонения и коэффициента развертки, а также нелинейность отклонения и развертки.

Параметры входов осциллографа определяются входным активным сопротивлением $R_{вх}$ и входной емкостью $C_{вх}$. Обычно $R_{вх} > 1$ МОм, а $C_{вх}$ составляет десятки пикофард. Для высокочастотных осциллографов $C_{вх}$ составляет единицы пикофард.

Осциллографы характеризуются и другими параметрами, например: максимально допустимым входным напряжением, размерами рабочей части экрана, потребляемой мощностью, габаритами, массой и др.

6-7. АНАЛИЗАТОРЫ СПЕКТРА, ИЗМЕРИТЕЛИ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Анализаторы спектра, называемые также анализаторами гармоник, предназначены для измерения спектра амплитуд сигналов.

Анализ спектра может производиться двумя способами: первый способ анализа называется последовательным, поскольку гармоники определяются поочередно; второй способ — параллельным (или одновременным), так как гармоники определяются одновременно. На рис. 6-28 приведены структурные схемы анализаторов спектра, основанных на последовательном способе анализа. Исследуемое напряжение u_x (рис. 6-28, а) после усилителя $У$ — поступает на фильтр Φ , который последовательно настраивается на частоту первой, второй, третьей и т. д. гармоник. По шкале настройки фильтра определяют частоты гармоник, а по показаниям электронного вольтметра V — их действующие значения. В схеме анализатора (рис. 6-28, б) применен генератор

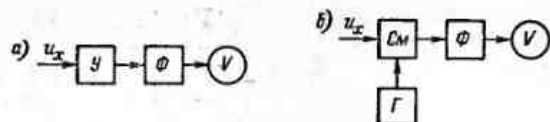


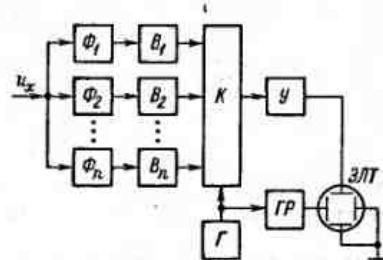
Рис. 6-28. Структурные схемы анализаторов спектра последовательного действия с перестраиваемым фильтром (а) и с гетеродином (б)

Γ (гетеродин) с регулируемой частотой. Фильтр Φ имеет определенную для данного типа анализатора узкую полосу пропускания. Анализируемое напряжение u_x поступает на смеситель $СМ$, на который подается сигнал от гетеродина Γ . На выходе смесителя $СМ$ образуется сигнал, имеющий частоту, равную разности частот неизвестного сигнала u_x и сигнала гетеродина. Сигнал с выхода смесителя поступает на фильтр Φ . Гетеродин настраивается так, чтобы его частота отличалась от частоты измеряемой гармоники на значение, соответствующее частоте пропускания фильтра. Напряжение на выходе фильтра измеряется электронным вольтметром V . Частота гармоники определяется по частоте гетеродина. Так как частота настройки фильтра постоянная, в качестве фильтрующих элементов используют кварцевые резонаторы, отличающиеся очень высокой добротностью. Анализаторы спектра с гетеродином отличаются от анализаторов с перестраиваемым фильтром большей чувствительностью (могут измерять меньшие напряжения гармоник) и большей точностью. Анализаторы последовательного действия применимы лишь для исследования периодических процессов — ими нельзя анализировать одиночные импульсы.

Схема рис. 6-28, а реализована, например, в анализаторе гармоник типа С4-7, имеющего диапазон частот 20 Гц — 20 кГц, пределы измерений напряжения 10 мВ — 3 В, основную погрешность измерения напряжения $\pm 5\%$, погрешность измерения частоты $\pm 3\%$. Анализатором, построенным по схеме рис. 6-28, б, является прибор типа С5-1, имеющий диапазон частот 100 Гц — 20 кГц, пределы измерений напряжения 100 мкВ — 100 В, основную погрешность измерения частоты f_x до 2000 Гц, не превышающую (в герцах) $\pm (0,02f_x + 20)$, свыше 2000 Гц — $\pm 3\%$.

Анализаторы спектра параллельного действия применяются для анализа высокочастотных колебаний и анализа одиночных импульсов (рис. 6-29). Исследуемый сигнал напряжением u_x одновременно поступает на фильтры $\Phi_1 - \Phi_n$, настроенные на различные частоты. Сигналы с фильтров через выпрямители $B_1 - B_n$, коммутатор (переключатель) K , усилитель $У$ поступают на пластины вертикального отклонения электронно-лучевой трубки ЭЛТ. На пластины горизонтального отклонения ЭЛТ подается

Рис. 6-29. Структурная схема анализатора спектра параллельного действия



напряжение с генератора развертки $ГР$, работа которого синхронизирована с работой коммутатора и управляется тактовым генератором Γ . В результате на экране электронно-лучевой трубки за период развертки возникают импульсы, расстояние между которыми пропорционально частотному интервалу между гармониками, а амплитуда пропорциональна спектральной плотности $A(\omega)$ сигнала на соответствующей частоте, т. е. таким образом воспроизводится спектр исследуемого сигнала.

Для оценки отличия сигнала от синусоидальной формы выпускают приборы — измерители нелинейных искажений. Количественно искажения сигнала оцениваются двумя коэффициентами: коэффициентом нелинейных искажений

и коэффициентом гармоник

$$k_{н.и} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots}}$$

и коэффициентом гармоник

$$k_r = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1}$$

где U_i — действующее значение напряжения i -й гармоники.

Измерители нелинейных искажений состоят из избирательной системы, подавляющей основную гармонику и пропускающей без ослабления все остальные гармоники, и электронного вольтметра действующего значения. Электронным вольтметром путем переключения измеряется напряжение на входе и выходе избирательной системы. Отношение этих напряжений определяет коэффициент $k_{н.и}$. Коэффициент гармоник определяется по формуле $k_r = k_{н.и} / \sqrt{1 - k_{н.и}^2}$. При малых значениях ($k_r < 0,1$) $k_r \approx k_{н.и}$.

Приборостроительная промышленность выпускает несколько типов измерителей нелинейных искажений. Например, прибор типа С6-1А, предназначенный для работы в диапазоне частот 20 Гц — 20 кГц, имеет пределы измерений коэффициента гармоник 0,1—100%, основную погрешность $\pm 5\%$, пределы измерений напряжения 0,1—100 В.

МОСТЫ И КОМПЕНСАТОРЫ

7-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Для измерений различных величин находят применение измерительные приборы — мосты и компенсаторы, которые строятся на основе метода сравнения с мерой (см. § 1-2).

Мосты широко используют для измерения сопротивления, индуктивности, емкости, добротности и угла потерь. На основе мостовых схем выпускают приборы для измерения неэлектрических величин (температуры, перемещений и др.) и различные устройства автоматики. Широкое применение мостов объясняется возможностью получения высокой точности результатов измерений, высокой чувствительности и возможностью измерения различных величин.

В зависимости от характера сопротивлений плеч, образующих мост, и рода тока, питающего мост, выделяют мосты постоянного тока и мосты переменного тока. В зависимости от вида схемы (числа плеч) мосты постоянного тока бывают четырехплечие (одинарные) и шестиплечие (двойные). Мосты выпускаются с ручным и автоматическим уравновешиванием.

Для измерений напряжений и ЭДС постоянного и переменного тока применяют компенсаторы постоянного и переменного тока. Они также применяются для измерения других величин при использовании измерительных преобразователей и косвенного способа измерений.

Компенсаторы дают возможность получать результаты с высокой точностью, они обладают высокой чувствительностью.

Приборостроительная промышленность выпускает компенсаторы как с ручным, так и с автоматическим уравновешиванием.

7-2. ТЕОРИЯ МОСТОВЫХ СХЕМ

Схема одинарного моста переменного тока приведена на рис. 7-1. Плечи моста $a-b$, $b-v$, $a-g$ и $g-v$ содержат в общем случае комплексные сопротивления Z_1-Z_4 . В диагональ $b-g$, называемую выходной, включается нагрузка (в частном случае — нуль-индикатор) с сопротивлением Z_0 .

Зависимость тока I_0 в нагрузке от параметров моста и напряжения питания U можно найти, например, с помощью законов Кирхгофа:

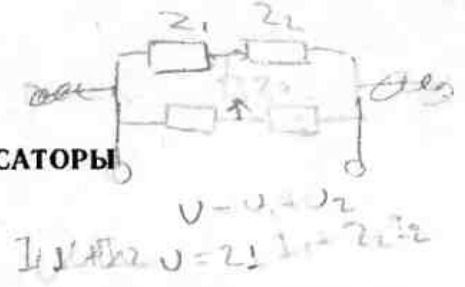


Рис. 7-1. Схема одинарного моста

$$I_0 = (Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3) [Z_0 (Z_1 + Z_2) (Z_3 + Z_4) + Z_1 Z_2 (Z_3 + Z_4) + Z_3 Z_4 (Z_1 + Z_2)]^{-1} \quad (7-1)$$

Равновесие моста имеет место при таком подборе параметров плеч, чтобы $I_0=0$, т. е. при

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3 \quad (7-2)$$

В развернутой форме выражения полных сопротивлений плеч имеют вид: $Z_1 = R_1 + jX_1$; $Z_2 = R_2 + jX_2$; $Z_3 = R_3 + jX_3$; $Z_4 = R_4 + jX_4$. Подставив значения Z_1-Z_4 в выражение (7-2), получим равенства для мнимых и вещественных членов:

$$\begin{aligned} R_1 R_4 - X_1 X_4 &= R_2 R_3 - X_2 X_3; \\ R_1 X_4 + R_4 X_1 &= R_2 X_3 + R_3 X_2. \end{aligned} \quad (7-3)$$

Наличие двух уравнений равновесия означает необходимость регулировки не менее двух параметров моста переменного тока для достижения равновесия. Для мостов переменного тока имеет значение сходимость моста. Под *сходимостью моста* понимают возможность достижения состояния равновесия определенным числом поочередных переходов от регулировки одного параметра к регулировке другого.

Условия равновесия моста могут быть выражены иным способом. Учитывая, что

$$Z_1 = z_1 e^{j\varphi_1}; \quad Z_2 = z_2 e^{j\varphi_2}; \quad Z_3 = z_3 e^{j\varphi_3}; \quad Z_4 = z_4 e^{j\varphi_4},$$

где z_1-z_4 — модули полных сопротивлений плеч; $\varphi_1-\varphi_4$ — углы фазового сдвига тока относительно напряжения в соответствующих плечах, равенство (7-2) можно представить так:

$$\begin{aligned} z_1 z_4 e^{j(\varphi_1 + \varphi_4)} &= z_2 z_3 e^{j(\varphi_2 + \varphi_3)} \\ \text{Отсюда} \\ z_1 z_4 &= z_2 z_3; \quad \varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3. \end{aligned} \quad (7-4)$$

Условие $\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3$ указывает, при каком расположении плеч, в зависимости от характера их сопротивлений, можно уравновесить мост. Если смежные плечи, например третье и четвертое, имеют чисто активные сопротивления R_3 и R_4 , т. е. $\varphi_3 = \varphi_4 = 0$, то

сопротивления двух других смежных плеч могут иметь или индуктивный или емкостный характер. Если противоположные плечи имеют чисто активные сопротивления, то одно из двух других должно быть индуктивным, а второе — емкостным.

В мостах переменного тока часто применяют электронные нуль-индикаторы, входное сопротивление которых приближенно можно считать равным бесконечности. Для этого случая напряжение между точками b и z можно определить по формуле

$$\dot{U}_{b-z} = \dot{U} \frac{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)}$$

Если в уравновешенном мосте какое-нибудь плечо, например Z_1 , получит малое приращение ΔZ_1 , то, пренебрегая этим приращением в знаменателе, получим

$$\dot{U}_{b-z} \approx \dot{U} \frac{\Delta Z_1 Z_4}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)} \quad (7-5)$$

Мосты, в которых измеряемую величину определяют из условия равновесия (7-2), называют *уравновешенными*. Иногда измеряемую величину можно определять по значению тока или напряжения выходной диагонали моста. Такие мосты называются *неуравновешенными*.

Схема моста постоянного тока не отличается от рассмотренной схемы рис. 7-1. Плечи моста постоянного тока $a - b$, $b - z$, $a - z$ и $z - e$ имеют, соответственно, активные сопротивления $R_1 - R_4$, а в диагональ $b - z$ включают нуль-индикатор постоянного тока, например магнитоэлектрический гальванометр с сопротивлением R_r .

Ток в цепи гальванометра для моста постоянного тока

$$I_0 = U \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_r (R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_1 R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_1 + R_2)} \quad (7-6)$$

Если мост уравновешен, ток в диагонали $b - z$ равен нулю; для этого необходимо, чтобы

$$R_1 R_4 = R_2 R_3 \quad (7-7)$$

Равенство (7-7) показывает возможность подключения объекта в любое плечо моста и определения его сопротивления через сопротивления трех других плеч.

Процесс измерения с помощью моста заключается в том, что в одно из плеч моста (например, $a - b$) включают объект с неизвестным сопротивлением R_x и, изменяя одно или несколько сопротивлений плеч, добиваются отсутствия тока в цепи гальванометра. Тогда на основании соотношения (7-7)

$$R_x = R_2 R_3 / R_4 \quad (7-8)$$

Принято R_2 и R_4 называть плечами отношения, R_3 — плечом сравнения.

Если в предварительно уравновешенном мосте первое плечо получает приращение ΔR_1 , то в диагонали моста возникает ток, который в первом приближении (при условии $\Delta R_1 \ll R_1$)

$$\Delta I \approx U \frac{\Delta R_1 R_4}{R_r (R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_1 R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_1 + R_2)} \quad (7-9)$$

Чувствительность мостов. Важной характеристикой моста является его чувствительность (см. § 4-3).

Выходной величиной моста может быть ток, напряжение или мощность. Входной величиной является измеряемая величина (сопротивление, индуктивность и др.). В соответствии с этим различают чувствительность мостовой схемы по току, напряжению или мощности. Приближенно чувствительность моста определяют как отношение конечных приращений выходной величины и измеряемой величины вблизи равновесия:

$$S_u \approx \Delta y / \Delta x \quad (7-10)$$

В мостах переменного тока обычно используют нуль-индикаторы, чувствительные к напряжению и имеющие практически бесконечное сопротивление. Поэтому, как правило, определяют чувствительность мостов переменного тока по напряжению. Относительная чувствительность мостовой схемы переменного тока по напряжению

$$S_{uU} = \dot{U}_{b-z} / \dot{U} \quad (7-11)$$

где $\dot{U}_{b-z} = \Delta Z_1 / Z_1$.

В формуле (7-5) разделим числитель и знаменатель на $Z_1 Z_4$ и подставим значение \dot{U}_{b-z} в формулу (7-11):

$$S_{uU} = \dot{U} \Delta \left[(1 + Z_2/Z_1)(1 + Z_3/Z_4) \right]$$

Обозначим $\dot{K} = Z_2/Z_1$; тогда, принимая во внимание условие равновесия моста ($Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3$), получим

$$S_{uU} = \dot{U} \frac{1}{(1 + \dot{K})(1 + 1/\dot{K})} = \dot{U} \frac{\dot{K}}{(1 + \dot{K})^2} = \dot{U} A$$

Определим условия максимальной чувствительности моста. Представим $\dot{K} = a + jb$. Обозначим $a = m \cos \theta$ и $b = m \sin \theta$. Тогда

$$|A| = m / (1 + 2m \cos \theta + m^2)$$

При $m = 1$ и $\theta = \pi$ правая часть этого выражения обращается в бесконечность и, следовательно, чувствительность моста теоре-

тически равна бесконечности. Эти условия означают, что мост должен быть симметричным ($Z_1=Z_2$ и $Z_3=Z_4$) и угол фазового сдвига плеч, расположенных по обе стороны индикатора равновесия, равен $\pm \pi$, т. е. сопротивления плеч моста должны попеременно иметь индуктивный и емкостный характер. Практически из-за наличия потерь точно выполнить условие $\theta = \pi$ невозможно.

На основании уравнения (7-10) выражения чувствительности моста постоянного тока по току, напряжению и мощности можно представить так:

$$S_{mI} = \frac{\Delta I}{\Delta R_1}; S_{mU} = \frac{\Delta U}{\Delta R_1}; S_{mP} = \frac{\Delta P}{\Delta R_1},$$

где ΔI , ΔU и ΔP — соответственно приращение тока, напряжения и мощности в диагонали моста при изменении сопротивления плеча на ΔR_1 .

При применении в качестве нуль-индикатора магнитоэлектрического гальванометра говорят о *комплектной чувствительности моста*

$$S_{м.к} = S_{mI} S_I = \frac{\Delta I}{\Delta R_1} \frac{\Delta I}{\Delta I} = \frac{\Delta I}{\Delta R_1},$$

где ΔI — отклонение указателя гальванометра.

На практике применяют чувствительность моста к относительному изменению сопротивления

$$S'_{м.к} = \Delta I / (\Delta R_1 / R_1).$$

При проектировании и использовании моста представляют интерес оптимальные параметры моста, при которых его относительная чувствительность наибольшая.

В частном случае для четырехплечего моста, в котором нагрузка подключена через усилитель ($R_r = \infty$),

$$S_{mU} = U / [(1 + R_2/R_1) (1 + R_3/R_4)].$$

Пусть $R_2 = mR_1$, $R_3 = nR_1$, $R_4 = R_2R_3/R_1 = mnR_1$, тогда

$$S_{mU} = U \frac{1}{\left(1 + \frac{mR_1}{R_1}\right) \left(1 + \frac{nR_1}{mnR_1}\right)} = U \frac{m}{(1+m)^2}.$$

Условие наибольшей чувствительности моста определим из выражения

$$\frac{dS_{mU}}{dm} = 0.$$

Отсюда $m=1$, т. е. $R_1=R_2$ и $R_3=R_4$.

Как видно, чувствительность пропорциональна напряжению питания моста, однако допустимая рассеиваемая мощность плеч моста ограничивает напряжение питания.

7-3. МОСТЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ СОПРОТИВЛЕНИЯ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ

Одиарные мосты. Для измерения средних сопротивлений ($10-10^6$ Ом) применяют одиарные мосты, выполненные по схеме рис. 7-1. После уравнивания моста результат измерения определяют с помощью выражения (7-8). В широкодиапазонных одиарных мостах плечо сравнения (R_3) изготавливают в виде многодекадного магазина сопротивлений. Плечи отношений (R_2, R_4) выполняют в виде штепсельных магазинов сопротивления, которые могут иметь 10, 100, 1000 и 10 000 Ом.

Нижний предел измерений этих мостов ограничивается влиянием на результат измерения сопротивлений контактов и соединительных проводов. Верхний предел измерений ограничивается влиянием сопротивления изоляции. Применение мер защиты от влияния токов утечки позволяет увеличить верхний предел измерений моста.

Для уменьшения влияния сопротивления контактов и соединительных проводов используют схему одиарного моста с четырьмя зажимами подключения исследуемого объекта (см. рис. 7-2). В этом случае при измерении сопротивлений, больших 10 Ом, точку А резистора R_x соединяют с зажимом 2, а точку В с зажимом 3; зажимы 1 и 2, а также зажимы 3 и 4 соединяют между собой перемычками, т. е. в этом случае осуществляется обычное двухзажимное включение объекта R_x . При измерении сопротивлений, меньших 10 Ом, осуществляют четырехзажимное включение. Для этого перемычки между зажимами 1 и 2, а также между 3 и 4 снимают, а точку А резистора R_x соединяют с зажимами 1 и 2, точку В — с зажимами 3 и 4.

В этом случае влияние сопротивлений проводов и контактов (r_1-r_4) практически исключается, если $R_2 \gg r_4$, $R_3 \gg r_2$. Действительно, провода и контакты, имеющие сопротивления r_1 и r_3 , включены в диагонали моста и поэтому не влияют на условие равновесия моста. Влияние r_2 и r_4 исключается по условию.

На рис. 7-3 показана упрощенная схема

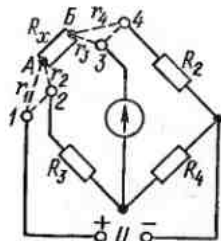


Рис. 7-2. Схема одиарного моста для двух- и четырехзажимного подключения объекта

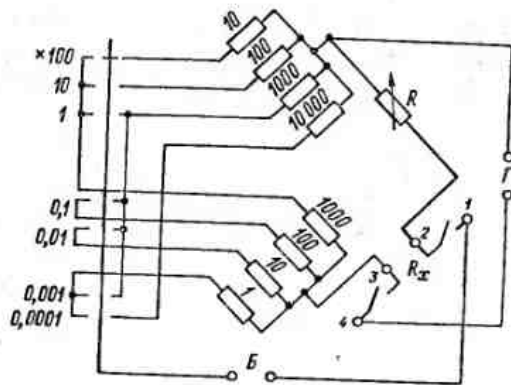


Рис. 7-3. Схема одинарного моста с переключением поддиапазонов измерений

одного из одинарных мостов, где Г и Б — соответственно зажимы для гальванометра и батареи (источника питания).

При измерении весьма малых сопротивлений одинарным мостом могут возникать значительные погрешности из-за низкой чувствительности моста и невозможности ее увеличения в результате ограничений, накладываемых допустимой мощностью рассеивания в плечах моста. Этому недостатку лишены двойные мосты.

Двойные мосты. Эти мосты получили распространение для измерения малых сопротивлений, так как влияние соединительных проводов и контактов в них минимально. Схема двойного моста показана на рис. 7-4, где $r_1—r_4$ — сопротивления контактов и проводов, соединяющих резистор R_x и мост.

Условие равновесия моста, при котором ток через нуль-индикатор равен нулю, имеет вид

$$R_x = R_N \frac{R_1 + r_2}{R_2} + r_4 \frac{R_4}{R_3 + R_4 + r_3 + r_4} \left(\frac{R_1 + r_2}{R_2} - \frac{R_3 + r_3}{R_4} \right)$$

Обычно при конструировании моста и его применении выполняют следующие условия:

- 1) резисторы $R_1—R_4$ изготавливают так, что при их регулировке для уравновешивания моста всегда $R_1 = R_3$ и $R_2 = R_4$, т. е. $R_1/R_2 = R_3/R_4$ (с некоторой неточностью,

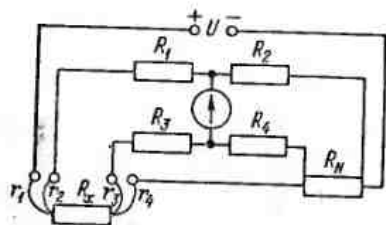


Рис. 7-4. Схема двойного моста

убусловленной, например, неточностью изготовления резисторов $R_1—R_4$);

- 2) выбирают $R_1 \gg r_2$ и $R_3 \gg r_3$;

3) при подключении R_x четвертый соединительный провод выполняют в виде короткого и толстого проводника, т. е. стараются сделать сопротивление r_4 как можно меньшим.

При этих практически выполняемых условиях пользуются упрощенным уравнением равновесия моста

$$R_x = R_N R_1 / R_2$$

Для этих мостов выбирают гальванометры с малым внешним критическим сопротивлением и большой чувствительностью по напряжению.

Основные параметры и технические требования к мостам постоянного тока устанавливаются ГОСТ 7165—78. В соответствии с этим стандартом предел допускаемой основной относительной погрешности (в процентах) нормируется в виде одночленной или двучленной формулы (см. § 4-3):

$$\delta = \pm c \quad \text{или} \quad \delta = \pm [c + d (R_N / R_x - 1)],$$

где c и d — числовые коэффициенты, характеризующие погрешность моста; R_N — конечное значение сопротивления данного диапазона измерений; R_x — измеряемое сопротивление.



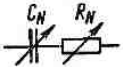




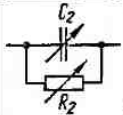


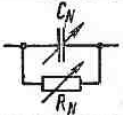

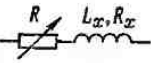





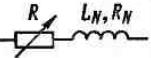




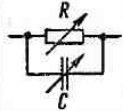
Конструктивно современные мосты обычно выполняют в металлическом корпусе, на панели которого размещаются ручки магазина сопротивлений (плечо сравнения), переключатели плеч отношения, зажимы для подключения измеряемого объекта, наружного гальванометра, источника питания. Некоторые мосты выпускаются со встроенными гальванометрами.

Для измерения сопротивлений в широком диапазоне промышленности выпускает одинарные и одинарно-двойные мосты. Например, одинарно-двойной мост Р3009 предназначен для измерений на постоянном токе сопротивлений от 10^{-8} до 10^{10} Ом. Основная допускаемая погрешность моста определяется классом точности ($k=c$), который для этого моста гарантируется от $k=-2$ до $k=0,02$ в зависимости от поддиапазона измерений.

7.4. МОСТЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ ЕМКОСТИ, УГЛА ПОТЕРЬ, ИНДУКТИВНОСТИ И ДОБРОТНОСТИ

В соответствии с условиями равновесия моста переменного тока (7-2) — (7-4) схемы мостов для измерения емкости, угла потерь индуктивности и добротности могут иметь различные варианты включения в плечи резисторов, катушек индуктивностей, конденсаторов и исследуемого объекта.

Таблица 7-1

Номер схемы	Назначение моста	Плечи моста				Примечание
		Z_1	Z_2	Z_3	Z_4	
1	Измерение емкости и угла потерь конденсатора: с малыми потерями с большими потерями					—
2						—
3	Измерение угла потерь изоляционных материалов при высоком напряжении					Точка соединения в (рис. 7-1) заземляется
4	Измерение индуктивности с использованием: образцовой катушки индуктивности					$R_x < R_N$
5						$R_x > R_N$
6	образцового конденсатора					—

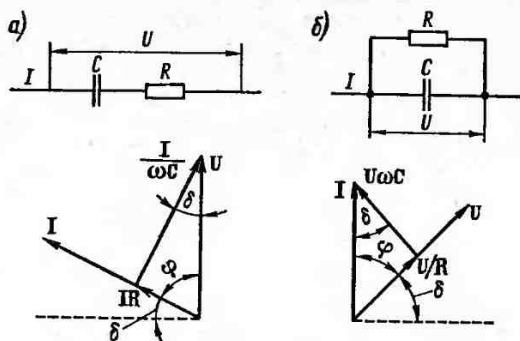


Рис. 7-5. Последовательная (а) и параллельная (б) эквивалентные схемы и векторные диаграммы конденсатора с потерями

В табл. 7-1 приведены комбинации соединений плеч, образующих различные мосты переменного тока.

Мосты для измерения емкости и угла потерь. При измерении емкости исследуемого объекта, например конденсатора, следует учесть, что он обычно обладает потерями, т. е. в нем поглощается активная мощность. Реальный конденсатор представляется эквивалентной схемой в виде идеальной емкости, последовательно или параллельно соединенной с активным сопротивлением, обуславливающим возникновение эквивалентных потерь. Ток в цепи такого конденсатора опережает напряжение на угол, меньший 90° .

На рис. 7-5 приведены эквивалентные схемы и векторные диаграммы конденсатора с потерями, из которых следует: $\operatorname{tg} \delta = \omega RC$ (рис. 7-5, а) и $\operatorname{tg} \delta = 1/(\omega RC)$ (рис. 7-5, б).

Для измерения емкости конденсаторов с малыми потерями схема моста показана на рис. 7-6. Как видно, в этом случае использована схема № 1 измерения емкости конденсатора (табл. 7-1). Для анализа используем эквивалентную схему рис. 7-5, а.

Полные сопротивления плеч в данном случае:

$$Z_1 = R_x + \frac{1}{j\omega C_x}; \quad Z_3 = R_N + \frac{1}{j\omega C_N}; \quad Z_2 = R_1; \quad Z_4 = R_2.$$

Подставив эти выражения в формулу равновесия моста, будем иметь

$$[R_x + 1/(j\omega C_x)] R_2 = [R_N + 1/(j\omega C_N)] R_1.$$

Отсюда получим условия равновесия моста:

$$C_x = C_N R_2 / R_1; \quad R_x = R_N R_1 / R_2.$$

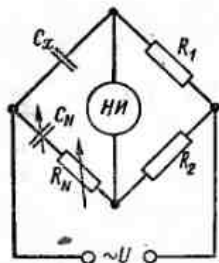


Рис. 7-6. Схема моста для измерения емкости и угла потерь с последовательным включением C_N и R_N

Угол потерь δ , дополняющий до 90° угол фазового сдвига тока относительно напряжения, определяется из выражения $\operatorname{tg} \delta = \omega C_x R_x = \omega C_N R_N$.

Работа на этом мосте производится следующим образом. Установив $R_N = 0$, изменяют отношение сопротивлений плеч R_2/R_1 до тех пор, пока нуль-индикатор не укажет наименьший ток. После этого переходят к регулировке сопротивления магазина R_N , добиваясь дальнейшего уменьшения тока в нуль-индикаторе. Затем снова изменяют отношение сопротивлений R_2/R_1 и т. д. до тех пор, пока не будет найдено положение равновесия.

Для измерения емкости конденсаторов с большими потерями применяют мост с параллельным подключением резистора R_N и конденсатора C_N (схема № 2 табл. 7-1), так как введение последовательно в плечо большого сопротивления уменьшает чувствительность схемы.

Комплексные сопротивления плеч моста

$$Z_1 = \frac{R_x}{1 + j\omega C_x R_x}; \quad Z_3 = \frac{R_N}{1 + j\omega C_N R_N}; \quad Z_2 = R_1; \quad Z_4 = R_2.$$

При равновесии имеет место следующее соотношение:

$$\frac{R_x R_2}{(1 + j\omega C_x R_x)} = \frac{R_N R_1}{(1 + j\omega C_N R_N)}.$$

Последнее уравнение приводит к двум условиям:

$$C_x = C_N R_2 / R_1; \quad R_x = R_N R_1 / R_2.$$

Угол потерь δ для конденсатора C_x , выраженный через $\operatorname{tg} \delta$, при параллельном соединении конденсатора и резистора $\operatorname{tg} \delta = 1 / (\omega C_x R_x) = 1 / (\omega C_N R_N)$.

Для определения потерь в диэлектриках, в частности в кабелях высокого напряжения, применяют мост, составленный по схеме № 3 табл. 7-1. Заземление вершины b моста (рис. 7-1) делает безопасной работу на мосте при питании его от источника высокого напряжения.

Для этого моста условия равновесия:

$$C_x = C_N R_2 / R_1; \quad R_x = R_1 C_2 / C_N.$$

Тангенс угла потерь

$$\operatorname{tg} \delta = \omega C_x R_x = \omega C_2 R_2.$$

Мосты для измерения индуктивности и добротности. Одно из плеч моста, составленного по схемам № 4 или 5 табл. 7-1, образуют испытуемой катушкой с индуктивностью L_x и активным сопротивлением R_x , а другое — образцовой катушкой с индуктивностью L_N и сопротивлением R_N . Резистор R при помощи переключателя может быть включен последовательно с образцовой катушкой (схема № 5) или с катушкой с измеряемой индуктивностью (схема № 4) в зависимости от соотношения R_x и R_N . Если для получения равновесия включить резистор R последовательно с катушкой L_x , то условия равновесия будут:

$$L_x = L_N R_1 / R_2; \quad R_x = R_N R_1 / R_2 - R.$$

Если же для получения равновесия включить резистор R последовательно с катушкой L_N , то условия равновесия моста принимают вид:

$$L_x = L_N R_1 / R_2; \quad R_x = (R_N + R) R_1 / R_2.$$

Для измерения индуктивности L_x можно использовать также и образцовый конденсатор C (схема № 6 табл. 7-1).

В этом случае условия равновесия имеют вид:

$$L_x = C R_1 R_2; \quad R_x = R_1 R_2 / R.$$

По полученным значениям R_x и L_x или R и C можно определить добротность катушки

$$Q = \omega L_x / R_x = \omega C R.$$

Четырехплечие мосты с использованием в их плечах конденсаторов постоянной емкости и переменных резисторов дают удобные прямые отсчеты значений измеряемых индуктивностей и коэффициентов добротности Q , но они обладают плохой сходимостью при малых значениях коэффициентов добротности. Процесс уравнивания становится затруднительным при $Q = 1$, а при $Q < 0,5$ приведение моста в состояние равновесия практически невыполнимо. Хорошую сходимость при измерениях малых значений коэффициента добротности имеют шестиплечие мосты.

Схема шестиплечего моста для измерения индуктивности и добротности приведена на рис. 7-7. Для нахождения условия равновесия моста заменим схему соединения треугольником abd эквивалентной схемой соединения звездой. Эта замена преобразует шестиплечий мост в четырехплечий.

Из общего условия равновесия моста находим

$$L_x = [R_3 R_4 + R_5 (R_3 + R_4)] C R_2 / R_4; \quad R_x = R_2 R_3 / R_4.$$

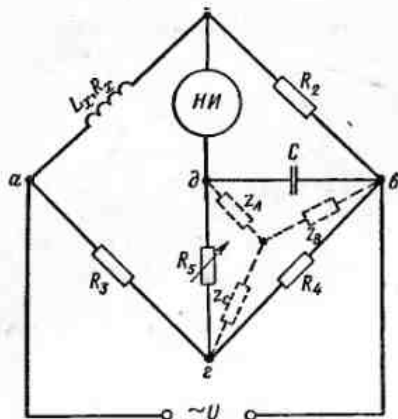


Рис. 7-7. Схема шестиглевого моста для измерения индуктивности и добротности

Хорошая сходимость моста объясняется независимостью второго условия равновесия от сопротивления резистора R_5 . Поэтому условие $R_x R_4 = R_2 R_3$ не нарушается регулировкой моста резистором R_5 , необходимой для выполнения первого условия.

Универсальные мосты для измерения сопротивления, емкости, угла потерь, индуктивности и добротности.

Для измерений в лабораторных условиях промышленность выпускает универсальные мосты, позволяющие осуществлять измерения сопротивлений на постоянном токе, емкости и угла потерь, индуктивности и добротности на переменном токе.

Современные универсальные мосты содержат набор образцовых резисторов, конденсаторов и катушек индуктивностей постоянного и переменного значения. С помощью переключателя составляется одна из рассмотренных выше схем моста.

Универсальные мосты предназначаются для измерения сопротивлений в широких пределах, емкости — от десятков пикофард до ста микрофард, $\text{tg } \delta$ — от тысячных долей до одной десятой, индуктивности — от единиц микрогенри до сотен генри и добротности — от единиц до нескольких сотен. Погрешность универсальных мостов зависит от измеряемой величины. Измерения параметров конденсаторов и катушек индуктивности в универсальных мостах обычно производится на частоте 1000 Гц.

Трансформаторные измерительные мосты для измерения комплексных сопротивлений. Четырехплечные трансформаторные измерительные мосты отличаются от мостов, рассмотренных выше, наличием индуктивно-связанных плеч в диагонали источника питания или в диагонали нуль-индикатора (рис. 7-8). Если в схеме рис. 7-8, а подобрать параметры плеч моста такими, чтобы напряжения во вторичных обмотках трансформатора были бы равны по значению и фазе падениям напряжения в плечах Z_1 и Z_2 , то ток в диагонали моста будет равен нулю, т. е. мост будет уравновешен. Если принять, что напряжения во вторичных обмотках пропорциональны числам витков обмоток, а также не учитывать потоков рассеяния обмоток и считать, что потери в проводах

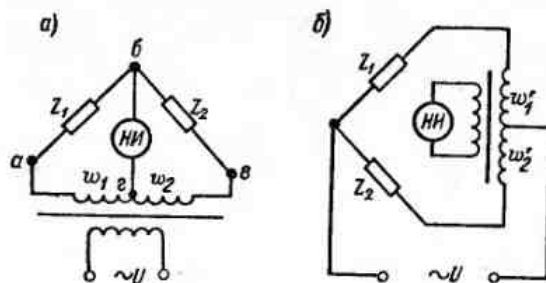


Рис. 7-8. Схема трансформаторного моста с индуктивно-связанными плечами в диагонали источника питания (а) и в диагонали нуль-индикатора (б)

обмоток пропорциональны числам витков, то условием равновесия моста по этой схеме будет $Z_1/Z_2 = w_1/w_2$, где w_1 и w_2 — числа витков вторичных обмоток трансформатора.

Если не делать указанных выше допущений, условие равновесия трансформаторного моста оказывается более сложным.

Для схемы моста рис. 7-8, б условие равновесия имеет вид $Z_1/Z_2 = w_1'/w_2'$, где w_1' и w_2' — числа витков первичной обмотки трансформатора.

Трансформаторные измерительные мосты могут применяться для измерения комплексных сопротивлений. Если $Z_1 = Z_x$ (измеряемое комплексное сопротивление), а $Z_2 = Z_N$ (образцовое комплексное сопротивление), то равновесие моста может быть достигнуто двояким способом: изменением Z_N или изменением числа витков w_1 и w_2 (или w_1' и w_2').

Достоинством трансформаторных измерительных мостов является то, что они могут обеспечить практически постоянную чувствительность в широком диапазоне частот (до сотен мегагерц) и позволять производить измерения с незначительной погрешностью (в некоторых случаях до 0,01—0,001 %). Следует отметить возможность применения трансформаторных мостов для измерения неэлектрических величин (уровней, влажности, перемещений и т. п.).

7-5. КОМПЕНСАТОРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Принцип действия компенсаторов (потенциометров) постоянного тока. Схема компенсатора, дающая представление об устройстве этого прибора, приведена на рис. 7-9, где E_n — нормальный элемент, ЭДС которого точно известна; E_x — измеряемая ЭДС; НИ — нуль-индикатор (обычно магнитоэлектри-

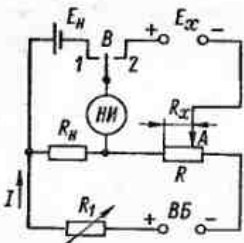


Рис. 7-9. Схема компенсатора постоянного тока

ческий гальванометр); R_n — образцовый резистор, сопротивление которого выбирается в зависимости от значения рабочего тока компенсатора и значения ЭДС нормального элемента E_n ; R — резистор

с точно известным регулируемым сопротивлением; R_1 — реостат; $ВВ$ — вспомогательный источник тока.

Методика измерения E_x заключается в следующем. Сначала устанавливается определенное для компенсатора значение рабочего тока. Для этого переключатель B должен быть поставлен в положение 1, а сопротивление резистора R_1 надлежит изменять до тех пор, пока гальванометр не покажет отсутствие тока. Это будет при $IR_n = E_n$.

После установления рабочего тока переключатель B должен быть поставлен в положение 2 и при этом перемещением подвижного контакта A опять необходимо добиться отсутствия тока в гальванометре. Это будет при некотором значении сопротивления R_x . Тогда $IR_x = E_x$, где I — ранее установленное значение тока. Этот способ требует постоянства рабочего тока во время измерений.

Точность установления компенсации, а следовательно, и точность измерения компенсатором зависят от чувствительности компенсатора. Чувствительность компенсатора (комплектная)

$$S_{к.к} = S_{кг} S_I = \frac{\Delta I}{\Delta E_x} \frac{\Delta I}{\Delta I} = \frac{\Delta I}{\Delta E_x},$$

где $S_{кг} = \Delta I / \Delta E_x$ — чувствительность схемы компенсатора; $S_I = \Delta I / \Delta I$ — чувствительность гальванометра; ΔI — приращение тока в цепи гальванометра, вызванное изменением E_x на ΔE_x .

Следует учесть, что $S_{кг}$ является переменной величиной, зависящей от сопротивления входной цепи, и в том числе от сопротивления источника измеряемой ЭДС.

Высокая точность измерения компенсатором обусловлена высокой чувствительностью применяемого гальванометра, высокой точностью нормального элемента и резисторов, а также высокой стабильностью вспомогательного источника питания.

Достоинством компенсатора является также отсутствие потребления мощности от источника измеряемой величины в момент компенсации. Именно по этой причине возможно измерение ЭДС с помощью компенсаторов.

Предел допускаемой основной погрешности (в процентах) для компенсаторов постоянного тока определяют по одночленной формуле: $\gamma = \pm 100 \Delta U / U_k = \pm P$ и по двухчленной формуле $\delta = \pm 100 \Delta U / U = \pm [c + d (U_k / U - 1)]$ (см. § 4-3).

Компенсаторы можно использовать для измерения напряжений, превышающих их предел измерений. В этом случае измеряемое напряжение подается на вход компенсатора через образцовый делитель напряжения.

Компенсаторы широко применяют также для точного измерения тока и сопротивления косвенным способом (см. § 15-1, 15-4).

Устройство компенсаторов постоянного тока. Компенсаторы постоянного тока бывают двух типов: большого сопротивления и малого сопротивления.

У компенсаторов первого типа сопротивление рабочей цепи достигает 10 000 Ом на 1 В напряжения питания. Для них применяют гальванометры с относительно большим критическим сопротивлением. Верхний предел измерений ЭДС (напряжения) 1,2—2,5 В.

Для измерения относительно малых ЭДС и напряжений применяют компенсаторы большого сопротивления нерационально вследствие увеличения погрешности измерения. Одна из причин увеличения погрешности заключается в том, что при обычном для компенсаторов большого сопротивления рабочем токе и измерении малых ЭДС в отсчете участвует малое число декад.

Для измерения малых ЭДС (например, ЭДС термопар) используют компенсаторы малого сопротивления. Рабочий ток этих компенсаторов выбирают в пределах от 1 до 25 мА. Для них применяют гальванометр с небольшим критическим сопротивлением, чтобы он мог работать в условиях, близких к режиму критического успокоения.

ЭДС нормального элемента компенсируется на отдельном участке рабочей цепи, имеющей некоторое постоянное сопротивление и переменное сопротивление, устанавливаемое в зависимости от окружающей температуры.

Делитель напряжения, на котором создается компенсирующее напряжение, должен быть таким, чтобы перемещение рычагов декад в процессе компенсации не вызывало изменения рабочего тока. Кроме того, должна быть обеспечена возможность точного отсчета установленного значения сопротивления (или падения напряжения на нем). Для этого на практике применяются несколько типов декад делителей напряжения.

В качестве примера на рис. 7-10 показана схема последовательного включения двух декад. Компенсирующим напряжением является падение напряжения на участке цепи $a - б$. Так как рычаги P_1 и P_2 механически связаны, суммарное сопротивление

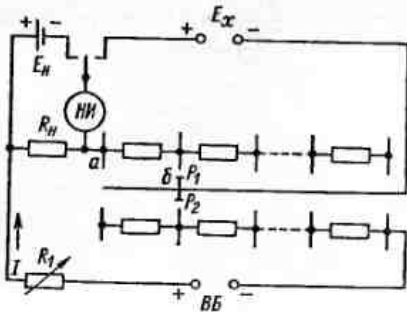


Рис. 7-10. Схема компенсатора с двойной декадой

цепи рабочего тока остается неизменным независимо от их положения. Можно включить последовательно требуемое число двойных декад.

В компенсаторах малого сопротивления применять скользящие контакты во входной цепи недопустимо вследствие непостоянства их сопротивления, что может привести к существенным погрешностям, так как сопротивление входной цепи сравнительно невелико.

Существует несколько схем компенсаторов малого сопротивления. На рис. 7-11 показана схема компенсатора, в котором компенсирующее напряжение U_k создается на постоянных резисторах R . По резисторам R протекают токи I_1 и I_2 . Значение компенсирующего напряжения зависит от токов I_1 и I_2 и положения щеток на контактных рядах. Если обозначить через n_1 и n_2 номера контактов, на которых находятся щетки $Щ_1$ и $Щ_2$, то $U_k = I_1 n_1 R + I_2 n_2 R$.

Токи I_1 и I_2 отличаются друг от друга в 10 раз и практически не зависят от положения щеток вследствие того, что сопротивле-

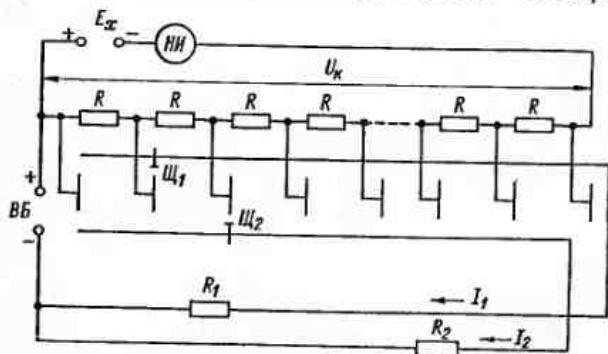


Рис. 7-11. Схема компенсатора малого сопротивления

ния R_1 и R_2 выбираются значительно большими, чем сопротивления R . Если подобрать такое положение щеток, при котором нуль-индикатор покажет отсутствие тока в его цепи, значение измеряемой ЭДС можно отсчитать по положению щеток, причем каждая щетка дает определенный десятичный знак. Для повышения точности измерений число контактных рядов может быть увеличено. Требуемый рабочий ток ($I_1 + I_2$) устанавливаются при помощи нормального элемента и регулируемых резисторов (на схеме рис. 7-11 они не показаны).

В настоящее время разработаны и выпускаются промышленностью компенсаторы постоянного тока различного назначения, например компенсатор Р332, предназначенный для измерений напряжений до 2,121111 В с основной допускаемой погрешностью (в вольтах) $\Delta U = \pm (5U_x + 0,01) \cdot 10^{-6}$.

7-6. КОМПЕНСАТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Принцип действия компенсаторов переменного тока. Этот принцип заключается в том, что измеряемая ЭДС (напряжение) уравнивается известным напряжением, создаваемым рабочим током на участке рабочей цепи.

Для уравнивания двух напряжений переменного тока необходимо равенство этих напряжений по модулю, противоположность по фазе, равенство частоты и идентичность формы кривой. Первые три условия можно обеспечить путем выбора принципиальной схемы компенсатора и питания исследуемой цепи и компенсатора от одного источника. Последнее условие обеспечивается дополнительными мерами.

В качестве нуль-индикаторов, так же как и в мостах переменного тока, применяют вибрационные гальванометры, электронно-лучевые нуль-индикаторы или усилители с выпрямительными приборами на выходе.

При помощи компенсаторов переменного тока можно измерять напряжения и ЭДС переменного тока и косвенно ток, сопротивление, магнитный поток и другие величины. Компенсаторы переменного тока позволяют определять не только модули величин, но и их фазу.

Компенсаторы переменного тока по точности измерений значительно уступают компенсаторам постоянного тока. Это объясняется главным образом тем, что не существует меры ЭДС переменного тока, аналогичной нормальному элементу. Рабочий ток в компенсаторах переменного тока приходится устанавливать по амперметрам в лучшем случае класса точности 0,05 или 0,1 либо, как это будет показано далее, по нормальному элементу с использованием промежуточного термопреобразователя.

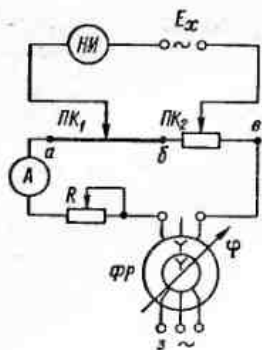


Рис. 7-12. Схема полярно-координатного компенсатора.

Устройство компенсаторов переменного тока. В зависимости от того, как производится уравнивание по модулю и фазе известной и измеряемой ЭДС и в каких координатах получается отсчет E_x , компенсаторы переменного тока делят на две группы.

1. *Компенсаторы полярно-координатные*, имеющие фазорегулятор и делитель напряжения, с помощью которых регулируется компенсирующее напряжение по фазе и модулю.

На рис. 7-12 приведена схема компенсатора, измеряющего E_x в полярной системе координат. Измеряемая ЭДС (напряжение) подключается к зажимам E_x . ЭДС определяется по положению подвижных контактов $ПК_1$ и $ПК_2$ на шкале калиброванной проволоки $a-b$ и магазина сопротивлений $b-v$. Фаза напряжений на участке рабочей цепи регулируется фазорегулятором $ФР$, благодаря чему можно добиться практически полного отсутствия тока в нуль-индикаторе $НИ$. Отсчет угла фазового сдвига производится по фазорегулятору. Необходимое значение рабочего тока устанавливается по амперметру A при помощи реостата R .

2. *Компенсаторы прямоугольно-координатные*, имеющие две рабочие цепи, в которых угол фазового сдвига рабочих токов относительно друг друга составляет 90° . Измеряемая ЭДС (напряжение) уравнивается напряжением, определяемым по составляющим падений напряжений на участках двух рабочих цепей. Угол фазового сдвига составляющих падений напряжения равен 90° .

На рис. 7-13, а показана схема прямоугольно-координатного компенсатора. Компенсатор имеет две рабочие цепи А и Б. Рабочая цепь А состоит из калиброванной проволоки $a-b$, первичной обмотки w_1 «воздушного» трансформатора Tr (без стали), амперметра A и регулируемого резистора R . Ток I_1 этой цепи создает на калиброванной проволоке $a-b$ падение напряжения U_{a-b} . Так как ток I_1 устанавливают заданного значения, то напряжение U_{a-b} определяется сопротивлением R_{a-b} калиброванной проволоки $a-b$, шкала которой градуируется в единицах напряжения. Вторая рабочая цепь Б состоит из калиброванной проволоки $v-z$, вторичной обмотки w_2 «воздушного» трансформатора Tr и магазина сопротивлений R_r . Ток I_2 , протекающий во второй рабочей цепи, отстает по фазе от тока I_1 практически на угол 90° .

Объясняется это тем, что при незначительном индуктивном сопротивлении вторичной цепи трансформатора Tr ток I_2 практически совпадает по фазе с ЭДС E_2 и, следовательно, отстает по фазе на угол 90° от тока I_1 .

Падение напряжения U_{a-b} на участке проволоки сопротивлением R_{a-b} калиброванной проволоки $a-b$, создаваемое током I_1 при постоянном значении тока I_1 и частоте f , постоянно. Шкалу калиброванной проволоки $a-b$ также градуируют в единицах напряжения. Поскольку сопротивления R_{a-b} и R_{v-z} проволок чисто активные, то напряжения U_{a-b} и U_{v-z} совпадают по фазе с токами, но сдвинуты относительно друг друга на угол 90° . Ток I_2 зависит от частоты, так как $I_2 = E_2/R_2 = \omega MI_1/R_2$, где ω — угловая частота тока; M — коэффициент взаимной индуктивности воздушного трансформатора; R_2 — полное активное сопротивление второй рабочей цепи.

Из этого следует, что изменение частоты f приводит к изменению тока I_2 , а следовательно, и к изменению градуировки шкалы калиброванной проволоки $v-z$. Во избежание этого при изменении частоты необходимо изменять сопротивление R_2 , так чтобы $\omega MI_1/R_2$ оставалось неизменным при всех частотах в пределах заданных значений. Для этой цели во второй рабочей цепи включен магазин сопротивлений R_r , значение сопротивления которого изменяют в зависимости от частоты источника питания.

Главная входная цепь компенсатора состоит из источника измеряемого напряжения U_x , нуль-индикатора $НИ$ и участков калиброванных проволок $ПК_1-0$ и $ПК_2-0$.

На рис. 7-13, б показаны координатные оси $a-b$ и $v-z$, на которых отложены падения напряжений на участках $ПК_1-0$

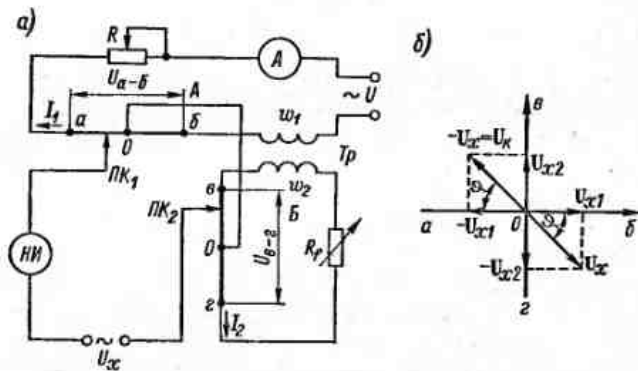


Рис. 7-13. Схема (а) и векторная диаграмма (б) прямоугольно-координатного компенсатора

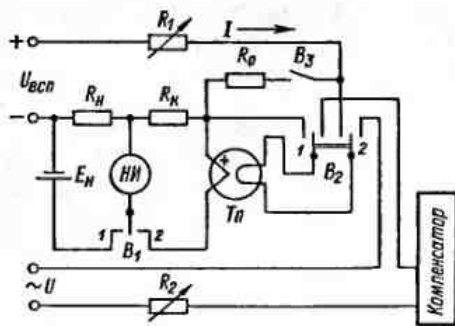


Рис. 7-14. Схема компаратора для установки рабочего тока

и $PK_2 = 0$. При отсутствии тока в нуль-индикаторе геометрическая сумма этих падений напряжений равна по модулю измеряемому напряжению U_x , но сдвинута по отношению к нему на угол 180° .

Фазу и модуль U_x можно найти по составляющим, пользуясь следующими выражениями:

$$U_x = \sqrt{U_{x1}^2 + U_{x2}^2} \text{ и } \operatorname{tg} \varphi = U_{x2}/U_{x1},$$

где U_{x1} и U_{x2} — составляющие вектора измеряемого напряжения U_x , отсчитанные, соответственно, по шкалам калиброванной проволоки $a - b$ и $b - z$; φ — угол между вектором U_x и составляющей U_{x1} .

При синфазности рабочего тока первого контура и напряжения питания компенсатора угол φ , как и в полярно-координатных компенсаторах, представляет собой фазовый сдвиг измеряемого напряжения относительно напряжения питания.

Как указывалось выше, рабочий ток компенсаторов можно контролировать при помощи амперметров, которые могут обеспечить измерение тока с погрешностью 0,05—0,1 %. Можно повысить точность установки рабочего тока компенсатора (примерно до 0,02 %) и, следовательно, точность измерения, применяя для установки рабочего тока компаратор, производящий сравнение постоянного тока с действующим значением переменного тока.

На рис. 7-14 приведена схема установки рабочего тока компенсатора при помощи компаратора с использованием термопреобразователя Tn . Первой операцией является точная установка постоянного тока в цепи нагревателя термопары. Для этого переключатель B_2 должен быть установлен в положение 1, ключ B_3 разомкнут, переключатель B_1 также должен находиться в положении 1. Изменяя сопротивление резистора R_1 следует добиться отсутствия тока в нуль-индикаторе $НИ$, которое наступит при

требуемом токе I , так как соответственно этому значению тока выбрано сопротивление резистора R_n . Затем переключатель B_1 ставится в положение 2 и фиксируется показание гальванометра, которое незначительно (желательно иметь ток в гальванометре равным нулю), что достигается выбором сопротивления резистора R_k . После установки постоянного тока I переключатель B_2 ставится в положение 2, замыкается ключ B_3 , чем достигается неизменность тока I (сопротивление резистора R_0 должно быть точно равно сопротивлению нагревателя термопары). Регулируя сопротивление резистора R_2 , добиваются прежнего показания нуль-индикатора, которое, очевидно, будет при равенстве действующего значения переменного тока I_{\sim} постоянному току I_{\sim} .

7.7. АВТОМАТИЧЕСКИЕ МОСТЫ И КОМПЕНСАТОРЫ

Автоматические мосты. Мосты с автоматизированным процессом уравнивания называют автоматическими мостами; они находят широкое применение для измерения и регистрации величин. Автоматические мосты с дополнительным регулирующим устройством применяют для автоматического управления производственными процессами. В настоящее время широко распространены автоматические мосты для измерения, регистрации и регулирования температуры различных объектов. В качестве измерительного преобразователя температуры в этих мостах применяются терморезисторы.

Схема автоматического моста для измерения сопротивления R_x приведена на рис. 7-15. Мост питается от источника U . Если мост уравновешен, то напряжение между точками b и z равно нулю и ротор двигателя M неподвижен. При изменении измеряемого сопротивления R_x на диагонали моста (между точками b и z) появится напряжение, значение которого зависит от R_x . Это напряжение усиливается усилителем $У$ и подается на реверсивный двигатель M , который передвигает подвижный контакт переменного резистора R_1 в сторону достижения равновесия моста и одновременно поворачивает указатель, а при записи измеряемой величины — перемещает перо, записывающее на диаграмме ее значение. Ротор двигателя вращается до достижения равновесия моста. Если автоматический мост предназначен для управления, то тем же двигателем приводятся в действие регулирующие устройства.

Приборостроительная промышленность выпускает различные типы автоматических мостов, различающиеся габаритами, числом измеряемых величин и другими характеристиками. Основная приведенная погрешность автоматических мостов $\pm (0,25 - 1) \%$; время прохождения указателем шкалы 1—10 с.

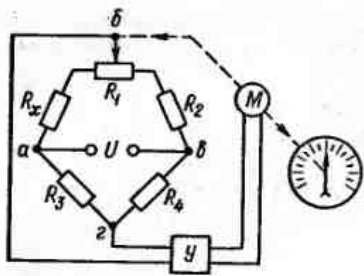


Рис. 7-15. Схема автоматического моста для измерения сопротивления постоянному току

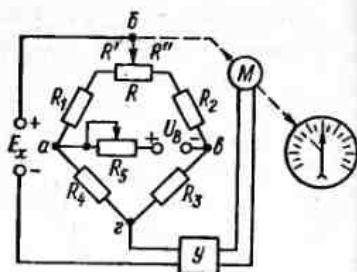


Рис. 7-16. Схема автоматического компенсатора постоянного тока

Автоматизация процесса уравнивания в мостах переменного тока значительно сложнее. Автоматические мосты переменного тока для измерения и регистрации комплексного сопротивления должны иметь два регулирующих элемента (двигателя), которые обеспечивают два условия равновесия моста — по модулю и по фазе. По точности автоматические мосты переменного тока уступают мостам постоянного тока.

Автоматические компенсаторы (потенциометры) постоянного тока. Компенсаторы, у которых процесс компенсации производится автоматически, называют автоматическими компенсаторами.

Автоматические компенсаторы применяют для измерения электрических и неэлектрических величин, которые могут быть предельно преобразованы в напряжение (ЭДС) постоянного тока.

Находят применение компенсаторы с полным и неполным уравниванием.

Схема *автоматического компенсатора с полным уравниванием* приведена на рис. 7-16. Измеряемая ЭДС E_x уравнивается напряжением $U_{6.2}$ на диагонали моста, образованного резисторами с сопротивлениями $R_1 + R'$, $R_2 + R''$, R_3 и R_4 . Если измеряемая ЭДС E_x и компенсирующее напряжение $U_{6.2}$ не равны, то на вход усилителя $У$ подается их разность ΔU . Это напряжение усиливается усилителем $У$ и подается на реверсивный двигатель $М$, ротор которого связан с подвижным контактом переменного резистора R и указателем счетного устройства. Ротор двигателя приходит во вращательное движение, причем направление вращения зависит от знака разности $\Delta U = E_x - U_{6.2}$. При вращении ротор перемещает подвижный контакт переменного резистора R до наступления равенства $U_{6.2}$ и E_x . Таким образом, положение подвижного контакта резистора и указателя определяется измеряемой величиной E_x .

Компенсирующее напряжение $U_{6.2}$ зависит от напряжения питания U_B , поэтому для этой цели используют стабилизированный источник.

Приборостроительная промышленность выпускает автоматические компенсаторы (потенциометры), различающиеся габаритами, видом записи, погрешностью, временем прохождения указателем всей шкалы и другими характеристиками. Основная приведенная погрешность автоматических компенсаторов находится в пределах $\pm (0,25 - 1,0) \%$; время прохождения указателем всей шкалы 1—10 с.

Для автоматического регулирования и управления производственными процессами в некоторых компенсаторах предусматриваются контакты и регулирующие устройства, которые приводятся в действие ротором реверсивного двигателя.

На рис. 7-17 приведена схема *компенсатора с неполным уравниванием*. Как видно из схемы, компенсатор этого типа представляет собой, по существу, усилитель постоянного тока (УПТ), охваченный отрицательной обратной связью. Для этой схемы справедливы соотношения:

$$U_x = U_k + \Delta U = IR_{0.c} + \Delta U; I = \Delta U S, \quad (7-12)$$

где S — чувствительность (коэффициент преобразования) усилителя постоянного тока.

Из уравнений (7-12) следует, что

$$I = U_x S / (1 + R_{0.c} S), \quad (7-13)$$

т. е. между током I усилителя и измеряемым напряжением U_x существует пропорциональная зависимость, и по значению тока можно судить об U_x . Однако коэффициент пропорциональности зависит от чувствительности S усилителя постоянного тока. Нестабильность параметров усилителя приводит к появлению погрешности. Если подобрать значения $R_{0.c}$ и S таким образом, чтобы $R_{0.c} S \gg 1$, то выражение (7-13) примет вид $I \approx U_x / R_{0.c}$.

В этом случае коэффициент преобразования всей цепи определяется только сопротивлением $R_{0.c}$.

В качестве усилителя постоянного тока применяют *гальванометрические усилители*, которые вследствие высокой чувствительности гальванометра могут иметь высокий коэффициент преобразования.

На рис. 7-18 представлена схема компенсатора, в которой использован гальванометр с фотоэлектрическим преобразователем. На подвижной части гальванометра Γ укреплено зеркальце, на которое направляется луч света от лампы накаливания $Л$. При повороте подвижной части гальванометра луч света попадает на фотозлемент $\Phi Э$. Фототок усиливается усилителем $У$, и ток I ,

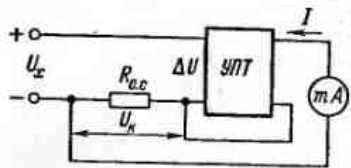


Рис. 7-17. Схема автоматического компенсатора с изменяющимся рабочим током

измеряемый прибором mA , создает на резисторе $R_{в.с.}$ компенсирующее напряжение.

Подобные компенсаторы, или, как их еще часто называют, *фотогальванометрические усилители*, выпускаются серийно. Потребляемая таким компенсатором мощность от источника измеряемого напряжения ничтожно мала и может составлять примерно $5 \cdot 10^{-15}$ Вт при максимальном значении измеряемой величины.

Такие компенсаторы по своим характеристикам значительно превосходят магнитоэлектрические стационарные зеркальные гальванометры: они имеют значительно меньшее время успокоения, позволяют осуществлять запись при помощи самопишущих приборов и могут измерять очень малые постоянные токи.

Автоматические компенсаторы переменного тока. Автоматические компенсаторы могут быть полярно-координатными и прямоугольно-координатными.

На рис. 7-19 показана схема *автоматического полярно-координатного компенсатора*. Как видно из схемы, измеряемое

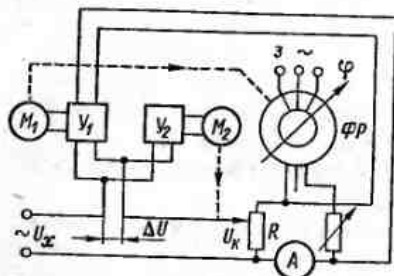


Рис. 7-19. Схема автоматического полярно-координатного компенсатора

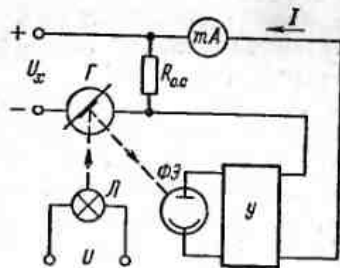


Рис. 7-18. Схема фотогальванометрического компенсатора (усилителя)

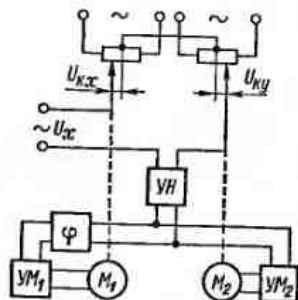
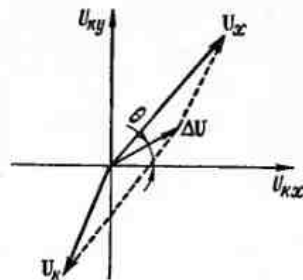


Рис. 7-20. Схема автоматического прямоугольно-координатного компенсатора

Рис. 7-21. Векторная диаграмма измерительной цепи прямоугольно-координатного компенсатора



напряжение U_x уравнивается компенсирующим напряжением U_k . Так как для достижения равновесия компенсирующее напряжение должно быть равно по модулю и противоположно по фазе измеряемому, делитель R питается от фазорегулятора ΦP , ротор которого связан с ротором реверсивного двигателя M_1 переменного тока.

Фазочувствительный усилитель Y_1 реагирует на разность фаз измеряемого и компенсирующего напряжений. При наличии дополнительного к 180° сдвига между векторами U_x и U_k ротор двигателя M_1 придет во вращение и будет поворачивать ротор фазорегулятора ΦP до тех пор, пока вектор U_k не окажется точно в противофазе с вектором U_x .

Усилитель Y_2 реагирует на абсолютное значение ΔU . Ротор двигателя M_2 вращается до тех пор, пока не наступит равенства по абсолютному значению напряжений U_x и U_k . Отсчет значения U , производят по шкале делителя напряжения R , а фазы — по углу поворота ротора фазорегулятора.

Одна из возможных схем *автоматического прямоугольно-координатного компенсатора* показана на рис. 7-20. Угол фазового сдвига между $U_{кx}$ и $U_{кy}$ равен 90° . Разность между геометрической суммой этих напряжений и измеряемым напряжением U_x подается на усилитель напряжения $УН$. Усилители мощности $УМ_1$ и $УМ_2$ и двигатели M_1 и M_2 переменного тока являются фазочувствительными. Введением дополнительных цепей ϕ в один из усилителей мощности (например, $УМ_1$) можно добиться такого положения, что один из двигателей будет приходить в действие от составляющей напряжения $\Delta U \cos \theta$, а второй — от составляющей напряжения $\Delta U \sin \theta$ (см. векторную диаграмму рис. 7-21).

Двигатели будут работать до тех пор, пока имеются эти составляющие, т. е. до момента уравнивания измеряемого напряжения U_x компенсирующим напряжением U_k .

Вследствие инерционности двигателей процесс уравнивания завершается за 3—4 с.

Двухкоординатные автоматические самопишущие приборы (графопостроители). Рассмотренные автоматические мосты и компенсаторы производят регистрацию измеряемой величины в функции времени. Для этого диаграммная бумага в этих приборах перемещается пропорционально времени приводным механизмом. Выпускаемые в настоящее время двухкоординатные ав-

томатические самопишущие приборы предназначены для регистрации одной переменной в функции другой, т. е. $y=f(x)$. Измеряемые величины x и y подаются каждая в свою измерительную цепь (мост или компенсатор). Если величина x обуславливает перемещение регистрирующего устройства с помощью одного из приводов по одной оси координат, то величина y обеспечивает перемещение этого регистрирующего устройства по другой оси с помощью другого приводного механизма. Таким образом обеспечивается запись графика функции $y=f(x)$.

Глава восьмая

ЦИФРОВЫЕ ПРИБОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

8-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Основные понятия и определения. В настоящее время широко применяют цифровые измерительные приборы (ЦИП), имеющие ряд достоинств по сравнению с аналоговыми электроизмерительными приборами. *Цифровыми* называют приборы, автоматически вырабатывающие дискретные сигналы измерительной информации, показания которых представляются в цифровой форме. В цифровых приборах в соответствии с размером измеряемой величины образуется код (см. § 1-1), а затем в соответствии с кодом значение измеряемой величины представляется на отсчетном устройстве в цифровой форме. Применительно к цифровым приборам *код* — условные сигналы (обычно электрические). Код может подаваться в цифровое регистрирующее устройство, вычислительную машину или другие автоматические устройства.

Неавтоматические лабораторные компенсаторы и мосты с decadeными магазинами сопротивлений по существу являются цифровыми приборами (неавтоматическими), так как в них положение ручек decadeных магазинов сопротивления после уравновешивания (оператором) образует код и результат выражается в цифровой форме. Развитие электроизмерительной техники, а также других смежных областей привело к созданию автоматических цифровых приборов, которые рассматриваются в этой главе.

Цифровой прибор включает в себя два обязательных функциональных узла: *аналого-цифровой преобразователь* (АЦП) (см. § 4-1) и *цифровое отсчетное устройство* (ЦОУ);

АЦП выдает код в соответствии со значением измеряемой величины, а цифровое отсчетное устройство отражает это значение в цифровой форме.

АЦП являются не только составной частью ЦИП, они также используются в измерительных информационных, управляющих и других системах. АЦП выпускаются промышленностью и в качестве автономных устройств. Автономные АЦП в отличие от ЦИП не имеют десятичного отсчетного устройства, т. е. они дают на выходе только код; обычно они выполняются более быстродействующими, чем ЦИП, но менее точными; чаще всего они имеют один диапазон для одной измеряемой величины.

Кроме АЦП, к цифровым преобразователям относят *цифро-аналоговые преобразователи* (ЦАП), предназначенные для преобразования кода в аналоговую квантованную величину. ЦАП применяют не только как узел ЦИП и АЦП, но и как автономное устройство. В настоящее время промышленность выпускает АЦП и ЦАП не только в виде автономных средств измерений, но и в виде интегральных микросхем.

Кроме АЦП и ЦОУ, ЦИП может содержать предварительные аналоговые преобразователи, преобразующие измеряемую величину в другую величину, более удобную для преобразования в код. Например, аналоговыми преобразователями могут быть делители напряжения, усилители, преобразователи и т. п.

В настоящее время получили применение *аналого-дискретные измерительные приборы* (АДИП). В отличие от ЦИП в этих приборах используют *квазианалоговые отсчетные устройства*, т. е. устройства, в которых роль указателя выполняет светящаяся полоса или светящаяся точка, меняющие дискретно свою длину (полоса) или положение (точка) относительно шкалы. Квазианалоговые отсчетные устройства управляются кодом. Такие приборы сочетают в себе достоинства аналоговых приборов (аналоговые отсчетные устройства) и цифровых приборов (код на выходе).

При рассмотрении вопросов, общих для ЦИП, АЦП и АДИП, вводится понятие *цифровое измерительное устройство* (ЦИУ), под которым понимается любое из указанных средств измерений.

Для образования кода непрерывная измеряемая величина в ЦИУ дискретизируется во времени и квантуется по уровню.

Дискретизацией непрерывной во времени величины $x(t)$ называется операция ее преобразования в прерывную во времени, т. е. величину, значения которой отличны от нуля и совпадают с соответствующими значениями $x(t)$ только в определенные моменты времени. Промежуток между двумя соседними моментами времени дискретизации называют шагом дискретизации, который может быть постоянным или переменным.

Квантованием по уровню непрерывной по уровню величины $x(t)$ называют операцию ее преобразования в квантованную величину $x_k(t)$ (см. § 1-1). Фиксированные значения квантованной величины называют уровнями квантования, разность между двумя ближайшими уровнями — ступенью, или шагом квантования, или квантом.

Код в ЦИУ вырабатывается в соответствии с квантованной величиной, принимаемой равной измеряемой величине. При преобразовании измеряемой величины в квантованную имеет значение правило установления равенства (*способ отождествления*) измеряемой и квантованной величины. Отождествление может производиться с ближайшим большим или равным, ближайшим меньшим или равным, а также с ближайшим уровнем квантования.

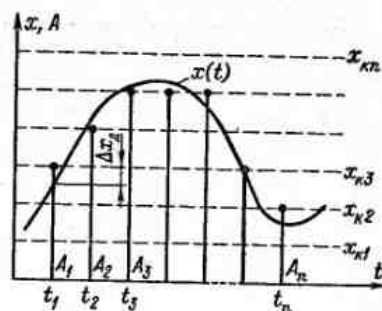
Число возможных уровней квантования определяется устройством ЦИУ. От числа уровней квантования зависит емкость (число возможных отсчетов) отсчетного устройства. Например, если у ЦИП отсчетное устройство имеет максимальное показание 999, то такой прибор бесконечное множество значений измеряемой величины в пределах от 0 до 999 отражает всего 1000 различными показаниями, т. е. в этом приборе измеряемая величина преобразуется в квантованную, имеющую 1000 уровней квантования.

В результате квантования измеряемой величины по уровню возникает погрешность дискретности (квантования по уровню), обусловленная тем, что бесконечное множество значений измеряемой величины отражается лишь ограниченным числом кодовых комбинаций ЦИУ. Возникновение погрешности дискретности иллюстрирует рис. 8-1, где $x(t)$ — график изменения измеряемой величины; A_1, A_2, \dots, A_n — ординаты, соответствующие кодам ЦИУ (показаниям ЦИП) при измерении $x(t)$ в моменты времени t_1, t_2, \dots, t_n и при отождествлении с ближайшим уровнем квантования.

Как видно, в большинстве случаев измерений имеется разность между значениями кодовых комбинаций ЦИУ (показаниями ЦИП) и размерами измеряемой величины в моменты измерений. Эта разность есть абсолютная погрешность. При идеальном преобразовании измеряемой непрерывной величины в квантованную и в код полученная погрешность равна погрешности дискретности. Погрешность дискретности не является препятствием для увеличения точности ЦИУ, так как соответствующим выбором числа уровней квантования погрешность дискретности можно сделать достаточно малой.

Иногда возникает необходимость восстанавливать все значения непрерывной измеряемой величины по ряду измеренных

Рис. 8-1. Квантование по уровню и дискретизации во времени непрерывной измеряемой величины



мгновенных значений. Практически это удается сделать всегда с погрешностью, носящей название погрешности аппроксимации.

Если ЦИУ предназначено для получения результатов измерений, по которым будут восстанавливаться все промежуточные непрерывные значения измеряемой величины, то быстродействие таких приборов и преобразователей выбирают с учетом допускаемой погрешности аппроксимации, способа аппроксимации и характера изменения измеряемой величины.

Системы счисления, коды. В ЦИУ кодирование производится по определенному правилу, например с использованием системы счисления.

В привычной для нас десятичной системе счисления любое целое число N может быть представлено в виде:

$$N = \sum_{i=1}^{i=n} k_i 10^{i-1},$$

где n — число разрядов; k_i — коэффициент, принимающий значения 0, 1, 2, ..., 9 (используется 10 различных символов). Например, число 902 можно представить в виде суммы: $9 \cdot 10^2 + 0 \cdot 10^1 + 2 \cdot 10^0$. Для упрощения записи обычно пишут только значения коэффициентов (символов) k_i , располагая их слева направо по убывающим номерам. При такой записи положение коэффициента определяет его принадлежность к определенному разряду, т. е. определяет его «вес».

Любое целое число N можно выразить также в двоичной системе:

$$N = \sum_{i=1}^{i=n} k_i 2^{i-1},$$

где n — число разрядов; k_i — коэффициент, принимающий значения 0 и 1 (используются два символа).

Например, то же число 902 в двоичной системе: $1 \cdot 2^9 + 1 \cdot 2^8 + 1 \cdot 2^7 + 0 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$. Для упрощения записи указывают только коэффициенты k_i , располагае-

мые в соответствии с порядком следования разрядов, т. е. в упрощенном виде число 902 в двоичной системе равно 1110000110.

Наиболее простая система счисления — *единичная*, имеющая один символ (цифра 1), при помощи которого можно выразить любое число, например, следующим образом:

Число в десятичной системе счисления 1 2 3 4 ...
 Число в единичной системе счисления 1 11 111 1111 ...

Находят применение комбинации систем счисления. Например, *двоично-десятичная система* строится на сочетании признаков двоичной и десятичной систем. Расположение десятичных разрядов сохраняется, но цифра каждого десятичного разряда изображается в двоичной системе. Число 902 в двоично-десятичной системе: 1001 0000 0010.

Для образования кода используют также комбинации целых положительных чисел. Например, каждый десятичный разряд может быть выражен комбинацией целых положительных чисел $a_1 - a_4$. Эти числа выбирают так, чтобы их линейная комбинация $S = k_1 a_1 + k_2 a_2 + k_3 a_3 + k_4 a_4$ могла принимать любое целое число от 0 до 9 при $k_1 - k_4$, принимающих значения 0 или 1. Например, $a_1 - a_4$ выбирают такими: 2, 4, 2, 1 или 5, 2, 1, 1 и т. д.

При образовании кодов каждому символу используемой системы счисления должен соответствовать свой элемент кода.

В зависимости от очередности передачи элементов кода все коды разделяют на последовательные и параллельные. У *последовательного кода* элементы кода передаются последовательно во времени, причем могут передаваться по одному каналу. У *параллельного кода* элементы кода передаются одновременно по различным каналам.

Если образовывать последовательный код импульсами постоянного тока и считать, что символу 1 двоичной системы счисления соответствует наличие импульса, а отсутствие импульса соответствует символу 0, то число 902 в двоичной системе счисления имеет вид, показанный на рис. 8-2, а. Каждый импульс кода в зависимости от места (во времени) имеет определенную значимость — «вес». Код, построенный с использованием двоичной системы, называют двоичным кодом.

На рис. 8-2, б показан последовательный код в виде импульсов тока, представляющий число 902 в единичной системе счисления. Такой код носит название число-импульсного или единичного кода. Он более громоздок, чем двоичный, однако находит применение в тех случаях, когда измеряемая величина простыми средствами преобразуется в этот код. Достоинство этого кода заключается также в простоте суммирования импульсов кода с помощью пересчетных устройств (см. § 8-3).

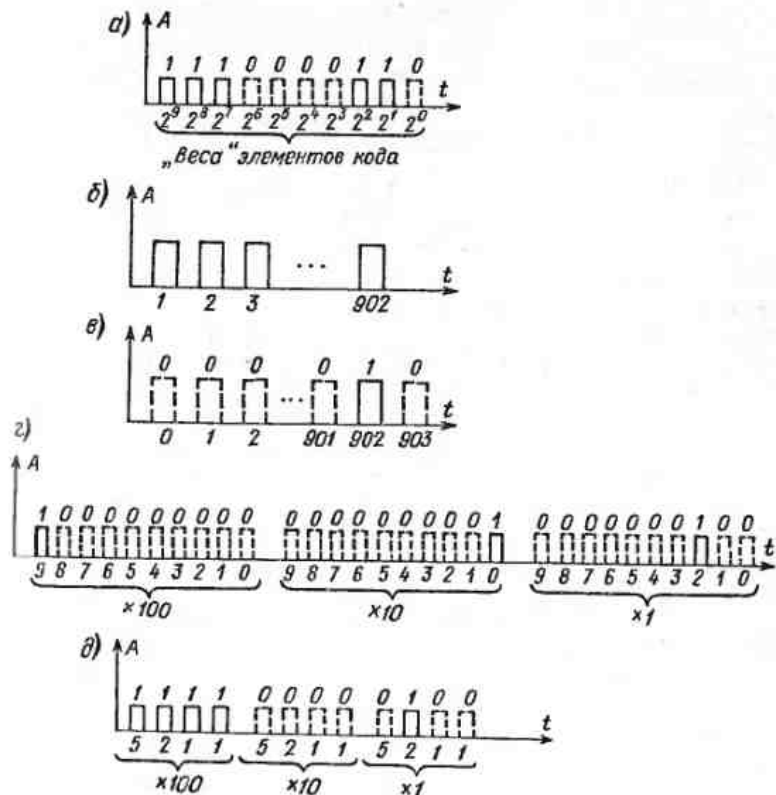


Рис. 8-2. Код числа 902: а — двоичный; б — единичный; в — единичный позиционный; г — единично-десятичный; д — при «весах» элементов кода десятичного разряда, равных 5, 2, 1, 1

Находит применение *единичный позиционный код*, при использовании которого число выражается положением (порядковым номером) элемента кода на оси времени (последовательный код). На рис. 8-2, в представлен *последовательный единичный позиционный код* числа 902.

При использовании десятичной системы счисления для образования кода требуется десять различных импульсов, например различающихся амплитудой. Такой код не применяют, так как для образования и распознавания этого кода требуется сложная аппаратура, в то время как для образования и переработки двоичного и единичного кодов могут быть использованы простые, так называемые двоичные элементы, имеющие два устойчивых состояния (см. § 8-3). Поэтому в практике измерений получил

применение *единично-десятичный код*, в котором для передачи значения десятичного разряда требуется десять элементов кода (десять мест расположения импульса) с весами 0, 1, 2, ..., 9 (рис. 8-2, з).

Двоичный код более компактен (экономичен), чем единично-десятичный. Кроме того, двоичный код вследствие ряда достоинств используют в вычислительных, управляющих и других устройствах. По этой причине двоичный код применяют в АЦП, предназначенных для работы совместно с указанными устройствами. Однако двоичный код неудобен для управления десятичным отсчетным устройством. Поэтому в ЦИП находит применение *двоично-десятичный код* с «весами» элементов кода одного десятичного разряда, равными 8, 4, 2, 1, а также так называемые *тетрадно-десятичные коды* с «весами» 2, 4, 2, 1; 4, 2, 2, 1; 5, 2, 1 и т. д. Эти коды более удобны для управления десятичным отсчетным устройством, чем двоичный код, и мало отличаются от двоичного по числу элементов кода. На рис. 8-2, д показан последовательный код числа 902 при «весах» элементов кода десятичного разряда, равных 5, 2, 1, 1.

Согласно требованию стандарта все ЦИП должны выдавать во внешние устройства двоично-десятичный код (8—4—2—1) независимо от кода, применяемого в процессе аналого-цифрового преобразования.

Наряду с указанными кодами находят применение так называемые *циклические коды*, один из которых будет рассмотрен при изучении ЦИУ считывания.

Основные методы преобразования непрерывных измеряемых величин в коды. При аналого-цифровом преобразовании происходит определение отождествляемого уровня квантования, т. е. происходит преобразование непрерывной измеряемой величины в квантованную и образование кода, причем образование кода происходит, как правило, одновременно с преобразованием измеряемой величины в квантованную.

По способу преобразования выделяют три основных метода.

Метод последовательного счета. При этом методе (рис. 8-3, а) происходит последовательное во времени сравнение измеряемой величины x с известной квантованной величиной x_k , изменяющейся (возрастающей или убывающей) во времени скачками, причем каждый скачок соответствует шагу (ступени) квантования по уровню. Число ступеней, при котором наступает равенство $x_k(t_n) = x$ (с некоторой погрешностью), равно номеру отождествляемого уровня квантования. В процессе сравнения образуется единичный код, соответствующий номеру отождествляемого уровня квантования. Возможно инверсное преобразование, при котором известная постоянная величина сравнивается с равно-

Рис. 8-3. Диаграммы преобразований непрерывной измеряемой величины в код

мерно квантуемой величиной, функционально связанной с измеряемой величиной.

Метод последовательного приближения (сравнения и вычитания, поразрядного уравнивания). При этом методе (рис. 8-3, б) происходит последовательное во времени сравнение измеряемой величины x с известной квантованной величиной x_k , изменяющейся во времени скачками по определенному правилу (исключая единичную систему счисления). Значение известной величины, при которой наступает равенство $x_k(t_n) = x$, соответствует номеру отождествляемого уровня квантования. Код, образуемый в процессе этой операции, соответствует отождествляемому уровню.

Метод считывания. При этом методе (рис. 8-3, в) происходит одновременное сравнение измеряемой величины x с известными величинами $x_{k1}, x_{k2}, \dots, x_{kn}$, значения которых равны уровням квантования. Известная величина, равная измеряемой $x_{ki} = x(t_n)$, дает номер отождествляемого уровня квантования, в соответствии с которым образуется код.

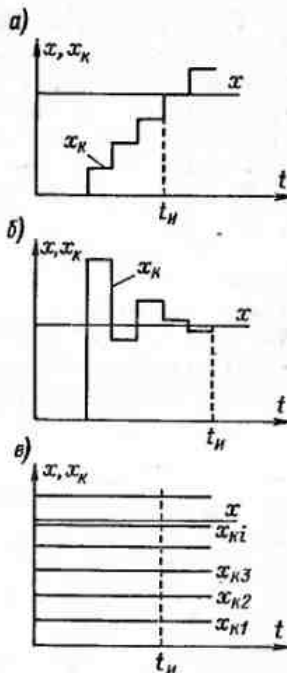
Классификация ЦИУ. В зависимости от способа преобразования непрерывной величины в код выделяют следующие группы ЦИУ.

ЦИУ последовательного счета. Эти ЦИУ основаны на использовании метода последовательного счета. Отличительный признак таких приборов состоит в том, что измеряемая величина сначала преобразуется в число-импульсный код, который затем преобразуется в другие коды, удобные для управления отсчетным устройством и для выдачи кода в другие устройства.

ЦИУ последовательного приближения (поразрядного уравнивания, кодово-импульсные) основаны на использовании метода последовательного приближения.

ЦИУ считывания строятся с использованием метода считывания.

Известны ЦИУ, в которых применяется комбинация способов преобразования.



По измеряемой величине ЦИП разделяют на вольтметры, частотомеры, фазометры, омметры, вольтметры и т. д. В зависимости от наличия усреднения измеряемой величины ЦИУ делят на приборы, измеряющие мгновенное значение, и приборы, измеряющие среднее значение за определенный интервал времени (интегрирующие). Кроме того, все ЦИУ делят на группы по точности, быстродействию, надежности. По режиму работы ЦИУ разделяют на циклические и следящие.

В циклических ЦИУ весь процесс преобразования протекает всегда независимо от размера измеряемой величины по заданной программе от начала до конца. В следящих ЦИУ процесс преобразования начинается только при отклонении измеряемой величины от ранее измеренного размера на определенное приращение. Характер процесса преобразования зависит от приращения измеряемой величины.

8-2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦИФРОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Статическая характеристика преобразования. На рис. 8-4 показана статическая характеристика преобразования идеального ЦИУ, где x — измеряемая величина; N — выходной код; $x_{к1}, \dots, x_{к5}$ — уровни квантования; Δx_k — шаг квантования. Под идеальным ЦИУ понимают устройство, осуществляющее отождествление измеряемой величины с ближайшим уровнем квантования, имеющим идеальное расположение уровней квантования и идеальное сравнивающее устройство, точно устанавливающее момент равенства x_k и x .

Идеальное ЦИУ, как следует из рисунка, имеет только погрешность дискретности. Изменение способа отождествления уровня квантования, отклонение реальных уровней квантования от идеального положения, применение реального сравнивающего устройства приводит к изменению статической характеристики, к изменению погрешности дискретности и к появлению инструментальных составляющих погрешности.

Статические погрешности. Основная погрешность ЦИУ складывается обычно из следующих четырех составляющих:

- погрешности дискретности Δx_d ;
- погрешности реализации уровней квантования Δx_p , возникающей из-за того, что измеряемая величина квантуется в соответствии с реальными значениями уровней, а отсчет производится в соответствии с принятыми значениями (номерами);
- погрешности от наличия порога чувствительности Δx_s , сравнивающего устройства, возникающей при сравнении неизвестной величины с известной;

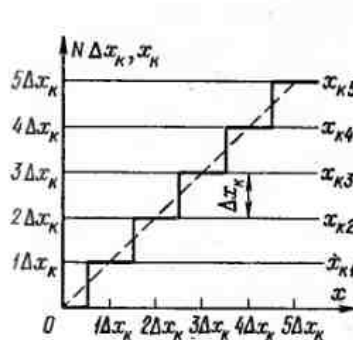


Рис. 8-4. Статическая характеристика преобразования идеального ЦИУ

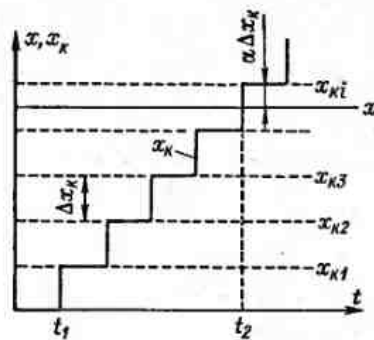


Рис. 8-5. Диаграмма сравнения неизвестной величины и известной квантованной величины

погрешности Δx_n от действия помех на ЦИУ.

Составляющие Δx_p , Δx_s и Δx_n обусловлены несовершенством ЦИУ, и поэтому их называют составляющими инструментальной погрешности. Погрешность дискретности — методическая погрешность.

Рассмотрим погрешность дискретности при разных способах отождествления уровня квантования. Для упрощения анализа положим, что $\Delta x_p = 0$, $\Delta x_s = 0$, $\Delta x_n = 0$.

Погрешность дискретности при разных способах отождествления рассмотрим на примере ЦИУ последовательного счета, в котором величина x сравнивается с известной величиной x_k , изменяющейся во времени скачками в один квант (рис. 8-5).

Определение отождествляемого уровня происходит при установлении равенства x_k и x или, точнее, при выполнении условия $x_k \geq x$. Выходной сигнал (показания) ЦИУ должен устанавливаться в соответствии с отождествляемым уровнем. Положим, что отождествление неизвестной величины x происходит с ближайшим большим или равным уровнем квантования, т. е. в данном случае (см. рис. 8-5) с уровнем x_{ki} . Следовательно, в момент времени t_2 установится соотношение $x_{ki} - x = \alpha \Delta x_k$, где α — коэффициент, значения которого могут быть в пределах от 0 до 1. Погрешность ЦИУ при этом $\Delta x = x_{ki} - x = \alpha \Delta x_k$. Эта погрешность есть погрешность дискретности ($\Delta x = \Delta x_d$), принимающая различные значения в пределах от 0 до Δx_k . Поскольку α зависит от измеряемой величины x , которая является случайной величиной, то погрешность дискретности также имеет случайный характер.

Закон распределения Δx_d зависит от закона распределения величины x . Однако вследствие практически равной вероятности

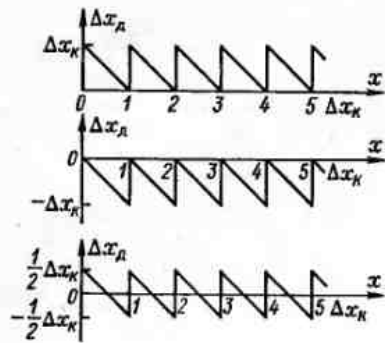


Рис. 8-6. Графики зависимости погрешности Δx_d от x при разных способах отождествления

появления размера величины в пределах одного кванта Δx_k дифференциальный закон распределения погрешности Δx_d принимают равномерным. При этом законе распределения дисперсия погрешности Δx_d будет $D[\Delta x_d] = \Delta x_k^2/12$, среднее квадратическое от-

клонение $\sigma[\Delta x_d] = \Delta x_k / (2\sqrt{3})$ и математическое ожидание $M[\Delta x_d] = \Delta x_k/2$.

При отождествлении неизвестной величины x с ближайшим меньшим или равным уровнем квантования погрешность Δx_d может быть в пределах от 0 до $-\Delta x_k$ и при этом дисперсия и среднее квадратическое отклонение Δx_d такие же, как и в предыдущем случае, а $M[\Delta x_d] = -\Delta x_k/2$.

При отождествлении неизвестной величины x с ближайшим уровнем квантования вследствие равной вероятности появления значений x в пределах одного кванта погрешность Δx_d может находиться в диапазоне от $-\Delta x_k/2$ до $+\Delta x_k/2$ и при этом $M[\Delta x_d] = 0$, а $D[\Delta x_d]$ и $\sigma[\Delta x_d]$ — те же, что и выше.

Таким образом, способ отождествления влияет на систематическую составляющую погрешности дискретности, которая для последнего способа отождествления равна нулю, и не оказывает влияния на дисперсию и среднее квадратическое значение этой погрешности.

На рис. 8-6 показаны графики зависимости погрешности Δx_d от x (при указанных трех способах отождествления), которые подтверждают приведенные выше выводы.

Погрешность реализации уровней квантования рассмотрим на примере первого способа отождествления при смещении всех уровней квантования на $x_{см}$. Тогда в момент установления равенства x_k и x примем $(x_{ki} + x_{см}) - x = \alpha \Delta x_k$. Откуда погрешность ЦИУ $\Delta x = x_{ki} - x = \alpha \Delta x_k - x_{см}$. В этом случае появляется составляющая погрешности, обусловленная смещением уровней, т. е. появляется погрешность реализации уровней $\Delta x_p = x_{см}$. Если смещение уровней зависит от номера уровня, то погрешность Δx_p зависит от x . Так как $x_{см}$ может иметь систематическую и случайную составляющие, то погрешность Δx_p также может иметь систематическую и случайную составляющие.

Для определения влияния порога чувствительности $x_{ср}$ срав-

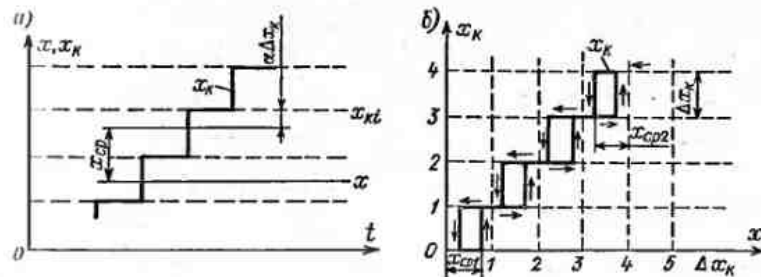


Рис. 8-7. Влияние порога чувствительности сравнивающего устройства на погрешность ЦИУ циклического действия (а) и следящего действия (б)

няющего устройства (СУ) примем $\Delta x_p = 0$, $\Delta x_{ср} = 0$ и будем считать, что величина x_k возрастает во времени скачками в один квант (рис. 8-7, а) и срабатывание СУ происходит при $x_k \geq x + x_{ср}$.

В этом случае погрешность ЦИУ $\Delta x = x_{ki} - x = \alpha \Delta x_k + x_{ср}$, где $\alpha = 0 \div 1$. Как видно, в этом случае вторая составляющая — погрешность от наличия порога срабатывания СУ, т. е. $\Delta x_{ср} = x_{ср}$. Погрешность Δx_d может иметь систематическую и случайную составляющие.

В ЦИУ следящего действия (рис. 8-7, б) срабатывание СУ происходит при $x \geq x_{ki} + x_{ср1}$ (при увеличении x) и при $x \leq x_{ki} - x_{ср2}$ (при уменьшении x).

Можно показать, что если $x_{ср1}$ и $x_{ср2}$ меньше $\Delta x_k/2$, то в ЦИУ возникают автоколебания, т. е. происходят непрерывные переключения с уровня x_{ki} на x_{ki+1} и обратно. Поэтому, чтобы не было автоколебаний и погрешность Δx_d была бы минимальной, необходимо, чтобы $x_{ср1}$ и $x_{ср2}$ были в пределах от $0,5 \Delta x_k$ до Δx_k .

В ЦИУ считывания возможно возникновение погрешности считывания (см. § 8-6).

Рассмотрим погрешности, возникающие в ЦИУ при квантовании временно́го интервала. Временной интервал t_x измеряется путем счета квантуемых импульсов стабильной частоты $f_0 = 1/T_0$, прошедших в счетчик импульсов за время t_x (рис. 8-8).

В общем случае t_x не кратно T_0 и поэтому возникает погрешность $\Delta t = t - t_x$, где $t = NT_0$ (N — число импульсов, зарегистрированных счетчиком импульсов). Эта погрешность зависит от временного сдвига старт- и стоп-импульсов относительно квантуемых импульсов и выражается в виде двух составляющих: Δt_1 и Δt_2 , т. е. $\Delta t = \Delta t_1 - \Delta t_2$.

Первую составляющую Δt_1 называют погрешностью от случайного расположения начала шкалы (погрешностью синхронизации). Она всегда находится в пределах $0 - T_0$ и имеет равно-

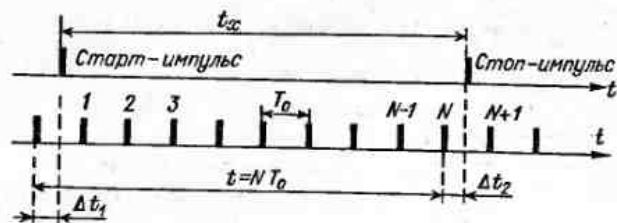


Рис. 8-8. Погрешности ЦИУ при квантовании временного интервала

мерный дифференциальный закон распределения, так как появление старт-импульса между квантуемыми импульсами равновероятно. Вторая составляющая Δt_2 — погрешность, вызванная случайным расположением стоп-импульса относительно квантуемых импульсов и соответствующая отождествлению с ближайшим меньшим или равным уровнем квантования. Дифференциальный закон распределения этой погрешности — равномерный в пределах от $-T_0$ до 0.

Результирующая предельная погрешность $\Delta t_m = \pm T_0$; относительная результирующая предельная погрешность $\delta_m = \pm T_0/t_{\Sigma} \approx \pm T_0/(N T_0) = \pm 1/N$.

Закон распределения результирующей погрешности определяется как композиция законов распределения двух указанных составляющих и является распределением Симпсона (треугольным) в пределах от $-T_0$ до T_0 .

Среднее квадратическое отклонение и систематическая составляющая результирующей погрешности соответственно равны:

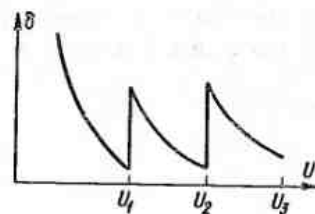
$$\sigma[\Delta t] = T_0/\sqrt{6}; M[\Delta t] = 0.$$

Предельные значения и среднее квадратическое отклонение результирующей погрешности снижаются синхронизацией стартового и квантуемого импульсов со сдвигом $T_0/2$, т. е. путем расположения стартового импульса в середине между двумя соседними квантуемыми импульсами. В этом случае $\Delta t_1 = T_0/2$, $\Delta t_2 = T_0/2 - \Delta t_1$, а предельные значения, среднее квадратическое отклонение и систематическая составляющая результирующей погрешности соответственно равны: $\Delta t_m = \pm T_0/2$; $\sigma[\Delta t] = T_0/(2\sqrt{3})$; $M[\Delta t] = 0$.

В дальнейшем под погрешностью квантования временного интервала будем понимать результирующую погрешность двух составляющих.

Дополнительные погрешности ЦИУ, так же как и в аналоговых приборах, возникают при изменении внешних факторов (тем-

пературы, напряжения и частоты источника питания, действия помех и т. п.).



пературы, напряжения и частоты источника питания, действия помех и т. п.).

Нормирование пределов основной и дополнительных погрешностей цифровых средств измерений производят в соответствии с требованиями ГОСТ 8.401—80 (см. § 4-3). Чаще всего допускаемые пределы основной погрешности устанавливают по формуле (4-5) и в нормативно-технической документации при этом указывают значение c/d . Иногда применяют другие способы выражения основной погрешности.

Диапазон измерений, вид кода и число разрядов кода, значение единицы младшего разряда, разрешающая способность. Для ЦИУ указывают диапазон измерений или поддиапазоны измерений (см. § 4-3), если прибор многопредельный. На рис. 8-9 показан в качестве примера график допускаемой относительной погрешности трехпредельного цифрового вольтметра постоянного тока. Как видно, при переходе с одного поддиапазона измерений на другой относительная погрешность изменяется, что объясняется изменением погрешности дискретности и других составляющих основной погрешности. Переход с одного поддиапазона на другой в ЦИУ осуществляется вручную или автоматически.

ЦИУ характеризуют видом кода, выдаваемого во внешние устройства, и числом разрядов кода. Предел измерений и число разрядов кода определяют значение одной единицы младшего разряда кода (см. § 4-3). Характеристикой ЦИУ является разрешающая способность, которую определяют равной числу уровней квантования или обратному числу уровней квантования.

Входное сопротивление. Оно влияет на потребляемую от измеряемого объекта мощность и в конечном итоге на результат измерения. Чтобы влияние было минимальным, например у вольтметров, входное сопротивление делают по возможности большим. Если δ — допускаемая относительная погрешность измерения из-за падения напряжения на внутренней цепи источника измеряемого напряжения, то соотношение между входным сопротивлением вольтметра $R_{вх}$ и внутренним сопротивлением источника сигнала R_i должно быть $R_{вх}/R_i \geq \delta$. У современных цифровых вольтметров постоянного тока на некоторых поддиапазонах входное сопротивление достигает 10^{10} Ом и более, а при использовании входного делителя — 10^6 — 10^7 Ом.

Входная цепь ЦИУ может являться источником тока. Поэтому для ЦИУ нормируют предельное значение входного тока.

Для ЦИУ переменного тока эквивалентную схему входной цепи принимают как параллельно включенные резистор и конденсатор, сопротивление и емкость которых указывают отдельно.

Помехозащищенность. Помехи, действующие на ЦИУ, делятся на помехи нормального вида и помехи общего вида. Рассмотрим действие помех на примере вольтметров. *Помехи нормального вида* (например, наводки на соединительные провода) — помехи, эквивалентный генератор которых U_n' включается последовательно с источником измеряемого напряжения (рис. 8-10). *Помеха общего вида* возникает из-за разности потенциалов между источником измеряемого напряжения U_x и точкой заземления прибора (эквивалентный генератор U_n'' с внутренним сопротивлением R_i на рис. 8-10). Ток от источника помехи общего вида, протекая по $R_{вх}$ создает падение напряжения — помеху нормального вида.

Для уменьшения действия помех нормального вида в виде переменного напряжения (главным образом, частотой 50 Гц) применяют фильтры или ЦИУ с принципом действия, включающим в себя интегрирование входного сигнала (см. § 8-4).

Для борьбы с помехами общего вида схему прибора и его конструкцию выбирают так, чтобы сопротивление контура для тока помехи через $R_{вх}$ было максимальным. Это достигается, например, изолированием входной цепи прибора от корпуса прибора. Ослабление действия помех в цифровых вольтметрах постоянного тока характеризуют коэффициентом подавления помехи (в децибелах) $K = 20 \lg (U_n / \Delta U)$, где U_n — напряжение источника помехи нормального (U_n') или общего (U_n'') вида; ΔU — изменение показаний прибора под действием помехи нормального вида или падения напряжения на входном резисторе $R_{вх}$ от действия помехи общего вида.

Надежность. Для характеристики надежности ЦИУ используют показатели надежности. Согласно ГОСТ 14014—82 для ЦИУ напряжения, тока и сопротивления устанавливают следующие показатели надежности: безотказность, долговечность и ремонтпригодность (см. § 4-3).

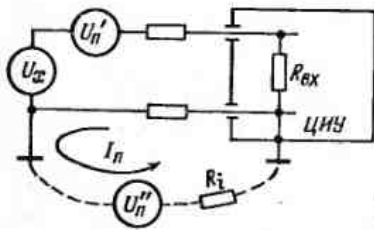
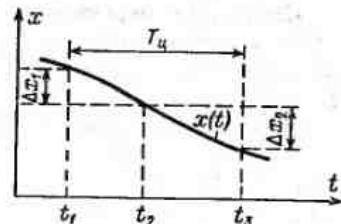


Рис. 8-10. Эквивалентные источники помех

Рис. 8-11. Возникновение динамической погрешности второго рода в ЦИУ циклического действия



Динамические характеристики. Для ЦИУ, время реакции (см. § 4-3) которых превышает интервал времени между двумя измерениями, соответствующими максимально возможной для данного типа средств измерений частоте (скорости) измерений, указывают полные динамические характеристики аналоговой части и частные динамические характеристики: максимальную частоту измерений и погрешность датирования отсчета.

Если время реакции не превышает интервал времени между двумя измерениями, то устанавливают частные динамические характеристики: время реакции, максимальную частоту измерений и погрешность датирования отсчета.

Погрешность датирования отсчета ЦИУ — интервал времени, начинающийся в момент начала цикла преобразования (запуска) ЦИУ и заканчивающийся в момент, когда значение изменяющейся измеряемой величины и значение выходного цифрового сигнала на данном цикле преобразования оказались равными.

Динамические свойства ЦИУ и входная измеряемая величина определяют динамические погрешности. Различают динамические погрешности первого и второго рода. *Динамические погрешности первого рода*, так же как и в аналоговых средствах измерений, обусловлены инерционностью элементов измерительной части ЦИУ.

Динамические погрешности второго рода в ЦИУ циклического действия возникают из-за того, что измерение производится в один момент времени, предположим t_2 (см. рис. 8-11), а результаты измерения приписывают обычно либо началу цикла преобразования t_1 , либо концу цикла преобразования t_3 . Это приводит к погрешности Δx_1 или Δx_2 .

Максимальная приведенная динамическая погрешность второго рода $\gamma = \pm \Delta x / x_m = x' T_u / x_m$, где Δx — максимальное изменение измеряемой величины за цикл T_u ; x' — скорость изменения измеряемой величины; x_m — максимальное значение измеряемой величины. При синусоидальном изменении измеряемой величины с частотой f максимальная динамическая погрешность второго рода $\gamma = 2\pi f T_u$.

Динамическая погрешность второго рода и погрешность датирования отсчета имеют одни и те же причины возникновения.

Из полученных выражений следует, что динамическая погрешность второго рода, так же как и динамическая погрешность первого рода, ограничивает допустимую скорость (частоту) изменения измеряемой величины при заданном цикле T_u .

Для исключения этой погрешности в быстродействующем АЦП применяют аналоговое запоминающее устройство, которое в течение всего цикла T_u поддерживает на входе АЦП напряжение, равное измеряемому на момент начала цикла. Полученный код также относят к началу цикла.

Динамической погрешностью второго рода обладают также циклические интегрирующие ЦИУ и ЦИУ следящего действия.

8.3. УЗЛЫ ЦИФРОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

В ЦИУ применяются специальные узлы, выполненные на элементах радиоэлектроники, в частности на интегральных микросхемах, представляющих собой очень компактные и надежные функциональные узлы. Рассмотрим (упрощенно) некоторые наиболее часто встречающиеся в ЦИУ узлы.

Триггеры. Это устройства с двумя состояниями устойчивого равновесия, способные скачкообразно переходить из одного состояния в другое с помощью внешнего сигнала. После такого перехода новое устойчивое состояние сохраняется до тех пор, пока другой внешний сигнал не изменит его. В настоящее время в ЦИУ применяют так называемые потенциальные триггеры, состояния которых различаются уровнем потенциала выходных контактов. Триггеры, применяемые в ЦИУ, выполняют в виде интегральных микросхем.

На рис. 8-12 условно изображен триггер, имеющий три входа: x_0 , x_1 , счетный вход CB , и два выхода: y_0 и y_1 . При поступлении управляющего импульса на вход x_0 триггер устанавливается в состояние 1, а при поступлении импульса на вход x_1 — в состояние 0. В состоянии 0 на выходе y_0 — низкий потенциал, на выходе y_1 — высокий потенциал. В состоянии 1 на выходе y_0 — высокий, а на выходе y_1 — низкий потенциал. При подаче управляющих импульсов на счетный вход триггер переходит из одного состояния в другое от каждого импульса. Находят применение также другие виды триггеров.

Пересчетные устройства (ПУ). Эти устройства применяют в ЦИУ для выполнения различных задач, например для деления частоты импульсов,

Рис. 8-12. Триггер

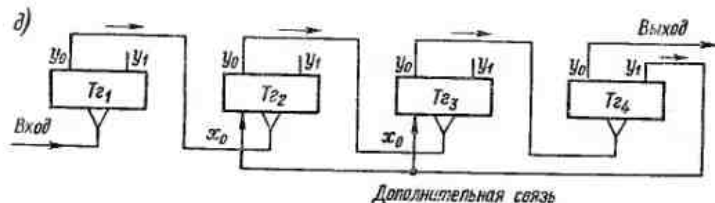
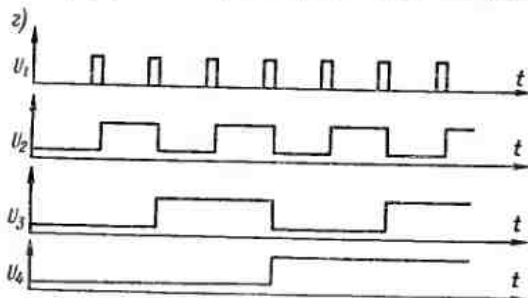
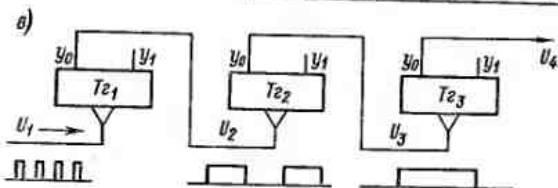
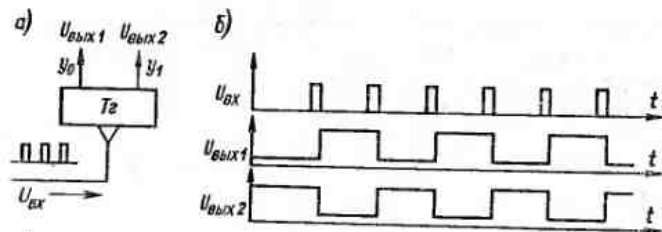
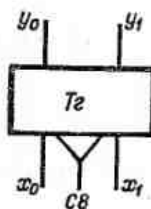


Рис. 8-13. Работа триггера и пересчетных устройств: а — триггер; б — диаграммы напряжений триггера; в — схема пересчетного устройства; г — диаграммы напряжений ПУ; д — схема ПУ с дополнительными связями

для преобразования число-импульсного кода в двоичный или двоично-десятичный и т. д.

Триггер со счетным входом является ПУ с коэффициентом пересчета (деления), равным двум, так как частота импульсов, снимаемых с выхода триггера, в два раза ниже частоты импульсов на счетном входе триггера (рис. 8-13, а и б).

Если соединить n триггеров последовательно (рис. 8-13, в), то получим ПУ с коэффициентом пересчета 2^n . Работа такого ус-

Таблица 8-1

Число импульсов N , поданных на вход	Двоичный код, соответствующий числу N	Состояние триггеров			
		T_{G4}	T_{G3}	T_{G2}	T_{G1}
0	0000	0	0	0	0
1	0001	0	0	0	1
2	0010	0	0	1	0
3	0011	0	0	1	1
4	0100	0	1	0	0
5	0101	0	1	0	1
6	0110	0	1	1	0
7	0111	0	1	1	1
8	1000	1	0	0	0
9	1001	1	0	0	1
10	1010	1	0	1	0
11	1011	1	0	1	1
12	1100	1	1	0	0
13	1101	1	1	0	1
14	1110	1	1	1	0
15	1111	1	1	1	1
16	0000	0	0	0	0

тройства поясняется графиками рис. 8-13, *г*. Состояния триггеров в этом ПУ соответствуют двоичным кодам чисел импульсов, поданных на вход этой схемы (см. табл. 8-1). После подачи 16 импульсов ПУ из четырех триггеров дает на выходе импульс и возвращается в исходное состояние. В общем случае двоичные ПУ имеют 2^n различных состояний и после $N=2^n$ импульсов на входе возвращаются в исходное состояние. Эти ПУ используют в делителях частоты, преобразователях число-импульсного кода в двоичный и т. д.

Пересчетные устройства, снабженные цифровым отсчетным устройством для отображения номера состояния схемы, могут использоваться для счета поступающих на вход ПУ импульсов и поэтому называются счетчиками импульсов.

При использовании ПУ для преобразования число-импульсного кода в двоичный потенциал, снимаемому с выхода y_0 опрокинутого триггера T_{G1} , приписывается вес 1, импульсу, снимаемому с T_{G2} , приписывается вес 2, снимаемому с T_{G3} , — вес 4 и т. д.

Вводя дополнительные связи в ПУ из четырех триггеров, можно сократить число состояний триггеров до 10 и получить ПУ с коэффициентом пересчета, равным 10. Известны различные варианты введения дополнительных связей. В качестве примера на рис. 8-13, *д* показана схема ПУ с дополнительными связями.

При поступлении первых семи импульсов ПУ работает так же, как и двоичное ПУ (табл. 8-2).

Восьмой импульс вызовет возврат в состояние 0 T_{G1} , T_{G2} и T_{G3} и опрокидывание T_{G4} . При этом сигнал на выходе y_1 триггера T_{G1} через цепь дополнительной связи вновь поставит триггеры T_{G2} и T_{G3} в состояние 1. Девятый импульс опрокидывает T_{G1} , а десятый импульс все триггеры возвращает в исходное состояние.

В этом случае, чтобы код соответствовал числу импульсов, поданных на вход, необходимо присписать следующие веса потенциалам, снимаемым с выходов y_0 опрокинутых триггеров: потенциал с триггера T_{G1} должен иметь вес 1, потенциал с T_{G2} — вес 2, потенциал с T_{G3} — вес 4, потенциал с T_{G4} — вес 2. Таким образом, это ПУ работает в соответствии с кодом 1—2—4—2, т. е. преобразует число-импульсный код в пределах одного десятичного разряда в указанный код.

Другие варианты десятичных ПУ работают в других кодах, например 1—2—4—8; 1—2—2—4; 1—2—3—7 и т. д.

Соединяя последовательно десятичные ПУ, можно получить ПУ с коэффициентом пересчета 10^m , где m — число десятичных ПУ. Такие ПУ применяют в качестве делителей частоты импульсов, преобразователей число-импульсного кода в двоично-десятичный и др.

В ЦИУ находят применение реверсивные ПУ, которые считают импульсы не только на сложение, но и на вычитание. Обычное двоичное ПУ можно сделать работающим на вычитание, если счетные входы триггеров T_{G2} , T_{G3} и T_{G4} подключить не к выходам y_0 , а к выходам y_1 (рис. 8-13, *в*). Тогда при подаче импульсов

Таблица 8-2

Число импульсов, поданных на вход	Состояние триггеров			
	T_{G4}	T_{G3}	T_{G2}	T_{G1}
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	0	1
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
Действует дополнительная связь	1	1	1	0
9	1	1	1	1
10	0	0	0	0

Таблица 8-3

Число импульсов, поданных на вход	Состояние триггеров				Число, соответствующее состояниям триггеров
	T_{e4}	T_{e3}	T_{e2}	T_{e1}	
0	1	1	1	1	15
1	1	1	1	0	14
2	1	1	0	1	13
3	1	1	0	0	12
4	1	0	1	1	11
5	1	0	1	0	10
6	1	0	0	1	9
7	1	0	0	0	8
.
.

состояние триггеров будет соответствовать разнице записанного числа и числа поданных импульсов (табл. 8-3). В табл. 8-3 взято исходное состояние, соответствующее числу 15.

Для получения двоичного реверсивного ПУ применяют электронные переключатели выходов триггеров. С целью управления этими переключателями реверсивные ПУ выполняют на два входа: для суммируемых и для вычитаемых импульсов.

Находят применение также реверсивные двоично-десятичные ПУ.

Знаковые индикаторы. Для получения показаний в цифровой форме применяют знаковые индикаторы.

Сегментные знаковые индикаторы. Знаковый индикатор для построения цифр 0, 1, ..., 9 может быть осуществлен из 7, 8, 9 и большего числа элементов (сегментов), светящихся при подаче управляющего напряжения. На рис. 8-14, а показано устройство знакового индикатора с семью элементами. Комбинация светящихся элементов образует знак (цифру). Например, на рис. 8-14, а комбинация светящихся элементов образует цифру 4. В качестве светящихся элементов используют полоски электролюминофора, светодиоды, элементы с использованием жидких кристаллов и т. п. Для получения отсчета на несколько разрядов применяют соответствующее число знаковых индикаторов.

Газоразрядные знаковые индикаторы. В настоящее время наибольшее распространение получили знаковые индикаторы в виде специальных газоразрядных ламп (рис. 8-14, б). Анод этих ламп выполнен в виде сетки, а катоды, выполненные из тонкой проволоки и расположенные один за другим, имеют форму цифр от 0 до 9 или других знаков («+», «-», V, A, Ω и т. д.). Баллон

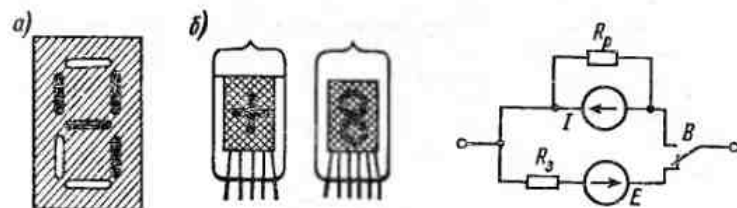


Рис. 8-14. Сегментный (а) и газоразрядный (б) знаковые индикаторы

Рис. 8-15. Эквивалентная схема электронного ключа

лампы заполняют неоном. Приложение соответствующего напряжения между анодом и катодом вызывает вокруг катода яркое оранжевое свечение, имеющее форму определенного знака. Число ламп должно соответствовать числу десятичных разрядов отсчетного устройства.

Находят применение также другие типы знаковых индикаторов.

Ключи и логические элементы. Ключи — устройства, выполняющие функции выключателей и переключателей. Различают ключи логические (цифровые) и измерительные (аналоговые). Первые предназначаются для коммутации цепей прохождения сигналов, имеющих всего два различных уровня. Измерительные ключи предназначены для коммутации цепей прохождения сигналов, уровень которых может изменяться непрерывно для передачи непрерывных величин. В качестве ключей, управляемых электрическими сигналами, применяют электрические реле, а также электронные ключи, выполняемые с использованием диодов, транзисторов и других элементов электронных схем.

Ключи электромеханические обладают лучшими коммутационными характеристиками, чем электронные ключи. Однако электромеханические ключи значительно более инерционны и менее надежны, чем электронные.

Как показали исследования, эквивалентная схема электронного (транзисторного) ключа может быть представлена так, как показано на рис. 8-15. Она состоит из «идеального» переключателя B , генератора напряжения с ЭДС E и внутренним сопротивлением R_3 и генератора тока I с параллельно включенным резистором сопротивлением R_p . Нижнее положение контакта переключателя соответствует замкнутому состоянию транзисторного ключа, верхнее — разомкнутому состоянию. Параметры E , I , R_3 , R_p носят название остаточных параметров ключа.

Таким образом, эти ключи влияют на режим коммутируемой цепи и вносят погрешность, зачастую ограничивающую повышение точности ЦИУ. Чтобы погрешность, вносимая ключами, была

в допускаемых пределах, остаточные параметры измерительных ключей не должны превышать допустимых значений. Требования к остаточным параметрам логических ключей всегда значительно ниже.

В ЦИУ широко применяют логические элементы, реализующие логические функции. Входными и выходными величинами этих элементов являются переменные, принимающие только два значения — 1 и 0. Рассмотрим основные логические элементы, дающие возможность путем их соединения реализовать любую логическую функцию.

Логический элемент ИЛИ, реализующий функцию логического сложения, имеет несколько входов (x_1, x_2, \dots, x_n) и один выход (y). Переменная y принимает значение «1», если хотя бы одна из входных переменных (x_1, x_2, \dots, x_n) принимает значение 1. Переменная y принимает значение 0, если все входные переменные равны 0.

Логический элемент И, реализующий функцию логического умножения, также имеет несколько входов (x_1, x_2, \dots, x_n) и один выход (y). Переменная y принимает значение 1, если все переменные (x_1, x_2, \dots, x_n) имеют значение 1. Переменная y равна 0, если хотя бы одна из переменных (x_1, x_2, \dots, x_n) равна 0.

Логический элемент НЕ, реализующий функцию логического отрицания, служит для инвертирования значений переменной. Если на входе x равно 1, то на выходе y принимает значение 0; если x равно 0, то y равно 1.

Элемент И носит название схемы совпадения и может применяться как логический ключ, один из входных сигналов которого служит управляющим. Логические элементы выполняют как на дискретных элементах (диодах, транзисторах, резисторах), так и в виде интегральных микросхем.

Дешифраторы (ДШ). Это устройства для преобразования параллельных кодов одного вида в параллельные коды другого вида. В ЦИУ применяют дешифраторы, главным образом, для преобразования двоично-десятичных и тетрадно-десятичных кодов в параллельный код, предназначенный для управления знаковыми индикаторами. Известны несколько типов дешифраторов для преобразования двоичного кода в единичный позиционный.

В качестве примера рассмотрим дешифратор для преобразования двоичного кода (в пределах одного десятичного разряда) в единичный позиционный код для управления знаковым индикатором одного десятичного разряда.

Дешифратор (рис. 8-16) выполнен на логических элементах И. На вход устройства подается двоичный код (x_1, x_2, x_3, x_4) и его инверсное значение ($\bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3, \bar{x}_4$), снимаемое с пересчетного устройства ($T_{21} - T_{24}$).

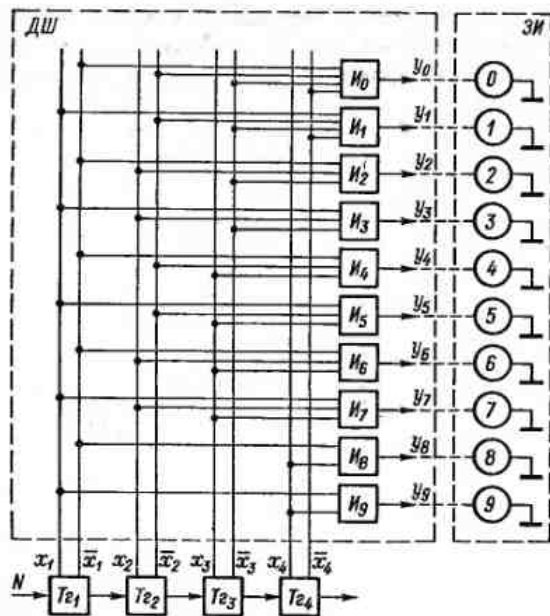


Рис. 8-16. Дешифратор

В исходном состоянии входные сигналы дешифратора $x_1 = 0, x_2 = 0, x_3 = 0, x_4 = 0, \bar{x}_1 = 1, \bar{x}_2 = 1, \bar{x}_3 = 1, \bar{x}_4 = 1$. При этом только на элементе совпадения I_0 все входные сигналы равны 1. Следовательно, $y_0 = 1$. На всех остальных элементах ($I_1 - I_9$) хотя бы один входной сигнал для каждого элемента равен 0, т. е. на выходах $y_1 - y_9$ сигналы равны 0.

При поступлении первого импульса на вход T_{21} , т. е. при изменении двоичного кода на единицу, условие совпадения единиц на входе получается для элемента I_1 , что дает $y_1 = 1$. При подаче второго импульса совпадение единиц имеет место для I_2 , что дает $y_2 = 1$ и т. д. Таким образом, каждый очередной импульс изменяет значение единичного позиционного кода на единицу и, соответственно, изменяется на одну единицу показание знакового индикатора ZI .

При многоразрядном отсчетном устройстве каждый разряд должен включать в себя дешифратор.

Сравнивающие устройства (СУ). Эти устройства предназначены для сравнения двух величин: x_1 (например, известной) и x_2 (неизвестной), и формирования выходного сигнала y, y_1, y_2 в зависимости от результатов сравнения (рис. 8-17, а и б).

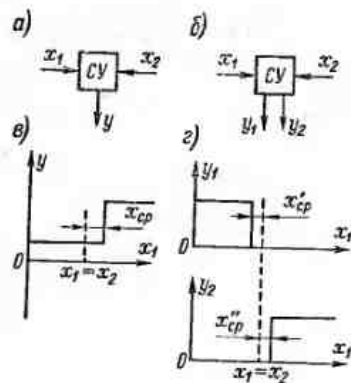


Рис. 8-17. Сравнивающие устройства и их характеристики преобразования

В ЦИУ применяют сравнивающие устройства, фиксирующие следующие соотношения между x_1 и x_2 :

1) при $x_1 < x_2$ сигнал на выходе $y = y'$; при $x_1 \geq x_2$ сигнал на выходе $y = y''$;

2) при $x_1 < x_2$ сигнал на первом выходе $y_1 = y'_1$; при $x_1 > x_2$ сигнал на втором выходе $y_2 = y'_2$; при $x_1 = x_2$ имеем $y_1 = y_2 = 0$.

Практически выходной сигнал реальных СУ изменяет свое значение не в момент, когда $x_1 = x_2$, а при некоторой разности $x_1 - x_2 = x_{cp}$, называемой порогом чувствительности или порогом срабатывания СУ. Поэтому обычно характеристики СУ для первого режима имеют вид, показанный на рис. 8-17, в, для второго режима — на рис. 8-17, г.

Важными характеристиками СУ являются входное сопротивление и быстродействие, которые зачастую определяют входное сопротивление и быстродействие ЦИУ.

Сравнивающие устройства выполняют обычно с применением элементов электроники. Они содержат усилители и пороговые устройства типа триггеров, которые изменяют скачком свое состояние, например, в момент равенства x_1 и x_2 .

Частный случай сравнивающих устройств — нуль-орган, который фиксирует момент равенства нулю входного сигнала.

Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП). Они предназначены для преобразования кода в квантованную величину (напряжение, сопротивление и т. д.).

Для преобразования кода в напряжение используют дискретные делители напряжения последовательного и параллельного типа.

В настоящее время в ЦИУ широко применяют параллельный

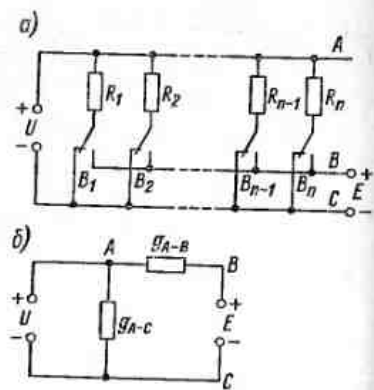


Рис. 8-18. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы параллельного дискретного делителя напряжения

дискретный делитель напряжения, приведенный на рис. 8-18, а, где $R_1 - R_n$ — весовые резисторы, значения сопротивлений которых выбирают в соответствии с принятым кодом; $B_1 - B_n$ — переключатели; E — напряжение питания делителя; U — выходное напряжение делителя.

На рис. 8-18, б представлена эквивалентная схема этого делителя для случая, когда часть весовых резисторов включена на шину B . В эквивалентной схеме g_{A-B} — суммарная проводимость резисторов, включенных на шину B ; g_{A-C} — суммарная проводимость резисторов, включенных на шину C .

Выходное напряжение

$$U = E \frac{g_{A-B}}{g_{A-B} + g_{A-C}} = E \frac{g_{A-B}}{g} = \frac{E}{g} \sum_{i=1}^n k_i \frac{1}{R_i},$$

где $g = g_{A-B} + g_{A-C} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}$ — суммарная проводимость резисто-

ров $R_1 - R_n$; k_i — коэффициент, равный 1 или 0 в зависимости от того, включен резистор R_i на шину B или нет.

Таким образом, при $E = \text{const}$ и $g = \text{const}$ выходное напряжение пропорционально суммарной проводимости резисторов, включенных на шину B . Переключение весовых резисторов осуществляется с помощью электронных ключей или контактов реле, управляемых электрическими сигналами в зависимости от преобразуемого кода.

Для преобразования кода в сопротивление используют *дискретные регулируемые резисторы*. Такие преобразователи применяют в автоматических цифровых равновесных мостах.

8-4. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО СЧЕТА

ЦИУ С НЕПОСРЕДСТВЕННЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ В КОД ВРЕМЕННЫХ ИНТЕРВАЛОВ

Хронометры (приборы для измерения интервала времени). Временной интервал t_x может быть измерен путем подсчета числа квантующих импульсов стабильной частоты $f_0 = 1/T_0$, прошедших на счетчик импульсов (пересчетное устройство ПУ с отсчетным устройством ОУ) за время t_x .

Упрощенная структурная схема¹ ЦИУ временного интервала t_x , ограниченного старт- и стоп-импульсами, показана на рис. 8-19.

¹ Здесь и далее будут рассматриваться упрощенные структурные схемы.

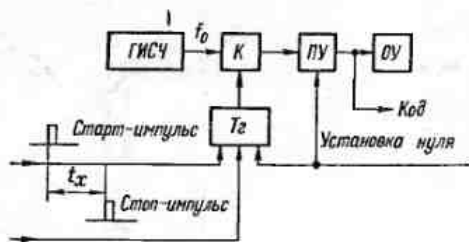


Рис. 8-19. Прибор для измерения интервала времени

Цикл преобразования начинается с установки нуля, т. е. установки пересчетного устройства ПУ и отсчетного устройства ОУ в исходное состояние. При этом одновременно импульсом «Установка нуля» устанавливаются в исходное состояние все элементы, которые могут иметь неоднозначные состояния (например, триггер Тз). Такая операция выполняется во всех рассматриваемых ниже ЦИУ циклического действия.

При поступлении старт-импульса триггер Тз опрокидывается и своим выходным сигналом открывает ключ К (схему совпадения). Импульсы от генератора импульсов стабильной частоты ГИСЧ начинают поступать на вход ПУ. В момент окончания интервала t_x стоп-импульс возвращает триггер в исходное состояние, ключ К закрывается и на ОУ фиксируется (без учета погрешностей) число $N = t_x/T_0 = t_x f_0$.

Составляющие погрешности прибора: 1) погрешность квантования, зависящая от соотношения T_0 и t_x (чем меньше отношение T_0/t_x , тем меньше погрешность квантования); 2) погрешность реализации, зависящая от нестабильности частоты f_0 ; 3) погрешность, обусловленная неточностью передачи временного интервала на ключ.

В качестве примера укажем выпускаемый промышленностью щитовой миллисекундомер типа Ф209 для измерения времени срабатывания реле. Диапазон измеряемых интервалов времени $1-10^4$ мс; основная погрешность (в процентах) $\pm[0,005 + +0,005 (t_x/t_x - 1)]$.

Рассмотренная структурная схема лежит в основе некоторых ЦИУ и в том числе приборов, предназначенных для измерения фазы, частоты, напряжения.

Фазометры. Угол фазового сдвига φ_x между напряжениями U_{x1} и U_{x2} легко преобразуется во временной интервал t_x . Поэтому схема фазометра отличается от схемы ЦИУ для измерения интервала времени формирователями Φ_1 и Φ_2 , формирующими старт- и стоп-импульсы в моменты перехода кривых напряжений U_{x1} и U_{x2} через ноль, и блоком выделения временного интервала

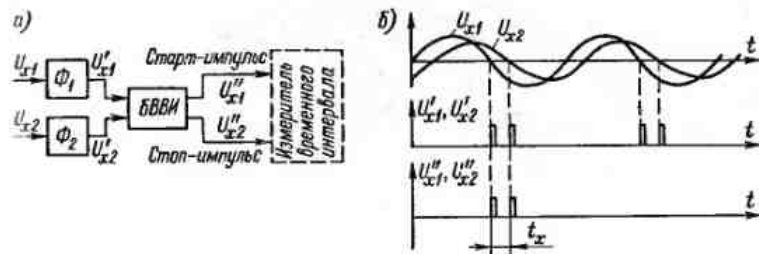


Рис. 8-20. Схема (а) и диаграммы напряжений (б) блока выделения временного интервала

БВВИ (рис. 8-20, а), который из серии импульсов выделяет только два импульса. Временной интервал t_x между этими импульсами (рис. 8-20, б) измеряется. Показание прибора

$$N = t_x/T_0 = t_x f_0 = \varphi_x T_x f_0 / (2\pi) = \varphi_x f_0 / (2\pi f_x),$$

где $T_x = 1/f_x$ — период изменения напряжений U_{x1} и U_{x2} .

Составляющие погрешности прибора: 1) погрешность квантования, зависящая от соотношения f_x и f_0 ; 2) погрешность реализации, определяемая нестабильностью f_0 ; 3) погрешность, зависящая от точности формирования и передачи временного интервала t_x .

Недостатком этого фазометра является то, что для определения фазы требуется знание f_x .

Применяют также фазометры с усреднением измеряемых временных интервалов (рис. 8-21), свободные от указанного недостатка. В этом приборе отсутствует блок БВВИ, но имеется второй ключ K_2 , управляемый формирователем импульса заданной длительности ФИЗД, выдающий управляющий импульс длительностью $t_{ин} = kT_0$. За время $t_{ин}$ (рис. 8-21, б) на вход ПУ проходит $t_{ин}/T_x$ пачек квантовых импульсов частотой f_0 . В каждой пачке t_x/T_0 импульсов. Следовательно, отсчетное устройство ОУ зафиксирует число

$$N = t_x t_{ин} / (T_0 T_x) = \varphi_x k / (2\pi).$$

Составляющие погрешности прибора: 1) погрешность квантования интервала t_x квантуемыми импульсами частотой f_0 ; 2) погрешность квантования интервала $t_{ин}$ пачками импульсов длительностью T_x ; 3) погрешность от неточности формирования и передачи временных интервалов t_x и $t_{ин}$. Одним из наиболее точных отечественных цифровых фазометров является прибор Ф5126 с диапазоном измерения $0-359^\circ$ при допустимой основной погрешности $\pm 0,3^\circ$ и частотным диапазоном $1-150$ МГц.

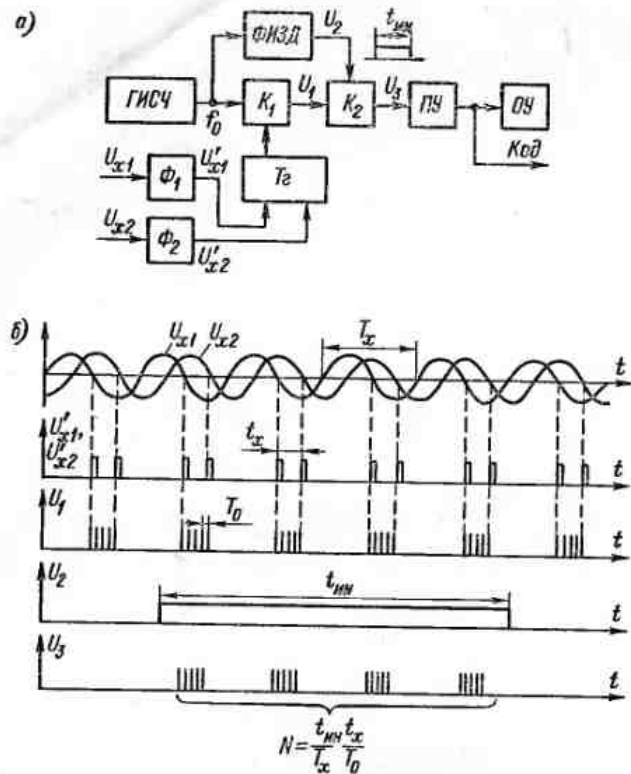


Рис. 8-21. Схема (а) и диаграммы напряжений (б) фазометра с усреднением временных интервалов

Периодомеры. Этот прибор отличается от ЦИУ для измерения временных интервалов наличием блока выделения временного интервала, выдающего старт- и стоп-импульсы через интервал $t_x = nT_x$, где T_x — период измеряемого напряжения U_x ; $n = 1, 2, 3, \dots$ — целое число. Показание отсчетного устройства

$$N = t_x / T_0 = T_x n / T_0 = n f_0 / f_x$$

Составляющие погрешности прибора: 1) погрешность квантования, зависящая от соотношения f_x и f_0 ; 2) погрешность реализации, вызываемая нестабильностью f_0 ; 3) погрешность, обусловленная неточностью формирования и передачи интервала t_x .

✓ **Время-импульсные вольтметры.** В этих вольтметрах (рис. 8-22, а и б) измеряемое напряжение U_x предварительно преобразуется во временной интервал t_x путем сравнения U_x с линейно-изменяющимся напряжением U_k .

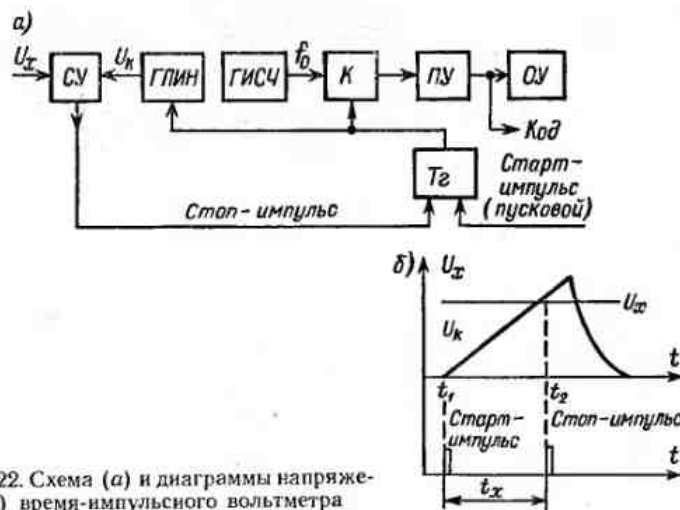


Рис. 8-22. Схема (а) и диаграммы напряжений (б) время-импульсного вольтметра

При запуске прибора старт-импульсом в момент t_1 срабатывает триггер T_z , который открывает ключ K и запускает генератор линейно-изменяющегося напряжения $ГЛИН$. Напряжение U_k на выходе генератора $ГЛИН$ начинает изменяться по линейному закону, и на вход $ПУ$ подаются квантовые импульсы. В момент t_2 при $U_k = U_x$ сравнивающее устройство $СУ$ стоп-импульсом через триггер и ключ прекращает подачу импульсов в $ПУ$. Таким образом, за время $t_x = t_2 - t_1 = U_x / k$ (где k — коэффициент, характеризующий скорость изменения напряжения U_k) на вход $ПУ$ пройдет число импульсов

$$N = t_x / T_0 = U_x f_0 / k$$

Составляющие погрешности прибора: 1) погрешность квантования, зависящая от t_x / T_0 ; 2) погрешность реализации от нестабильности f_0 ; 3) погрешность от наличия порога срабатывания $СУ$; 4) погрешность от нелинейности и нестабильности кривой линейно-изменяющегося напряжения, т. е. от непостоянства k ; эта составляющая практически определяет точность этих вольтметров.

В настоящее время у время-импульсных ЦИУ погрешность снижена до $\pm 0,05\%$. Показания этих ЦИУ определяются мгновенным размером входного сигнала, а поэтому эти ЦИУ чувствительны к помехам.

Интегрирующие вольтметры (двухтактные). В этих приборах измеряемое напряжение U_x сначала интегрируется за определенное время $t_{ин}$, т. е. преобразуется в пропорциональное напряже-

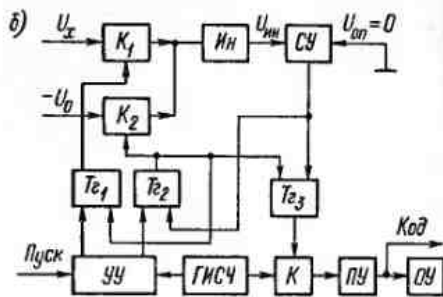
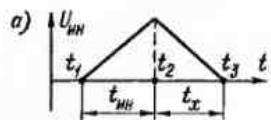


Рис. 8-23. Диаграмма напряжений (а) и схема (б) интегрирующего двухтактного вольтметра

ние на выходе интегратора $U_{инт}$ (см. рис. 8-23, а). Затем на втором шаге напряжение $U_{инт}$ преобразуется в пропорциональный временной интервал t_x путем возврата интегратора в исходное состояние с постоянной скоростью.

Структурная схема прибора дана на рис. 8-23, б. Прибор содержит интегратор $ИИ$ — устройство, выходное напряжение $U_{инт}$ которого пропорционально интегралу по времени от входного напряжения. В исходном состоянии ключи K , K_1 , K_2 закрыты (K_1 и K_2 — аналоговые ключи).

Цикл измерения начинается с команды «Пуск» в момент времени t_1 , при этом узел управления $УУ$ опрокидывает триггер $T_{г1}$ и тем самым открывает ключ K_1 . Напряжение на выходе интегратора $ИИ$ начинает возрастать по закону $U_{инт} = k \int_0^t U_x dt$. Через интервал времени $t_{инт}$ (в момент t_2), когда напряжение $U_{инт} = k \int_0^{t_{инт}} U_x dt$, узел $УУ$ через триггеры $T_{г1}$ и $T_{г2}$, соответственно,

закрывает K_1 и открывает K_2 . При этом на вход $ИИ$ вместо U_x прикладывается напряжение $-U_0$. Одновременно в момент t_2 узел $УУ$ через триггер $T_{г3}$ открывает ключ K и на вход пересчетного устройства $ПУ$ начинают поступать импульсы с частотой f_0 . В момент t_3 , когда $U_{инт} = U_{инт} = 0$, сравнивающее устройство $СУ$ закрывает K_2 (через триггер $T_{г2}$) и K (через $T_{г3}$) и прекращает поступление импульсов на $ПУ$.

Время t_x поступления импульсов на вход $ПУ$ определяется из условия

$$U_{инт} = k \int_0^{t_{инт}} U_x dt = k \int_0^{t_x} U_0 dt$$

или

$$k \int_0^{t_{инт}} U_x dt = kt_{инт} U_{x\text{ ср}} = kt_x U_0.$$

Отсюда

$$t_x = \int_0^{t_{инт}} U_x dt / U_0 = U_{x\text{ ср}} t_{инт} / U_0,$$

где $U_{x\text{ ср}}$ — среднее за время $t_{инт}$ значение входного напряжения.

Таким образом число импульсов, зафиксированных отсчетным устройством $ОУ$ за время t_x ,

$$N = t_x / T_0 = U_{x\text{ ср}} t_{инт} / (U_0 T_0).$$

Интегрирующие вольтметры в настоящее время широко применяются. Одна из причин этого — повышенная устойчивость к помехам переменного тока. Действительно, если на сигнал измерительной информации накладывается синусоидальная помеха U_n частотой f_n , то при $t_{инт} = n/f_n$ ($n=1, 2, 3, \dots$) влияние помехи на результат измерения исключается. Это объясняется равенством нулю интеграла $\int_0^{t_{инт}} U_n dt$. Обычно $t_{инт}$ выбирают с учетом влияния помех частотой, кратной 50 (50, 100 Гц и т. д.).

Составляющие погрешности прибора:

1) погрешность квантования интервала t_x квантующими импульсами; 2) погрешность от наличия порога чувствительности $СУ$; 3) погрешность от нестабильности T_0 , $t_{инт}$ и U_0 ; 4) погрешность от влияния остаточных параметров аналоговых ключей K_1 и K_2 .

Влияние T_0 и $t_{инт}$ исключается, если выполнять условия $t_{инт} = cT_0$, где $c = \text{const}$. Это осуществляется путем формирования переменного интервала $t_{инт}$ с помощью импульсов генератора $ГНСЧ$.

У вольтметров такого типа погрешность снижена до $\pm 0,005\%$.

Достоинство интегрирующих вольтметров заключается в повышенной помехоустойчивости. Принцип действия обеспечивает интегрирующим вольтметрам коэффициент подавления помех нормального вида примерно 40 дБ при отклонении частоты помехи от номинальной на $\pm 1\%$. Коэффициент подавления доведен до 170 дБ — для помех общего вида постоянного тока и до 120 дБ — для помех частотой 50 Гц. Интегрирующие вольтметры делают, как правило, многопредельными с (3–7)-значным циф-

ровым отсчетным устройством. Эти вольтметры являются наиболее чувствительными. Известны интегрирующие вольтметры, у которых одна единица младшего разряда отсчетного устройства соответствует 0,1 мкВ. Недостаток интегрирующего вольтметра — сравнительная сложность.

Промышленность выпускает несколько типов интегрирующих вольтметров постоянного тока, например Щ1516, Щ48000, Ф214 и др.

Вольтметры амплитуды импульсов. Принцип действия этих приборов заключается в том, что амплитуда импульса преобразуется во временной интервал, который измеряется. Для этого используется заряд конденсатора через диод, в результате чего напряжение на конденсаторе становится равным амплитуде импульса. Разряжается конденсатор через токостабилизирующую цепь по линейному закону. При этом время разряда оказывается пропорциональным амплитуде. Погрешность таких приборов не менее 1—5 %.

ЦИУ С НЕПОСРЕДСТВЕННЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ В КОД ЧАСТОТЫ

Частотомеры. Принцип действия прибора (рис. 8-24) основан на подсчете импульсов частотой f_x за интервал времени $t_{ин}$. Генератор импульса заданной длительности ГИЗД через триггер Тг открывает ключ К на время $t_{ин}$. За это время импульсы частотой f_x , сформированные формирователем Ф, пройдут на вход пересчетного устройства ПУ в количестве $N = t_{ин}/T_x = t_{ин}f_x$.

Составляющие погрешности прибора:

- 1) погрешность квантования, зависящая от $T_x/t_{ин}$;
- 2) погрешность от неточности формирования $t_{ин}$.

Промышленность выпускает различные типы частотомеров. В качестве примера укажем характеристики частотомера-хронометра типа Ф5041, предназначенного для измерения частоты электрических колебаний от 0,1 Гц до 10 МГц, периодов в диапазоне частот от 0,1 Гц до 1 МГц, длительности электрических импульсов от 1 мкс до 1 с, интервалов времени от 10 мкс до 10^4 с, отношения частот от 1:1 до $10^6:1$, для счета электрических импульсов. Погрешность измерения частоты $\delta = \pm[\delta_0 + 1/(t_x t_{ин})] 100$, где $\delta_0 = 10^{-7}$ — нестабильность частоты ГИСЧ за 10 дней, с помощью которого формируется $t_{ин}$.

Интегрирующие вольтметры (частотные). В этих приборах измеряемое напряжение U_x предварительно преобразуется в частоту импульсов $f_x = kU_x$, где k — коэффициент преобразования. Затем эта частота измеряется по схеме рис. 8-24.

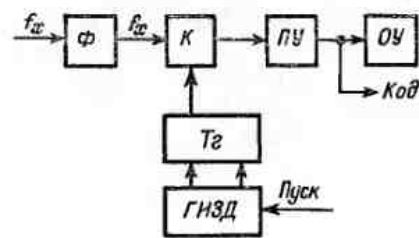


Рис. 8-24. Схема частотомера

В общем случае показания интегрирующего частотного вольтметра

$$N = \int_0^{t_{ин}} f_x dt = \int_0^{t_{ин}} kU_x dt = kt_{ин}U_x \text{ ср.}$$

Показания прибора пропорциональны среднему за время $t_{ин}$ значению U_x . Если $t_{ин}$ кратно периоду помехи T_n , то действие помехи исключается.

Помимо погрешностей, характерных для измерителя частоты, этому прибору присуща еще погрешность от нестабильности коэффициента преобразования k и погрешность от влияния периодической помехи при нарушении кратности T_n и $t_{ин}$.

Недостаток этих приборов заключается в их сравнительной сложности. В настоящее время в таких приборах погрешность может быть снижена до $\pm 0,01$ %.

Помимо рассмотренных интегрирующих вольтметров, известны так называемые интегропотенциометрические вольтметры постоянного тока, в которых измерение производится за два цикла, причем второй цикл служит для коррекции результатов измерения первого цикла. Это позволяет за счет усложнения прибора получить более высокую точность (погрешность $\pm 0,001$ %).

Промышленностью выпускается интегропотенциометрический вольтметр постоянного тока типа Щ1611 с верхними пределами измерения 0,1, 1, 10, 100, 1000 В. Основная погрешность в диапазоне 0—1,0 В составляет $\pm[0,0025 + 0,001(U_x/U_x - 1)]$ (на остальных диапазонах выше); время преобразования 1,8 с; число знаков отсчета 6; входное сопротивление 10^{10} Ом (10^7 Ом на диапазонах 0—100 и 0—1000 В). Входной ток не более 10^{-10} А на всех диапазонах. Коэффициент подавления помех нормального вида составляет 70 дБ, общего вида постоянного тока — 140 дБ, переменного тока — 120 дБ.

ЦИУ С НЕПОСРЕДСТВЕННЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ
В КОД НАПРЯЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Вольтметры (циклический). В этих приборах измеряемое напряжение U_x вначале преобразуется в число-импульсный код путем сравнения U_x с известным напряжением U_k , возрастающим во времени скачками, причем каждый скачок соответствует шагу квантования (рис. 8-25, а). Число-импульсный код равен числу ступеней U_k , при котором наступает равенство $U_k = U_x$. Структурная схема приведена на рис. 8-25, б, где ГЛСН — генератор линейно-ступенчатого напряжения. Напряжение U_k на выходе ГЛСН изменяется под действием поступающих на его вход импульсов.

При подаче пускового импульса триггер T_2 опрокидывается и своим выходным сигналом открывает ключ K . Импульсы от генератора импульсов $ГИ$ начинают проходить через ключ на вход генератора ГЛСН и ПУ. Напряжение U_k на выходе генератора ГЛСН начинает возрастать по линейно-ступенчатому закону (рис. 8-25, а). При $U_k = U_x$ (с погрешностью) сравнивающее устройство $СУ$ выдает стоп-импульс, возвращающий триггер в исходное состояние. Триггер закрывает ключ K и тем самым прекращает поступление импульсов на вход генератора ГЛСН и ПУ. Следовательно, на отсчетном устройстве будет зафиксировано

$$N = U_k / \Delta U_k = U_x / \Delta U_k.$$

Составляющие погрешности прибора: 1) погрешность дискретности, зависящая от числа ступеней напряжения U_k в момент равенства $U_k = U_x$; 2) погрешность реализации, обусловленная неодинаковостью и нестабильностью ступеней ΔU_k ; 3) погрешность, обусловленная порогом чувствительности сравнивающего устройства.

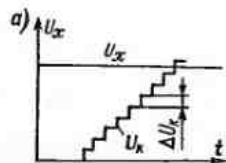


Рис. 8-25. Диаграмма напряжений (а) и схема (б) вольтметра циклического действия

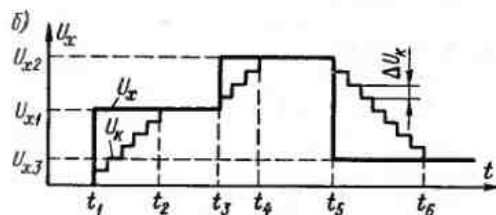
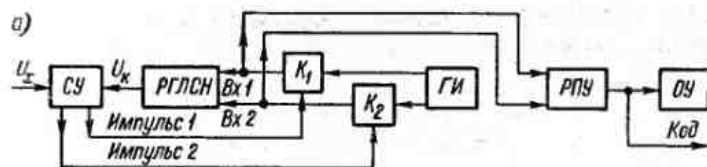
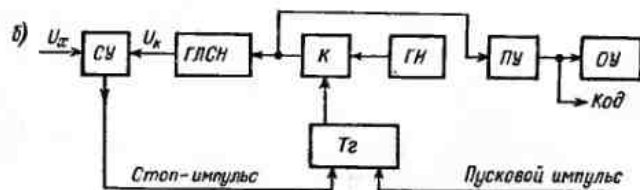


Рис. 8-26. Схема (а) и диаграмма напряжений (б) вольтметра следящего действия

Недостаток этого типа вольтметров — малое быстродействие, а поэтому в настоящее время такие вольтметры применяются редко.

Вольтметры (следящие) (рис. 8-26, а). В этом приборе применяется сравнивающее устройство $СУ$, которое при $U_k < U_x$ выдает импульс 1, открывающий ключ K_1 , при $U_k > U_x$ — выдает импульс 2, открывающий ключ K_2 , при $U_k = U_x$ — импульсов на выходе не выдает и оба ключа закрыты; $РГЛСН$ — реверсивный генератор линейно-ступенчатого напряжения.

При включении U_x в момент t_1 (рис. 8-26, б) открывается ключ K_1 , импульсы от генератора импульсов $ГИ$ начинают поступать на «Вх1» генератора $РГЛСН$ и на вход реверсивного пересчетного устройства $РПУ$; напряжение U_k начинает возрастать.

При $U_{k1} = U_{x1}$ в момент t_2 ключ K_1 закрывается и на отсчетном устройстве $ОУ$ фиксируется $N_1 = U_{k1} / \Delta U_k = U_{x1} / \Delta U_k$.

В момент t_3 входное напряжение становится равным U_{x2} , что снова приводит к неравенству $U_k < U_x$, к возрастанию напряжения U_k до $U_{k2} = U_{x2}$ в момент t_4 и к установлению на $ОУ$ показания $N_2 = U_{k2} / \Delta U_k = U_{x2} / \Delta U_k$.

Если в момент t_5 напряжение U_x уменьшится, то $СУ$ включит ключ K_2 и напряжение U_k начнет уменьшаться до $U_{k3} = U_{x3}$. В момент t_6 показание $ОУ$ станет $N_3 = U_{k3} / \Delta U_k = U_{x3} / \Delta U_k$.

Таким образом, прибор постоянно следит за изменениями входной величины, и в этом его достоинство. Недостаток — малое быстродействие при больших изменениях измеряемой величины.

Погрешность прибора имеет те же составляющие, что и погрешность циклического вольтметра.

Прибор для измерения перемещения. В этом приборе (рис. 8-27, а) измеряемая величина — перемещение L_x воздействует на квантующее устройство $КВУ$, преобразующее перемещение в пропорциональное число импульсов $N = kL_x$. Импульсы подсчитываются пересчетным устройством $ПУ$ и фиксируются отсчетным устройством $ОУ$.

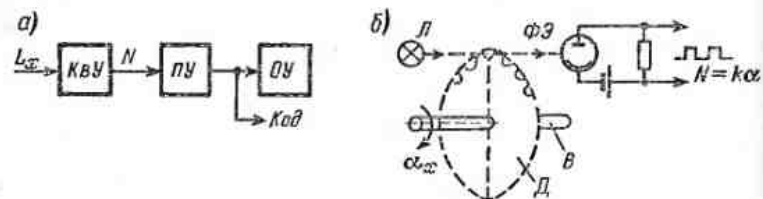


Рис. 8-27. Схема (а) и квантующее устройство (б) ЦИУ для измерения перемещения

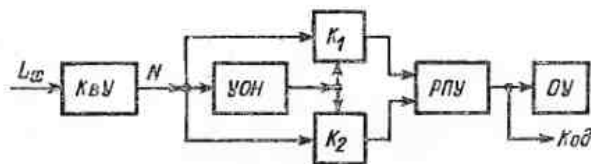


Рис. 8-28. ЦИП для измерения знакопеременного перемещения

На рис. 8-27, б показано схематически в качестве примера квантующее устройство для углового перемещения α_x . При повороте вала B на угол α_x диск D модулирует световой поток лампы L . Под действием этого потока фотоземлет $\Phi Э$ дает на выходе импульсы, число которых пропорционально α_x .

Составляющие погрешности прибора: 1) погрешность дискретности, зависящая от числа зубцов диска; 2) погрешность реализации от неточности изготовления зубцов (от непостоянства коэффициента k) и неточности установки диска.

Если перемещение может менять знак, то прибор должен быть усложнен за счет узла определения направления перемещения. В этом случае схема (рис. 8-28) имеет реверсивное пересчетное устройство $РПУ$, ключи K_1 и K_2 , управляемые узлом определения направления $УОН$.

С использованием метода последовательного приближения для преобразования непрерывной величины в код известны ЦИУ для измерения постоянных напряжений, переменных напряжений, амплитуды импульсов, сопротивлений, частоты, неэлектрических величин и т. д. Наибольшее распространение получили ЦИУ с замкнутой структурной схемой циклического действия.

Вольтметры (кодowo-импульсный). Измеряемое напряжение (рис. 8-29) поступает на входной делитель напряжения $ВД$, переключаемый вручную или автоматически. При малых измеряемых напряжениях на входе устанавливается усилитель. С выхода делителя $ВД$ напряжение $U'_x = kU_x$ (где k — коэффициент деления делителя) подается на сравнивающее устройство $СУ$. На второй вход $СУ$ подается напряжение сравнения U_k , снимаемое с цифро-аналогового преобразователя ЦАП. Сравнивающее устройство в зависимости от знака разности $U_x - U_k$ подает соответствующий сигнал в устройство управления $УУ$. Это устройство в приборах с автоматической установкой поддиапазонов и указанием полярности в зависимости от полученных сигналов воздействует на делитель $ВД$, переключая поддиапазоны, на устройство, указывающее полярность входного напряжения (на рисунке не показано) и на ЦАП. Под воздействием устройства $УУ$ напряжение U_k будет изменяться ступенями в соответствии с выбранным кодом до тех пор, пока не будет получено равенство $U_k = U'_x = kU_x$. Одновременно устройство $УУ$ формирует код для отсчетного устройства $ОУ$ и для подачи на выход.

Для того чтобы показать работу управляющего устройства, рассмотрим схему АЦП (рис. 8-30), где $РТИ$ — распределитель тактовых импульсов, выдающий поочередно импульсы на $n+2$ выходах под действием импульсов генератора тактовых импульсов $ГТИ$; ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь, работающий по двоичному коду. Сравнивающее устройство $СУ$ выдает сигнал, открывающий ключи K_1, K_2, \dots, K_n при $U_k > U_x$; при $U_k \leq U_x$ ключи остаются закрытыми.

Пусковым импульсом триггер T_2 опрокидывается и открывает ключ K . Импульсы от генератора $ГТИ$ начинают поступать на

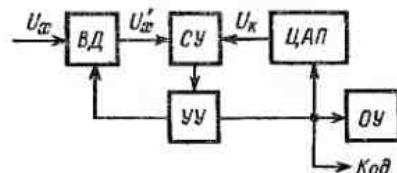
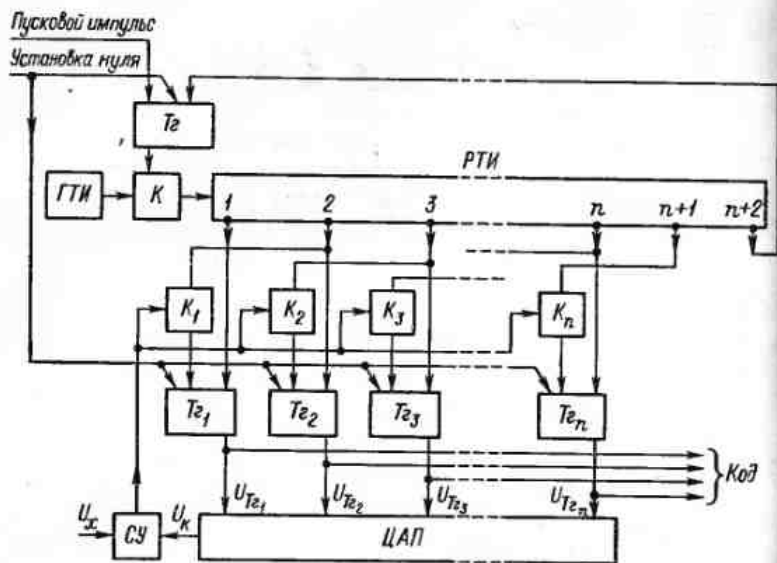


Рис. 8-29. Упрощенная структурная схема кодowo-импульсного вольтметра



Экз. 8-30. Схема кодово-импульсного АЦП

вход распределителя РТИ, который выдает импульс на первом выходе. Под действием этого импульса опрокидывается триггер T_{z1} . Триггер T_{z1} воздействует на ЦАП, на выходе которого появляется напряжение $U_{к1} = 2^{n-1} \Delta U_k$, где ΔU_k — напряжение, равное шагу квантования. Если $U_{к1} > U_x$, то СУ выдает сигнал, открывающий ключи $K_1 - K_n$. При следующем шаге распределителя РТИ появляется импульс на втором выходе. Этот импульс через ключ K_1 возвращает триггер T_{z1} в исходное состояние, отключая первую ступень напряжения $U_{к1}$ и опрокидывает триггер T_{z2} . Последний воздействует на ЦАП, на выходе которого появляется следующая ступень напряжения $U_{к2} = 2^{n-2} \Delta U_k$. Если $U_{к2} \leq U_x$, то ключи $K_1 - K_n$ будут закрыты и при следующем шаге РТИ импульс с третьего выхода не сможет вернуть триггер T_{z2} в исходное состояние, но опрокинет триггер T_{z3} , включающий следующую ступень напряжения U_x . После этого шага на выходе ЦАП будет напряжение $U_{к3} = 2^{n-2} \Delta U_k + 2^{n-3} \Delta U_k$, которое будет сравниваться с U_x , и т. д.

Таким образом, к концу цикла измерения на выходе ЦАП будет набрано напряжение U_k , наиболее близкое значению U_x . Этому значению U_k , а следовательно и U_x , будет соответствовать определенная комбинация опрокинутых триггеров. Выходные потенциалы этих триггеров образуют код. При $(n+2)$ -м шаге импульс распределителя возвращает триггер T_{z2} в исходное состоя-

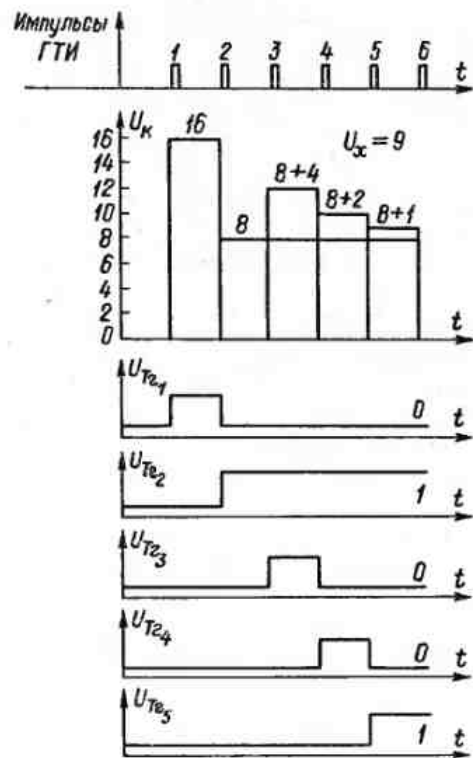


Рис. 8-31. Диаграммы напряжений, иллюстрирующие образование двоичного кода

ние и на этом цикл преобразования заканчивается. Рисунок 8-31 показывает образование U_k и двоичного параллельного кода 01001 при измерении U_x .

Основные составляющие погрешности: 1) погрешность дискретности, определяемая числом разрядов кода; 2) погрешность реализации, зависящая от ЦАП; 3) погрешность, обусловленная погрешностью входного делителя; 4) погрешность от наличия порога чувствительности СУ.

У этих приборов достигнута высокая точность (погрешность $\pm 0,001\%$), и может быть получено высокое быстродействие. Однако для подавления помех нормального вида их снабжают фильтрами, что резко снижает быстродействие приборов.

Поэтому в настоящее время принцип последовательного приближения в основном используют для построения быстродействующих АЦП. Например, выпускается АЦП поразрядного уравни-

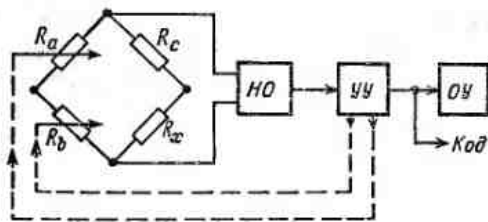


Рис. 8-32. Мостовой цифровой омметр

повешивания типа Ф7077/2 для входного напряжения ± 1 В или ± 2 В, имеющий 8 разрядов двоичного кода. Предел допускаемой основной погрешности (в процентах) $\pm [1 + 0,6 (U_x/U_x - 1)]$; время преобразования 3 мкс.

Вольтметры переменного тока. Амплитудные вольтметры. В настоящее время вольтметры переменного тока выполняют как с непосредственным сравнением измеряемого напряжения с известным напряжением, так и с промежуточным преобразованием переменного напряжения в напряжение постоянного тока.

Вольтметры со сравнением переменного напряжения U_x с известным напряжением постоянного тока U_k дают показания амплитудных значений U_x . В этих приборах напряжение U_k изменяется в соответствии с выбранным кодом до тех пор, пока оно не станет равным амплитудному значению U_x . Процесс сравнения может длиться несколько периодов.

В настоящее время наибольшее применение получили вольтметры с промежуточным преобразованием напряжения переменного тока в постоянное напряжение, измеряемое цифровым вольтметром постоянного тока. В этих вольтметрах измеряемое напряжение преобразуется в постоянное напряжение, пропорциональное либо среднему, либо амплитудному, либо действующему значению, в зависимости от типа используемого преобразователя (см. § 6-2). Основные характеристики таких вольтметров практически определяются свойствами преобразователей. Известны преобразователи с погрешностью не более $\pm 0,01\%$, а также преобразователи с верхним частотным диапазоном 30 МГц, но с большей погрешностью.

Для измерения амплитуды периодических импульсов применяют вольтметры, в которых сравнивается амплитуда импульсов с постоянным известным напряжением. Применяются также вольтметры с предварительным преобразованием амплитуды импульсов в напряжение постоянного тока (см. § 6-2).

В качестве примера укажем выпускаемый промышленностью вольтметра типа Ф4850, предназначенный для измерений среднего квадратического значения напряжения переменного тока в диа-

пазоне звуковых частот. Вольтметр имеет верхние пределы измерений 0,1; 1; 10; 100 и 1000 В. На поддиапазоне 0—0,1 В для всех частот основная погрешность (в процентах) не превышает $\pm [0,3 + 0,2 (U_x/U_x - 1)]$. Время измерения не более 8 с.

Омметры. Омметры выполняют либо с использованием мостовой схемы, либо с преобразователем измеряемого сопротивления в напряжение постоянного тока (см. § 6-5).

В омметре с мостовой схемой (рис. 8-32) предусматривается устройство управления УУ, которое по заданной программе в соответствии с сигналами нуля-органа НО включает весовые резисторы плеча R_a и уравнивает мост. При этом вырабатывается код. Устройство УУ также автоматически регулирует предел измерений моста (резистором R_b) и в зависимости от предела измерений меняет положение запятой и знак единицы (Ω , $k\Omega$, $M\Omega$) на отсчетном устройстве.

Составляющие погрешности мостовых омметров: 1) погрешность дискретности; 2) погрешность реализации, которая зависит от сопротивлений резисторов, а также от качества ключей, коммутирующих резисторы; 3) погрешность от наличия порога чувствительности нуля-органа.

Точность омметров с преобразователем зависит от точности преобразователя. В настоящее время известны омметры с погрешностью $\pm 0,01\%$.

В качестве примера укажем выпускаемый промышленностью мост типа Ц34 для измерения сопротивления постоянному току в пределах от 10^{-3} до 10^9 Ом. Допускаемая основная погрешность (в процентах) лежит в пределах от $\pm [0,02 + 0,005 (R_x/R_x - 1)]$ до $\pm [0,5 + 0,1 (R_x/R_x - 1)]$ в зависимости от поддиапазона измерений; время измерения 1 с.

8-6. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА СЧИТЫВАНИЯ

ЦИУ для измерения перемещения. В качестве примера рассмотрим прибор с кодирующим диском для измерения углового перемещения α_x (рис. 8-33).

Для образования двоичного кода служат кодирующий диск КД, лампа Л, фотоэлементы ФЭ₁ — ФЭ₃, переходное устройство ПХУ. Диск, показанный на рис. 8-33, а, служит для образования трехразрядного двоичного кода. Поэтому на диске имеются три группы концентрически расположенных отверстий. Группа отверстий, находящихся на одинаковом расстоянии от центра, соответствует определенному разряду. По одну сторону диска (рис. 8-33, б) расположена осветительная лампа Л, а по другую — фотоэлементы ФЭ₁ — ФЭ₃, один фотоэлемент на каждое

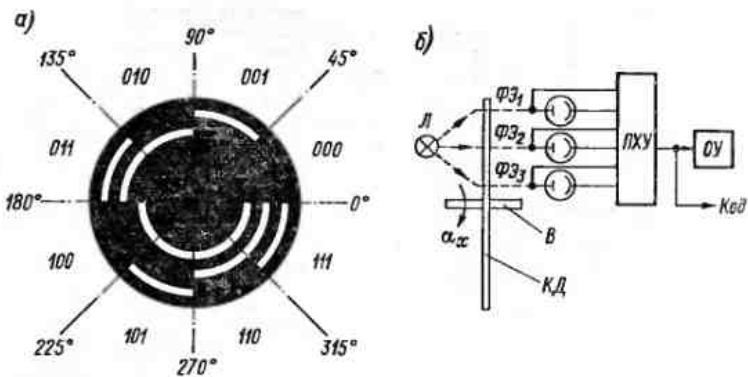


Рис. 8-33. Кодированный диск (а) и схема (б) ЦИП считывания для измерения углового перемещения

кольцо (группу отверстий). Луч света от лампы через отверстия в диске достигает фотоэлементов. При повороте диска от 0 до 45° световой поток не попадает на фотоэлементы, при повороте диска от 45 до 90° освещается первый фотоэлемент ФЭ₁, при повороте от 90 до 135° освещается второй фотоэлемент и т. д. Таким образом, в зависимости от угла поворота диска освещается тот или иной фотоэлемент или их сочетание.

Фототоки фотоэлементов направляются в переходное устройство ЛХУ, которое выдает соответствующие двоичные коды. При повороте диска от 0 до 45° выдается код 000, при повороте от 45 до 90° — код 001, при повороте от 90 до 135° — код 010 и т. д.

Для увеличения точности преобразования берут диск на большее число разрядов. Известны кодирующие 19-разрядные диски.

Кроме фотоэлектрического «съема», применяют механический «съем» (с помощью контактов), а также электромагнитный и емкостный «съем». В двух последних случаях используют, соответственно, индуктивную и емкостную связь диска и чувствительных элементов.

Прибор с точно изготовленным и точно установленным диском обладает только погрешностью дискретности, зависящей от числа разрядов. Однако при определенных условиях возможно возникновение погрешности считывания. В рассматриваемом приборе эта погрешность может возникнуть, если линия расположения фотоэлементов совпадает с линией раздела диска на секторы, каждый из которых соответствует определенному коду. Например, при совпадении линии расположения фотоэлементов с линией, отделяющей секторы 011 и 100, вследствие неточности расположения фотоэлементов могут быть образованы любые ко-

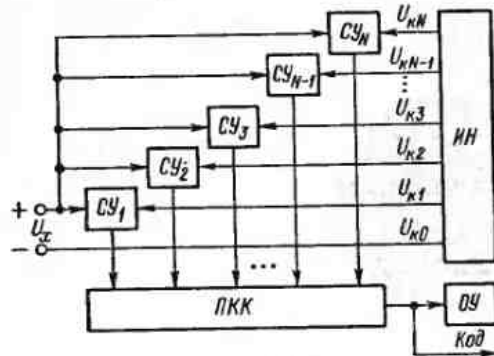


Рис. 8-34. ЦИУ считывания для измерения напряжения

ды от 000 до 111, т. е. погрешность считывания может быть очень велика — происходит «сбой» работы прибора.

Для уменьшения этой погрешности используют так называемые циклические коды. Примером циклического кода является код Грея:

Число в десятичной системе	счисления	0	1	2	3	4	5	6	7
Двоичный код		000	001	010	011	100	101	110	111
Код Грея		000	001	011	010	110	111	101	100

Как видно, при изменении значения измеряемой величины на единицу младшего разряда в двоичном коде могут измениться символы во всех разрядах. В коде Грея при изменении значения преобразуемой величины на одну единицу младшего разряда всегда изменяется символ только одного разряда. Поэтому погрешность считывания при использовании кода Грея не может превышать одной единицы младшего разряда.

ЦИУ для измерения напряжения. Схема ЦИУ считывания для измерения напряжения показана на рис. 8-34, где ИИ — источник известных напряжений, которые соответствуют уровням квантования; СУ₁, СУ₂, ..., СУ_N — сравнивающие устройства; ПКК — преобразователь единичного кода в код для управления отсчетным устройством ОУ и для внешних устройств.

Появление на входе напряжения U_x вызывает срабатывание сравнивающих устройств, для которых U_x ≥ U_{кi}. На выходе сработавших СУ появляются сигналы, соответствующие 1, на выходе остальных СУ — сигналы 0. Таким образом на выходе сравнивающих устройств получается единичный код, определяемый размером U_x. Этот код преобразуется с помощью ПКК в другой вид кода, направляемый на ОУ и на выход.

Достоинство таких ЦИУ — малое время преобразования, определяемое практически срабатыванием СУ и ПКК. Недостаток их заключается в сложности аппаратуры (требуется N сравнивающих устройств и сложный ИИ).

Такие ЦИУ сейчас в практике находят применение в виде сверхбыстродействующих АЦП. Применяются также АЦП с комбинацией методов считывания и последовательного приближения.

8-7. ХАРАКТЕРИСТИКА СОВРЕМЕННЫХ ЦИФРОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ И ПЕРСПЕКТИВЫ ИХ РАЗВИТИЯ

Современные ЦИУ, выпускаемые для измерения различных величин, имеют высокие метрологические характеристики, зачастую превосходящие характеристики аналоговых средств измерений, что обусловило широкое применение ЦИУ. Кроме того, современные ЦИУ имеют возможность включения их в состав ИИС и ИВК (см. гл. 13).

Достоинства ЦИУ:

- 1) объективность и удобство отсчета и регистрации результатов измерений;
- 2) получение высокой точности измерений при полной автоматизации процесса измерений;
- 3) получение высокого быстродействия;
- 4) возможность сочетания ЦИУ с вычислительными и различными автоматическими устройствами;
- 5) возможность дистанционной передачи результатов измерения в виде кодовых сигналов без потерь точности.

Недостатки ЦИУ — сравнительная сложность и, как следствие, сравнительно малая надежность и высокая стоимость. Однако применение новых элементов микроэлектроники позволяет повышать надежность и снижать стоимость ЦИУ.

Области применения ЦИУ. ЦИП находят применение в тех случаях, когда требуется производить измерения с высокой точностью при полной автоматизации процесса измерения, а также в тех случаях, когда требуется выдача результатов измерения в виде кодовых сигналов для регистрации, обработки или передачи результатов на расстояние. Поэтому ЦИП находят применение как в лабораторных, так и в производственных условиях для измерения различных электрических и неэлектрических величин. В настоящее время измерения многих величин выполняют с помощью ЦИП. К таковым относятся измерения напряжения постоянного тока с высокой точностью, частоты, временных интервалов, числа импульсов и т. п.

АЦП применяют для преобразования различных электрических величин в коды с целью последующего использования кодов в вычислительных, управляющих и других устройствах.

В связи с повышением уровня автоматизации производственных процессов и широким применением вычислительных машин, ИИС, ИВК область применения ЦИУ постоянно расширяется.

Перспективы развития ЦИУ. Тенденции развития ЦИУ направлены на улучшение метрологических характеристик, расширение функциональных возможностей, повышение надежности, снижение габаритов, массы, стоимости и т. п. Большие возможности по решению этих задач дает применение БИС — больших интегральных микросхем, т. е. интегральных микросхем, содержащих большое число элементов и выполняющих сложные функции. Особенно плодотворные результаты дает использование БИС — микропроцессоров. Микропроцессоры — арифметико-логические устройства в интегральном исполнении, функции которых определяются программой, которая может изменяться, что обеспечивает гибкость в перестройке выполняемых функций. Применение микропроцессоров позволяет осуществлять, например, такие функции, как автоматическая коррекция систематических погрешностей, диагностика неисправностей, обработка полученных данных, управление отдельными узлами ЦИУ и т. п. (см. § 13-2).

Глава девятая

РЕГИСТРИРУЮЩИЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА

9-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В научных исследованиях и производственной деятельности часто возникает необходимость автоматической регистрации измеряемых величин. По результатам регистрации можно определить текущие значения измеряемой величины, характер изменения этой величины, устанавливать функциональную связь между несколькими измеряемыми величинами и т. д. Для этой цели служат разнообразные регистрирующие приборы. Обычно к регистрирующим приборам относят самопишущие приборы, светолучевые осциллографы, измерительные магнитографы и графопостроители; основным назначением этих приборов является регистрация сигналов измерительной информации. Для регистрации применяют и другие приборы, такие, как электронные

осциллографы, цифровые осциллографы, цифровые измерительные приборы и пр. Регистрирующие приборы служат в основном для записи изменений измеряемой величины в функции времени. Находят также применение двухкоординатные самопишущие приборы, позволяющие регистрировать функциональную зависимость между двумя величинами.

Виды регистрации, применяемой в современных измерительных приборах, весьма разнообразны. В самопишущих приборах широко используется запись чернилами на диаграммной бумаге. В осциллографах применяют запись на фотопленке и фотобумаге. Имеется специальная фотобумага, на которой видимое изображение получают без предварительного процесса проявления, но при этом требуется источник с ультрафиолетовым излучением. Для регистрации применяют также специально обработанные материалы, в частности бумагу, позволяющие под действием электрического тока получать видимые изображения. В настоящее время все шире используют магнитную запись на магнитной ленте или магнитном барабане. Достоинство такой записи состоит в большой плотности записи, широком частотном диапазоне, в возможности повторного использования носителя информации, удобстве обработки данных на ЭВМ. Однако для получения видимого изображения кривых регистрируемых величин требуется дополнительная обработка — запись с помощью регистрирующих приборов, дающих видимое изображение.

Важной характеристикой регистрирующих приборов является их быстродействие. Самопишущими приборами обычного быстродействия можно производить запись медленно изменяющихся величин (верхняя граница частотного диапазона приборов не превышает 1 Гц). Быстродействующие самопишущие измерительные приборы прямого действия позволяют получить запись входного сигнала частотой до 150 Гц. Для записи процессов, изменяющихся с частотой до 30 кГц, применяют светолучевые осциллографы, а для более высоких частот — электронно-лучевые осциллографы и магнитографы.

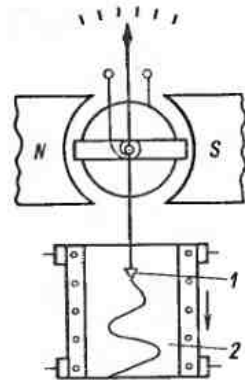
9-2. САМОПИШУЩИЕ ПРИБОРЫ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

В зависимости от структурной схемы самопишущие измерительные приборы делятся на две группы: приборы прямого преобразования (с разомкнутой схемой) и приборы уравнивающего преобразования (с замкнутой схемой).

Приборы уравнивающего преобразования (автоматические мосты и компенсаторы) рассмотрены в § 7-7.

В самопишущих приборах прямого преобразования применяют электромеханические измерительные механизмы, оснащенные

Рис. 9-1. Устройство магнитоэлектрического самопишущего прибора



ные устройства регистрации показаний в форме диаграммы (рис. 9-1). Регистрирующий орган 1 (обычно перо специальной конструкции) фиксирует чернилами изменения измеряемой величины в функции времени на движущейся диаграммной бумаге (носителе) 2.

Диаграммная бумага для самопишущих приборов выпускается в форме ленты и диска (рис. 9-2). Лента имеет обычно по краям отверстия (перфорации), в которые входят штифты вращающегося валика лентопротяжного механизма, сообщаящего бумаге поступательное движение. Дисковая диаграмма вращается вместе с металлическим диском, на котором она закреплена. Лентопротяжный механизм и металлический диск приводятся в движение синхронным электродвигателем. Скорость перемещения бумаги устанавливается в зависимости от скорости изменения измеряемой величины. Скорость перемещения дисковой диаграммы обычно невелика — за сутки один оборот. Этот вид диаграмм удобно применять для записи медленно изменяющихся величин. Бумажные ленты (длина ленты в рулоне 5—100 м) используют при длительных наблюдениях измеряемых величин.

На диаграммной бумаге нанесена координатная сетка. Когда регистрирующий орган совершает прямолинейное перемещение, координатная сетка выполняется в прямоугольных координатах (рис. 9-2, а), при угловом перемещении — в криволинейных координатах (рис. 9-2, б и в).

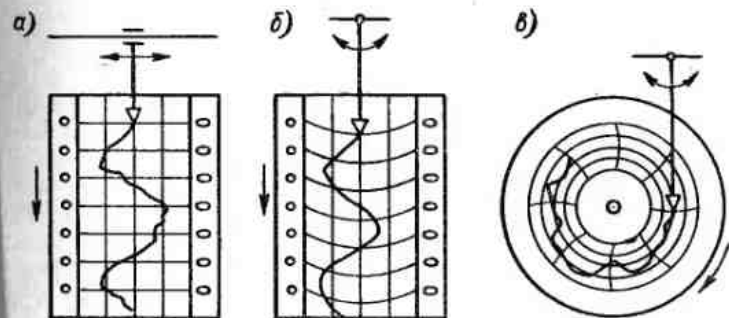


Рис. 9-2. Диаграммы с прямоугольной (а) и с криволинейной (б и в) координатными сетками

Запись в прямоугольных координатах более удобна, так как при этом облегчается обработка диаграмм (автоматическая расшивка, планиметрирование). Однако поскольку указатель и перо электромеханического измерительного механизма движутся по дуге, то переход к записи в прямоугольных координатах требует применения устройства для спрямления записи.

Наличие пишущего устройства в виде пера значительно повышает трение, испытываемое подвижной частью прибора. Поэтому для уменьшения погрешности от трения в самопишущих приборах применяют измерительные механизмы со сравнительно большим вращающим моментом (0,5—1,0 мН·м). Такой момент имеют магнитоэлектрические и ферродинамические измерительные механизмы.

Магнитоэлектрические измерительные механизмы применяют в самопишущих вольтметрах и амперметрах, предназначенных для работы в цепях постоянного тока, а магнитоэлектрические логометры в сочетании с полупроводниковыми выпрямителями и другими элементами — в частотомерах для записи частоты в цепях переменного тока. Ферродинамические измерительные механизмы используют в самопишущих приборах для цепей переменного тока: в вольтметрах, амперметрах, ваттметрах.

Для одновременной регистрации нескольких измеряемых величин имеются многоканальные самопишущие приборы, состоящие из нескольких (по числу измеряемых величин) электромеханических измерительных механизмов и регистрирующих органов и один общий лентопротяжный механизм. Многоканальный прибор К208-С предназначен для одновременной регистрации пяти электрических сигналов постоянного тока в функции времени.

Для регистрации малых токов и напряжений в самопишущих приборах устанавливают измерительный усилитель, включенный между входными зажимами прибора и измерительным механизмом. Такой усилитель при незначительном потреблении мощности от измеряемой цепи обеспечивает необходимый вращающий момент измерительного механизма. Самопишущие приборы с измерительными усилителями при наибольшей чувствительности имеют верхние пределы измерений тока 10 мкА, напряжения 1 мВ (приборы типа Н399, Н3009).

Выпускаемые промышленностью самопишущие приборы относятся, в основном, к приборам класса точности 1,0—2,5. Погрешность регистрации времени обычно $\pm 0,5\%$. Время установления показаний не превышает 2 с. Частотный диапазон приборов не нормируется. Практически допустимая частота регистрируемых величин не превышает 1 Гц.

В последние годы получили распространение быстродействующие самопишущие приборы, позволяющие регистрировать сиг-

налы, изменяющиеся с частотой до 150 Гц. Значительное расширение рабочего диапазона частот достигнуто путем совершенствования конструкции измерительного механизма, применением соответствующих способов регистрации, а также применением электронных усилителей сигнала и специальных электрических схем для коррекции динамических погрешностей. Отличительными особенностями таких приборов являются: отсутствие шкал для визуального отчета показаний, сравнительно узкое по ширине поле записи (не более 50 мм), наличие специальных измерительных механизмов с большим вращающим моментом (0,2—0,3 Н·м). В приборах применяют магнитоэлектрические и электромагнитные (поляризованные) измерительные механизмы; используется запись на теплочувствительной бумаге, чернильная перьевая запись, запись на бумаге под копирку. Отечественной промышленностью освоен серийный выпуск быстродействующих самопишущих приборов с чернильной записью в криволинейной системе координат (приборы типов Н338, Н3021 и др.).

9-3. СВЕТОЛУЧЕВЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

Назначение и устройство. Современные светолучевые осциллографы применяют в основном для регистрации изменяющихся во времени электрических величин. Ранее выпускаемые осциллографы были предназначены также и для наблюдения исследуемых процессов. В светолучевых осциллографах регистрация или наблюдение процессов осуществляется с помощью осциллографических гальванометров специальной конструкции и устройств развертки изображения во времени.

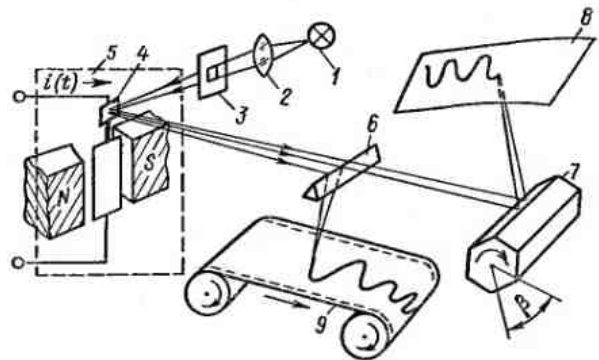


Рис. 9-3. Устройство светолучевого осциллографа

Выпускаемые промышленностью осциллографы имеют несколько гальванометров (6, 12, 24 и более), что позволяет одновременно регистрировать соответствующее число процессов. Максимальная частота регистрируемых сигналов, ограниченная в основном динамическими свойствами осциллографических гальванометров и скоростью развертки, не превышает 30 кГц.

На рис. 9-3 изображена упрощенная схема осциллографа, предназначенного для регистрации и наблюдения изучаемого процесса. Луч света от лампы 1, проходя через конденсорную линзу 2 и диафрагму 3, попадает на зеркальце 4 гальванометра 5. Отраженный от зеркальца световой луч частично направляется к поверхности многогранного зеркального барабана 7, а от него на матовый стеклянный экран 8. Часть луча при помощи призмы 6 направляется на поверхность фотопленки 9 (или светочувствительной бумаги).

Если через гальванометр пропустить исследуемый переменный ток, то подвижная часть гальванометра будет совершать колебания. При неподвижных фотопленке 9 и барабане 7 на экране 8 видна световая полоса, а на фотопленке после ее проявления — черная полоса. Если же барабан 7 заставить вращаться с такой постоянной частотой, при которой время поворота зеркального барабана на угол β (см. рис. 9-3) равно kT (k — целое число, T — период исследуемой кривой), то на экране появится неподвижная кривая изучаемого тока. Поэтому в осциллографе предусматривается регулировка частоты вращения зеркального барабана 7. Перемещение луча по экрану вдоль оси времени называют разверткой.

Развертка луча по поверхности фотопленки (фотобумаги) осуществляется путем перемещения ее с постоянной скоростью, в результате чего на фотопленке фиксируется кривая процесса — осциллограмма.

Масштаб по оси времени определяется скоростью движения фотопленки или по одновременно записанной осциллограмме сигнала известной частоты. Для получения такой осциллограммы используется один из гальванометров или специальное устройство, называемое отметчиком времени.

Масштаб по оси ординат кривой зависит от чувствительности гальванометра. Он определяется по паспортным данным на гальванометр или экспериментально путем пропускания известного тока через гальванометр.

Устройство и теория осциллографического гальванометра. Устройство осциллографического гальванометра показано на рис. 9-4, а. Многовитковая обмотка-рамка 3 закреплена между полюсами магнитной системы 4 на двух металлических растяжках 1, натягиваемых пружиной 5. Растяжки служат также для

Рис. 9-4. Схема устройства (а) и конструкция (б) магнитоэлектрического осциллографического гальванометра

подведения тока к рамке и создания противодействующего момента. К рамке приклеено зеркальце 2, на которое направляется световой луч. Длина рамки составляет примерно 10—15 мм при ширине 0,3—0,4 мм; размеры зеркальца 0,5×0,8 мм.

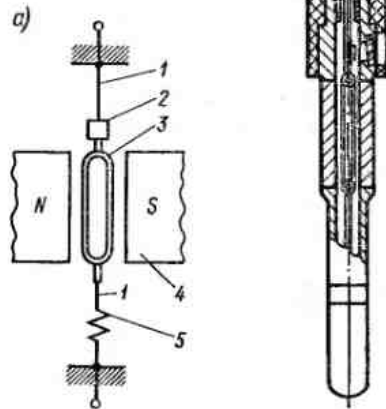
Представление о конструкции гальванометра-вставки дает рис. 9-4, б.

Гальванометры-вставки имеют небольшие размеры (в корпусе размещена только подвижная часть), легко заменяются и предназначены для установки в общей магнитной системе, что позволяет создавать компактные многоканальные осциллографы.

В результате взаимодействия тока i , протекающего по рамке, с полем постоянного магнита возникает вращающий момент. Мгновенное значение этого момента, созданного парой сил F (рис. 9-5), $M_t = Bsn i \cos \alpha$, где B — индукция в зазоре; s — площадь рамки; n — число витков рамки. Угол отклонения α в осциллографических гальванометрах невелик — обычно не превышает нескольких градусов. Поэтому можно принять $\cos \alpha = 1$ и $M_t = Bsn i$. Как было показано в § 5-2, движение рамки гальванометра описывается дифференциальным уравнением

$$J \frac{d^2 \alpha}{dt^2} + p \frac{d\alpha}{dt} + W\alpha = Bsn i, \quad (9-1)$$

где $W\alpha$ — противодействующий момент, возникающий при закручивании растяжек; $p \frac{d\alpha}{dt}$ — тормозящий момент, определяемый в основном либо магнитоиндукционным успокоением, либо (в некоторых гальванометрах) трением о жидкость, в которую помещена рамка гальванометра (см. ниже); J — момент инерции рамки. Особенностью осциллографических гальванометров является малый момент инерции J , что необходимо для регистрации переменных во времени процессов.



б)

Разделив уравнение (9-1) на W и учитывая, что (см. § 5-2) $\omega_0 = \sqrt{W/J}$ — частота собственных колебаний, $\beta = P/(2\sqrt{WJ})$ — степень успокоения, а $S_I(0) = Bsn/W$ — чувствительность гальванометра на постоянном токе, получим

$$\frac{1}{\omega_0^2} \frac{d^2 \alpha}{dt^2} + \frac{2\beta}{\omega_0} \frac{d\alpha}{dt} + \alpha = S(0) I.$$

Следовательно, гальванометр представляет собой динамическое звено второго порядка (см. § 4-6) с параметрами $S(0)$, ω_0 , β .

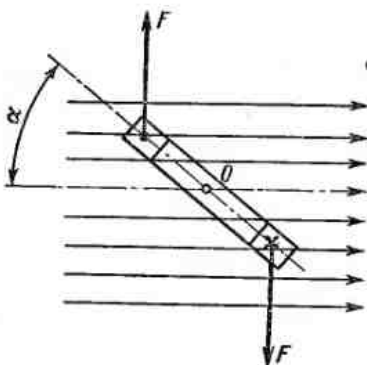
Динамический режим такого звена рассмотрен в § 4-6, где вместо α , $S(0)$ и i используются соответственно обозначения $y(t)$, $K(0)$ и $x(t)$. Здесь же кратко остановимся на основных причинах возникновения динамической погрешности при регистрации светолучевым осциллографом.

При прохождении синусоидального тока $i(t) = I_m \sin \omega t$ через рамку «идеального» (безынерционного) гальванометра на носителе регистрировалась бы кривая $\alpha_0(t) = S(0) I_m \sin \omega t$ при любой частоте ω . Для идеального гальванометра характерно постоянство чувствительности для любых частот и отсутствие угла фазового сдвига между $\alpha_0(t)$ и $i(t)$. При прохождении этого же тока через реальный (инерционный) гальванометр регистрируется кривая $\alpha(t) = S(\omega) I_m \sin[\omega t + \varphi(\omega)]$, где $S(\omega)$ — чувствительность по току гальванометра на частоте ω , $\varphi(\omega)$ — угол фазового сдвига между $\alpha(t)$ и $i(t)$.

Зависимость чувствительности $S(\omega)$ гальванометра от частоты, или его амплитудно-частотная характеристика АЧХ, и зависимость угла фазового сдвига $\varphi(\omega)$ от частоты, или его фазово-частотная характеристика ФЧХ [см. (4-71), (4-72) и рис. 4-18], определяются выражениями

$$S(\omega) = \frac{S(0)}{\sqrt{(1 - \omega^2/\omega_0^2)^2 + 4\beta^2 \omega^2/\omega_0^2}},$$

$$\varphi(\omega) = -\arctg \frac{2\beta\omega/\omega_0}{1 - (\omega/\omega_0)^2}. \quad (9-2)$$



Если требуется «жесткая привязка» по времени регистрируемого сигнала, например, относительно линий отметчика времени,

Рис. 9-5. Рамка гальванометра в магнитном поле

то возникает динамическая погрешность $\Delta\alpha(t) = \alpha(t) - \alpha_0(t) = S(\omega) I_m \sin[\omega t + \varphi(\omega)] - S(0) I_m \sin \omega t$. При таком определении погрешности существенное влияние оказывает угол фазового сдвига (см. рис. 4-20). Часто этот сдвиг не является существенным, поскольку он не искажает формы кривой и может быть учтен при обработке результатов регистрации. Тогда погрешность регистрации находится как разность между смещенным зарегистрированным сигналом $\alpha(t + t_{см})$ на время $t_{см} = -\varphi(\omega)/\omega$ и $\alpha_0(t)$, т. е. $\Delta\alpha(t) = \alpha(t + t_{см}) - \alpha_0(t) = S(\omega) I_m \sin \omega t - S(0) I_m \sin \omega t$. В этом случае динамическая погрешность полностью определяется АЧХ гальванометра. Относительная погрешность при этом $\delta = [S(\omega) - S(0)]/S(0)$.

При регистрации сложного полигармонического тока, например $i(t) = \sum_{i=1}^n I_{mi} \sin \omega_i t$, где n — число гармоник тока, на носителе будет зафиксирована кривая $\alpha(t) = \sum_{i=1}^n S(\omega_i) I_{mi} \sin[\omega_i t + \varphi(\omega_i)]$ в отличие от «идеальной» кривой $\alpha_0(t) = \sum_{i=1}^n S(0) I_{mi} \sin \omega_i t$. Возникающая погрешность регистрации обусловлена, во-первых, различной чувствительностью $S(\omega)$ гальванометра на различных частотах и, во-вторых, нелинейной зависимостью угла фазового сдвига $\varphi(\omega)$ от частоты. Последнее проявляется в том, что каждая гармоническая составляющая смещается на свое время задержки $t_i = \varphi(\omega_i)/\omega_i$, причем $t_i \neq t_j$, где $i \neq j$. Это приводит к смещению во времени гармоник относительно друг друга, что в итоге искажает форму кривой. Возможные оценки динамической погрешности для такого сигнала приведены в § 4-6.

Из анализа причин появления погрешностей регистрации следует, что для уменьшения этих погрешностей необходимо выбирать такие гальванометры и режимы их работы, при которых для полосы частот $0 - \omega_{max}$ исследуемого сигнала с требуемой точностью соблюдаются условия $S(\omega) \approx S(0)$, $\varphi(\omega) \approx 0$, т. е. чувствительность в заданном диапазоне частот практически не зависит от частоты, а ФЧХ имеет линейный характер изменения. Полосу частот, в которой соблюдается равенство $S(\omega) \approx S(0)$ с некоторой погрешностью, например 2, 5, 10 % и т. д., называют рабочей полосой частот осциллографического гальванометра.

Амплитудно-частотная и фазово-частотная характеристики звена второго порядка приведены на рис. 4-18, из которого видно [$K(\omega) \equiv S(\omega)$ для гальванометра], что наилучшие, в смысле минимизации погрешностей регистрации, характеристики имеет

Таблица 9-1

Тип и модификация гальванометра	Собственная частота, Гц	Чувствительность к току, мм мА·м	Сопротивление, Ом		Максимальный допустимый ток, мА
			внутреннее	внешнее	
М040-20	20	20 000	45	250	0,012
М040-40	40	15 000	50		0,02
М040-80	80	7 000	60		0,032
М040-150	150	5 000	75		0,05
М040-300	300	1 500	135		0,15
М040-450	450	500	210	Любое	0,45
М041-1,0к	1 000	80	90		5
М041-2,5к	2 500	10	90		20
М041-5,0к	5 000	3	90		30
М041-10к	10 000	1,6	90		40
М042-15к	15 000	1,6	200		30
М042-30к	30 000	0,45	200		30

гальванометр при степени успокоения $\beta = 0,6 \div 0,7$. При такой степени успокоения гальванометр в наиболее широком частотном диапазоне удовлетворяет указанным выше условиям.

Кроме того, из рис. 4-18 и выражений (9-2) следует, что погрешности регистрации будут тем меньше, чем меньше отношение ω/ω_0 . Это означает, что необходимо выбирать гальванометр с частотой собственных колебаний ω_0 , существенно превышающей максимальную частоту ω_{\max} исследуемого сигнала. Так, при $\omega_{\max} = 0,25\omega_0$ чувствительность гальванометра отличается на 2% от $S(0)$, а ФЧХ практически линейна. Однако следует иметь в виду, что высокочастотные гальванометры имеют относительно небольшое число витков рамки (для уменьшения момента инерции), вследствие чего они обладают пониженной чувствительностью.

Степень успокоения $\beta = 0,6 \div 0,7$ обеспечивается либо конструктивно, путем помещения рамки гальванометра в специальную жидкость, обладающую определенной вязкостью, для получения необходимого тормозящего момента, либо за счет магнитоиндукционного успокоения (см. § 5-2). В последнем случае для получения заданного режима работы гальванометр должен быть замкнут на цепь, имеющую определенное сопротивление.

Для примера в табл. 9-1 приведены основные характеристики осциллографических гальванометров типов М040, М041 и М042. Гальванометры типа М040 имеют магнитоиндукционное успокоение. Для обеспечения оптимальной степени успокоения внешнее сопротивление должно иметь значения, указанные в таблице.

Гальванометры типов М041 и М042 имеют жидкостное успокоение, поэтому внешнее сопротивление может быть любым.

Светолучевые осциллографы снабжают обычно набором гальванометров различных типов, отличающихся друг от друга частотой собственных колебаний, рабочей полосой частот, чувствительностью к току, наибольшим допустимым током и т. д. Это позволяет выбрать наиболее подходящий к условиям эксперимента тип гальванометра.

9.4. МАГНИТОГРАФЫ, ГРАФОПОСТРОИТЕЛИ, ЭЛЕКТРОННЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ, ЦИФРОПЕЧАТАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Магнитный способ регистрации (рис. 9-6) получил применение в регистрирующих приборах, называемых магнитографами. Носитель информации 1 в виде магнитной ленты (например, лавсановой ленты с ферромагнитным слоем) посредством электродвигателя перематывается с катушки 2 на катушку 3, при этом лента проходит возле магнитных головок: стирающей 6, записывающей 5 и воспроизводящей 4. Регистрируемый ток i пропускается по обмотке головки 5, которая имеет магнитопровод из листов с высокой магнитной проницаемостью. Узкий воздушный зазор магнитопровода обеспечивает острую фокусировку магнитного «луча», попадающего на ферромагнитный слой ленты. Принцип магнитной регистрации заключается в намагничивании в разной степени, в зависимости от силы тока i , движущейся магнитной ленты, которая предварительно должна быть полностью размагничена стирающей головкой 6. Стирание записи (размагничивание ленты) производится путем пропускания тока высокой частоты (десятки килогерц) через головку 6. При движении ленты переменное магнитное поле головки 6 размагничивает ленту. Воспроизведение магнитной записи заключается в пре-

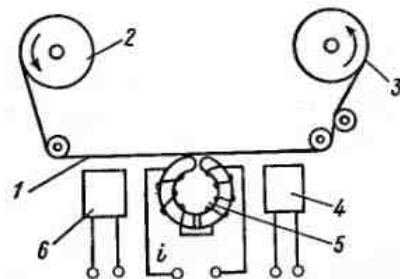


Рис. 9-6. Схема устройства магнитной регистрации

образовании магнитного поля ленты в ЭДС, которая наводится в обмотке головки 4 при протягивании намагниченной ленты возле воздушного зазора этой головки. Устанавливая несколько записывающих и воспроизводящих головок, можно одновременно на ленте вести запись нескольких электрических сигналов.

Применяются и другие конструкции магнитографов, например с магнитным барабаном. Число головок, располагаемых вдоль образующей барабана, может достигать несколько сотен, а частота вращения барабана — несколько тысяч оборотов в минуту.

Магнитный метод регистрации обладает рядом существенных достоинств: для воспроизведения информации не требуется дополнительной обработки ленты, этот метод обеспечивает возможность многократного воспроизведения регистрации, возможно многократное использование магнитной ленты, может быть изменен временной масштаб производимой записи. Магнитной регистрации присущи и серьезные недостатки. Основным недостатком — отсутствие видимой регистрации. Для получения читаемых документов необходима перезапись вторичным самопишущим прибором.

Благодаря достоинствам магнитная регистрация становится одним из важных видов регистрации измерительной информации в диапазоне частот до нескольких десятков килогерц.

При регистрации информации на магнитный носитель используют три вида записи: прямой, модуляционный и цифровой. При прямой записи сигнал непосредственно подается на записывающую головку. Прямая запись технически наиболее проста, имеет относительно широкий частотный диапазон (до десятков килогерц), однако такая запись имеет низкую точность (погрешность записи достигает $\pm(10-20)\%$ и не позволяет записывать низкочастотные сигналы. При модуляционной записи сигналы, поступающие на запись, модулируют вспомогательное колебание, источник которого входит в состав аппаратуры записи. Наибольшее распространение получила частотная модуляция и широтно-импульсная модуляция (см. § 4-4). Достоинством такой записи является более высокая точность и возможность регистрации сигналов постоянного тока. Наибольшая точность достигается при цифровой записи. В этом случае регистрируемый сигнал представляется последовательностью кодовых сигналов, которые подаются на записывающие головки.

В качестве примера укажем характеристики измерительного магнитографа типа Н046. Магнитограф предназначен для аналоговой записи измерительной информации на магнитной ленте шириной 12,7 мм. Количество каналов 7. Скорость движения ленты может изменяться в пределах от 9,53 до 76,2 см/с четырьмя

ступенями. Диапазон частот записываемых сигналов лежит в пределах от 0 до 16 кГц — при записи с использованием частотной модуляции и от 0,3 до 64 кГц — при прямой записи.

Графопостроители — регистрирующие устройства, предназначенные для вычерчивания с высокой точностью графического изображения функции $y=f(x)$ и $y=f(t)$ двух взаимосвязанных величин x и y , преобразованных в постоянное или синусоидальное напряжение. Принцип работы графопостроителей заключается в управлении движением регистрирующего органа, например пера с чернилами, по двум взаимно перпендикулярным направлениям с помощью двух отдельных приводов, осуществляющих перемещение регистрирующего органа пропорционально величинам x и y . Выпускаются графопостроители, предназначенные для работы с аналоговыми или кодово-импульсными входными сигналами. Для регистрации зависимости $y=f(t)$ по каналу x предусматривается развертка во времени с постоянной скоростью. Изображение зависимостей $y=f(x)$ и $y=f(t)$ представляется в виде графиков на диаграммной бумаге. В качестве примера укажем графопостроитель зависимостей типа Н306, предназначенный для регистрации зависимостей $y=f(x)$ и $y=f(t)$. Запись показаний осуществляется чернилами на бумаге в прямоугольной системе координат. Размеры рабочего поля записи графика: 30 см — по каналу x , 20 см — по каналу y . Графопостроитель имеет 16 поддиапазонов регистрации напряжения с верхними пределами 3, 7,5 мВ, 300 В — для x и 2,5 мВ, 200 В — для y . Статическая погрешность $\pm 0,5\%$ предела регистрации. Для регистрации зависимости $y=f(t)$ по каналу x имеется временная развертка с масштабами 0,25—50 с/см.

Электронные осциллографы применяют для регистрации относительно высокочастотных сигналов и одиночных импульсов. В этом случае используют специальные фото- и кинокамеры, с помощью которых производят съемку изображения с экрана электронно-лучевой трубки. Для фотографирования обычно применяют осциллографы с трубками, имеющими голубое или синее свечение. Имеются также специальные регистрирующие осциллографы, сочетающие в себе электронно-лучевую трубку с устройством механической временной развертки. Запись осуществляется на высокочувствительную осциллографическую бумагу световым лучом, спроецированным оптической системой с экрана трубки. Регистрируемый сигнал через усилитель поступает на отклоняющие пластины трубки, а временная развертка сигнала происходит благодаря перемещению фотобумаги с постоянной скоростью в направлении, перпендикулярном отклонению луча на экране. Эти осциллографы используются для исследования нескольких быстропротекающих процессов с максимальной частотой

той до 100 кГц. В регистрирующем осциллографе типа Н023 используется девять трубок, в осциллографе типа Н040 — шесть.

Для регистрации могут быть использованы запоминающие осциллографы типов С8-12, С8-13 и др. Такие осциллографы сохраняют изображение длительное время и поэтому удобны для фотографирования одиночных и редко повторяющихся импульсов. Свойствами «памяти» в осциллографах обладают запоминающие электронно-лучевые трубки, которые могут сохранять изображение даже при выключенном осциллографе в течение нескольких суток.

В последнее время начинают применять цифровые осциллографы. В таких осциллографах входные сигналы по осям x и y преобразуются с помощью аналого-цифрового преобразователя в коды, которые записываются в цифровые запоминающие устройства ЗУ, где они могут храниться необходимое для исследования время. Для получения изображения на экране электронно-лучевой трубки (ЭЛТ) с ЗУ считываются коды сигналов x и y и подаются на цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП). Выходные напряжения ЦАП через усилители вертикального и горизонтального отклонения подаются на соответствующие отклоняющие пластины ЭЛТ, вызывая отклонение луча на ее экране.

Для регистрации информации в цифровой форме применяют различные цифрорпечатающие устройства (ЦПУ). В зависимости от применяемых технических средств ЦПУ делятся на механические (ударные) и немеханические (безударные). Регистрация в ЦПУ ударного действия осуществляется путем удара или надавливания на печатающий орган, несущий выпуклые контуры знаков (литеры). В результате созданного давления осуществляется перенос краски на носитель информации (бумагу). Регистрация информации в ЦПУ безударного действия осуществляется в результате электрофизико-химического воздействия на восприимчивые поверхности носителей информации (например, на специальную бумагу). Управление ЦПУ производится кодово-импульсными сигналами. Промышленность выпускает цифрорпечатающие устройства типов Ш68000К, Ш68400 и др.

ПРИБОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ МАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН

10-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Магнитоизмерительная техника особенно интенсивно развивается в последнее десятилетие. Это связано с широким использованием средств и методов магнитоизмерительной техники и магнитных материалов в различных областях науки, техники и производства, а также обусловлено появлением новых возможностей магнитоизмерительной техники, основанных на новейших достижениях в области физики и электроники.

Основные задачи, решаемые с помощью магнитоизмерительной техники: измерение магнитных величин (магнитной индукции, магнитного потока, магнитного момента и т. д.); определение характеристик магнитных материалов; исследование электромагнитных механизмов; измерение магнитного поля Земли и других планет; изучение физико-химических свойств материалов; определение дефектов в материалах и изделиях (магнитная дефектоскопия) и т. д. Несмотря на разнообразие задач, решаемых с помощью магнитных измерений, обычно измеряется всего несколько основных магнитных величин: магнитный поток, магнитная индукция, напряженность магнитного поля, намагниченность, магнитный момент и др.

В настоящей главе рассмотрены принципы действия наиболее распространенных приборов для измерения магнитных величин (магнитоизмерительных приборов) и аппаратуры для определения характеристик и параметров магнитных материалов.

Единицы магнитных величин воспроизводятся с помощью соответствующих эталонов. У нас в стране имеются первичные эталоны магнитной индукции, магнитного потока и магнитного момента.

Для передачи размера единиц магнитных величин от первичных эталонов рабочим средствам измерений используют рабочие эталоны, образцовые меры магнитных величин и образцовые средства измерений.

В качестве меры магнитной индукции (напряженности магнитного поля) используют катушки специальной конструкции, но обмоткам которых протекает постоянный ток, и постоянные магниты.

Мера магнитного потока представляет собой катушку, состоящую из двух гальванически не связанных между собой обмоток

и воспроизводящую магнитный поток, сцепляющийся с одной из обмоток, когда по другой обмотке протекает электрический ток.

В качестве образцовых средств измерений используют средства измерений повышенной точности, например ядерно-резонансные тесламетры, тесламетры с преобразователем Холла (см. § 10-2).

Магнитоизмерительный прибор, как правило, состоит из двух частей — измерительного преобразователя для преобразования магнитной величины в величину иного вида, более удобную для дальнейших операций, и измерительного устройства для измерения выходной величины измерительного преобразователя.

Измерительные преобразователи магнитных величин называют магнитоизмерительными и в соответствии с видом выходной величины делят на три основные группы: магнитоэлектрические, магнитомеханические и магнитооптические.

В каждой из этих групп имеются разновидности преобразователей, основанные на различных физических явлениях. Наиболее широко используют следующие явления: 1) электромагнитная индукция; 2) силовое взаимодействие измеряемого магнитного поля с полем постоянного магнита или контура с током; 3) гальваномагнитные явления; 4) изменение магнитных свойств материалов в магнитном поле; 5) взаимодействие микрочастиц с магнитным полем; 6) сверхпроводимость.

Наименование магнитоизмерительного прибора обычно определяется названием единицы физической величины, для измерения которой он предназначен, а иногда также наименованием используемого в нем магнитоизмерительного преобразователя.

Для определения параметров и характеристик магнитных материалов используют либо специальные установки, предназначенные для испытания различных магнитных материалов при определенных условиях, либо набор средств измерений и вспомогательных устройств.

10-2. МАГНИТОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

ПРИБОРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ МАГНИТНОГО ПОТОКА

Измерительные катушки. При измерении магнитного потока обычно используют явление электромагнитной индукции. Магнитоизмерительный преобразователь, основанный на этом явлении, называют индукционным. Он представляет собой катушку, витки которой сцепляются с измеряемым магнитным потоком. При изменении потока Φ в катушке с числом витков w_k возникает ЭДС e , определяемая соотношением

$$e = - \frac{d\psi}{dt} = - w_k \frac{d\Phi}{dt} \quad \text{— ЭДС в катушке} \quad (10-1)$$

Из этого выражения видно, что с помощью катушки магнитная величина поток Φ может быть преобразована в электрическую величину — ЭДС. Индукционный преобразователь с известной постоянной, определяемой как сумма площадей поперечных сечений всех витков обмотки, называют *измерительной катушкой*.

Измерительная катушка должна иметь такую форму и размеры и быть так расположенной, чтобы с ее витками сцеплялся лишь тот поток, который подлежит измерению. Плоскость ее должна быть расположена перпендикулярно вектору магнитной индукции или напряженности магнитного поля.

Если поле в пространстве, охватываемом катушкой, однородно и ось катушки совпадает с направлением векторов магнитной индукции B и напряженности магнитного поля H , то можно записать

$$e = - w_k \frac{d\Phi}{dt} = - w_k s_k \frac{dB}{dt} = - \mu_0 w_k s_k \frac{dH}{dt}, \quad (10-2)$$

где $w_k s_k$ — постоянная измерительной катушки; μ_0 — магнитная постоянная ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м).

Из выражения (10-2) следует, что индукционный преобразователь может быть использован также для измерения магнитной индукции и напряженности магнитного поля (см. § 15-5).

Если измерительная катушка предназначена для измерения магнитной индукции в изделии, изготовленном из испытуемого магнитного материала, то витки ее должны охватывать это изделие и плотно прилегать к его поверхности.

При измерении напряженности магнитного поля на поверхности образца измерительная катушка должна быть плоской (с малой высотой), плотно прилегать к поверхности образца и располагаться так, чтобы ее ось совпадала с направлением вектора напряженности измеряемого магнитного поля.

Магнитоизмерительный преобразователь в виде измерительной катушки может быть использован для измерения параметров как переменного, так и постоянного магнитных полей.

При измерении характеристик переменных магнитных полей и зависимости от способа и средств измерений индуцированной ЭДС могут быть измерены мгновенные или амплитудные значения этих характеристик, либо амплитуды первых гармоник (см. § 15-5).

При измерении постоянного магнитного потока в воздухе осуществить изменение потокосцепления можно одним из следующих способов: вынести измерительную катушку из поля, повер-

нуть ее на 180° , вращать измерительную катушку в измеряемом поле с постоянной скоростью, качать измерительную катушку относительно ее среднего положения.

Измерительные приборы. Из выражения (10-1) видно, что для получения потокосцепления по индуцированной в измерительной катушке ЭДС необходимо интегрировать ее во времени, т. е.

$$\Delta\Psi = - \int_0^\infty edt \approx -R \int_0^\infty idt, \quad (10-3)$$

где R — сопротивление цепи измерительной катушки; i — сила тока в цепи измерительной катушки.

Таким образом, измерительный прибор должен осуществлять интегрирование импульса ЭДС или импульса тока (10-2). Для этого при магнитных измерениях используют различные виды веберметров и баллистический гальванометр.

При использовании баллистического гальванометра (см. § 5-3) для измерения магнитного потока основными характеристиками прибора являются его постоянная по магнитному потоку C_Φ (см. § 15-5) и период свободных колебаний T_0 . В современных стационарных гальванометрах эта постоянная находится в пределах $10^{-6} - 5 \cdot 10^{-5}$ Вб·м/мм, в переносных — $5 \cdot 10^{-6} - 5 \cdot 10^{-3}$ Вб/дел, период свободных колебаний 15—30 с. Погрешность измерения магнитного потока при использовании измерительной катушки и баллистического гальванометра составляет $\pm (0,5 - 1,0) \%$.

Баллистический гальванометр обеспечивает высокую чувствительность и точность при измерении магнитных величин, но является прибором неградуированным, требующим определения постоянной C_Φ при каждом эксперименте (см. § 5-3 и 15-5).

Веберметром называют магнитоизмерительный прибор для измерения магнитного потока со шкалой, градуированной в единицах магнитного потока — веберах. Применяют веберметры следующих видов: магнитоэлектрические, фотогальванометрические, электронные аналоговые и цифровые.

В магнитоэлектрическом веберметре используется магнитоэлектрический измерительный механизм без противодействующего момента, но с большим моментом магнитиндукционного успокоения.

Если к зажимам веберметра присоединить измерительную катушку w_k (рис. 10-1) и изменить магнитный поток, сцепляющийся с ее витками, то угол поворота $\Delta\alpha$ подвижной части веберметра будет пропорционален изменению потока $\Delta\Phi_x$.

Наиболее просто принцип действия веберметра можно пояснить, используя общий закон изменения магнитного потока

в замкнутом контуре: магнитный поток, сцепляющийся с замкнутым контуром, стремится остаться неизменным. Рассматриваемая цепь (рис. 10-1) состоит из измерительной катушки w_k , потокосцепление которой $\Psi_x = w_k \Phi_x$, и катушки подвижной части веберметра с потокосцеплением $\Psi_b = w_b s_b B \alpha$. При изменении потока Φ_x , сцепляющегося с витками измерительной катушки w_k , должно произойти соответствующее изменение потока, сцепляющегося с витками подвижной катушки веберметра w_b , что и осуществляется поворотом подвижной части веберметра на угол $\Delta\alpha$. При этом указатель веберметра переместится по шкале на Δl делений.

Таким образом, получаем:

$$\Delta\Psi_x = w_k \Delta\Phi_x = w_b s_b B \Delta\alpha;$$

$$\Delta\alpha = w_k \Delta\Phi_x / (w_b s_b B); \quad (10-4)$$

$$\Delta l = \Delta\alpha L = w_k \Delta\Phi_x L / (w_b s_b B) = w_k \Delta\Phi_x / C_\Phi$$

где w_k — число витков измерительной катушки; Φ_x — измеряемый магнитный поток; w_b — число витков подвижной катушки веберметра; s_b — площадь витка этой катушки; B — магнитная индукция в воздушном зазоре измерительного механизма веберметра; Δl — перемещение указателя веберметра; L — длина указателя; C_Φ — постоянная веберметра.

Из соотношения (10-4) видно, что шкала веберметра может быть градуирована в единицах магнитного потока (при $w_k = 1$). Выражение (10-4) справедливо при условии, что сопротивление измерительной катушки не превосходит значения, указанного

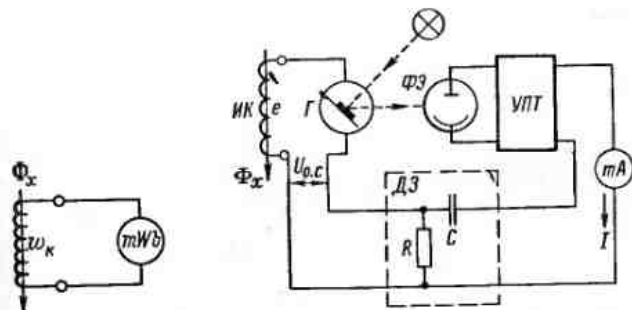


Рис. 10-1. Измерение магнитного потока веберметром

Рис. 10-2. Схема фотогальванометрического веберметра

в паспорте прибора или на его шкале (обычно 5—30 Ом). При нарушении этих условий погрешность прибора возрастает.

Ценным качеством веберметра в отличие от баллистического гальванометра является независимость его показаний от скорости изменения измеряемого потока. Его можно использовать для регистрации изменений магнитных потоков во времени.

Так как противодействующий момент прибора равен нулю, то его указатель может занимать произвольное положение. При определении магнитного потока $\Delta\Phi_x$ берут разность отсчетов по шкале: $\Delta I = I_2 - I_1$, где I_2 — конечный, а I_1 — начальный отсчеты.

Для установления указателя на нулевую либо другую, удобную отметку шкалы в приборе используют электрический корректор. Он представляет собой катушку, расположенную в поле постоянного магнита и включенную последовательно с подвижной катушкой веберметра. При повороте с помощью рукоятки катушки корректора изменяется ее потокосцепление, что приводит к повороту подвижной части веберметра и дает возможность установить указатель прибора в нужное положение.

Итак, магнитоэлектрический веберметр — переносный прибор, шкала его градуирована в единицах магнитного потока, он прост и удобен в работе, его показания в широких пределах не зависят от сопротивления цепи включения веберметра и времени изменения потокосцепления.

Относительно низкая чувствительность и малая точность — основные недостатки прибора.

В значительной мере лишены этих недостатков фотогальванометрические и электронные веберметры.

На рис. 10-2 приведена упрощенная схема фотогальванометрического веберметра. Как видно из схемы, фотогальванометрический веберметр представляет собой фотогальванометрический усилитель с отрицательной обратной связью по производной выходного тока, которая осуществляется с помощью RC -цепи. Работает прибор следующим образом. При изменении потока, сцепляющегося с витками измерительной катушки IK , на ее зажимах возникает ЭДС $e = -\omega_k \frac{d\Phi_x}{dt}$. Под действием ЭДС в цепи магнитоэлектрического гальванометра G потечет ток, при этом подвижная часть гальванометра повернется, что вызовет изменение светового потока, падающего на фотоэлемент $\Phi Э$, а следовательно и фототока. Фототок усиливается усилителем постоянного тока $УПТ$. Выходной ток I усилителя преобразуется с помощью дифференцирующего звена $ДЗ$ в напряжение обратной связи $U_{o.c} = k \frac{dI}{dt}$, которое поступает в цепь измерительной катушки. Поворот подвижной части гальваномет-

ра и изменение фототока будут происходить до тех пор, пока иширяжение обратной связи $U_{o.c}$ не уравнивает ЭДС e ,

$$i. e. k \frac{dI}{dt} = -\omega_k \frac{d\Phi_x}{dt}.$$

В процессе измерения происходит интегрирование ЭДС e во времени, что приводит к установлению зависимости, при которой изменение силы тока в цепи миллиамперметра

$$\Delta I = -\omega_k \Delta\Phi_x / k,$$

где ω_k — число витков измерительной катушки; $\Delta\Phi_x$ — изменение измеряемого потока; k — постоянная цепи обратной связи.

Таким образом, по силе тока I можно судить о потоке Φ_x . Шкалу миллиамперметра градуируют в единицах магнитного потока.

Фотогальванометрический веберметр обладает высокой чувствительностью, что позволяет измерять весьма малые магнитные потоки. Благодаря действию отрицательной обратной связи входное сопротивление прибора увеличивается, что дает возможность использовать измерительные катушки с высоким сопротивлением (100 Ом и более).

В настоящее время находят применения также электронные аналоговые и цифровые веберметры. В аналоговом электронном веберметре интегрирующее звено выполняют в виде интегрирующего усилителя. В цифровом веберметре измерение магнитного потока осуществляется путем измерения времени разряда интегрирующего конденсатора, который заряжается током измерительной катушки.

Значительное увеличение точности измерения магнитного потока (погрешность измерения $\pm 0,05\%$) может обеспечить цифровой веберметр, основанный на преобразовании выходного сигнала измерительной катушки в частоту импульсов.

Серийно выпускаемые веберметры имеют следующие верхние пределы измерений: магнитоэлектрические — от 500 до 10 000 мкВб, фотогальванометрические — от 2 до 500 мкВб, электронные аналоговые — от 25 до 2500 мкВб, цифровые — от 10^{-2} до 10 мкВб. Основная приведенная погрешность цифрового веберметра $\pm 0,5\%$, для остальных видов — $\pm (1,0; 1,5; 2,5; 4)\%$.

ПРИБОРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ МАГНИТНОЙ ИНДУКЦИИ И НАПРЯЖЕННОСТИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Тесламетры с преобразователем Холла. Тесламетр — магнитоизмерительный прибор для измерения магнитной индукции, шкала которого градуирована в единицах магнитной индукции — теслах.

Магнитоизмерительным преобразователем в рассматриваемом приборе является гальваномагнитный преобразователь Холла, в котором под действием магнитного поля возникает ЭДС.

К гальваномагнитным относится также магниторезистивный преобразователь, в котором используется изменение его электрического сопротивления в магнитном поле.

Принцип действия тесламетра с преобразователем Холла поясняется рис. 10-3, где *ПХ* — преобразователь Холла; *У* — усилитель.

Преобразователь представляет собой пластину из полупроводника, по которой протекает ток *I*. При помещении пластины в магнитное поле, вектор магнитной индукции **V** которого перпендикулярен плоскости пластины, на боковых гранях ее возникает разность потенциалов — ЭДС Холла

$$E_x = CIB,$$

где *C* — постоянная, зависящая от свойств материала и размеров пластины; *I* — сила тока; *B* — магнитная индукция.

После усиления ЭДС Холла измеряется компенсатором постоянного тока или милливольтметром *mV*, шкала которого может быть градуирована в единицах магнитного потока при условии постоянства силы тока.

Тесламетры с преобразователем Холла просты в эксплуатации, позволяют измерять магнитную индукцию или напряженность постоянных, переменных (в широком диапазоне частот) и импульсных магнитных полей. Преобразователи Холла имеют малые размеры, что позволяет проводить измерение индукции в малых зазорах.

Выпускаемые промышленностью тесламетры с преобразователем Холла имеют более сложные схемы. У серийных тесламетров с преобразователями Холла верхние пределы измерений от $2 \cdot 10^{-3}$ до 2 Тл, основная приведенная погрешность $\pm (1,5-2,5) \%$.

Ферро модуляционные тесламетры. В них используются ферро модуляционные преобразователи (феррозонды), принцип работы которых основан на особенностях изменения магнитного состояния ферромагнитного сердечника при одновременном воздействии на него переменного и постоянного магнитных полей (либо двух переменных полей различных частот) и явления электромагнитной индукции.

Существует много разновидностей ферро модуляционных преобразователей. Наиболее распространенным видом является дифференциальный ферро модуляционный преобразователь.

На рис. 10-4 приведена схема ферро модуляционного тесламетра, в котором имеет место уравновешивающее преобразова-

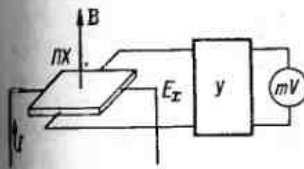


Рис. 10-3. Схема тесламетра с преобразователем Холла

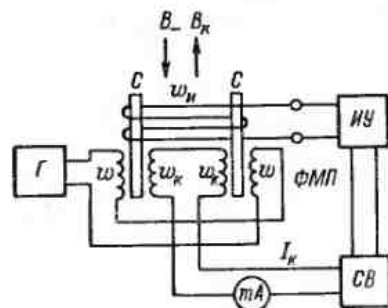


Рис. 10-4. Схема ферро модуляционного тесламетра

ние с компенсацией (уравновешиванием) магнитной индукции (напряженности) измеряемого магнитного поля.

Дифференциальный ферро модуляционный преобразователь ФМП состоит из двух идентичных по размерам и свойствам пермаллоевых сердечников *C*, одинаковых, включенных встречно, обмоток возбуждения *w*, которые питаются переменным током от генератора *G*.

Оба сердечника охватывает индикаторная обмотка *w_n*. При отсутствии постоянного поля ЭДС на зажимах индикаторной обмотки равна нулю, так как потоки, создаваемые обмотками *w*, одинаковы и направлены встречно. Если на переменное поле (поле возбуждения) наложить постоянное поле (измеряемое) *B₋*, вектор которого параллелен оси сердечника, то кривая переменной составляющей индукции *B₋* станет несимметричной относительно оси времени, т. е. в составе этой кривой наряду с нечетными появятся четные гармоники, причем степень асимметрии зависит от значения *B₋*. Значение ЭДС четных гармоник, индуцированной в индикаторной обмотке, в частности ЭДС второй гармоники, зависит от значения напряженности или магнитной индукции постоянного (измеряемого) магнитного поля.

Электродвижущая сила второй гармоники является линейной функцией составляющей магнитной индукции (или напряженности) постоянного магнитного поля, параллельной оси преобразователя, т. е.

$$E_2 \approx kB_- = k_1 H_-,$$

где *k* и *k₁* — коэффициенты преобразования, зависящие от параметров ферро модуляционного преобразователя, частоты и значения напряженности поля возбуждения; *B₋* — измеряемая магнитная индукция; *H₋* — напряженность магнитного поля.

Выходной сигнал индикаторной обмотки (ЭДС четных гармоник) поступает на вход избирательного усилителя ИУ, усиливающего вторую гармонику, затем на синхронный выпрямитель СВ, синхронизируемый генератором Г. Синхронный выпрямитель СВ преобразует ЭДС второй гармоники E_2 в пропорциональный ей, а следовательно, и измеряемой $B_- (H_-)$, постоянный ток I_k , который протекает через обмотку обратной связи w_k , размещаемую на ферромодуляционном преобразователе и создающую компенсирующее поле с индукцией B_k . Благодаря уравновешивающему преобразованию устанавливается такая сила тока I_k , чтобы поле с индукцией B_k стало равным по значению и обратным по направлению измеряемому с индукцией B_- , т. е. происходит автоматическая компенсация измеряемого поля (B_-) компенсационным (B_k). Миллиамперметр, включенный в цепь обмотки обратной связи, градуируют в единицах измеряемой величины — теслах или амперах на метр.

Приборы с ферромодуляционными преобразователями обладают высокой чувствительностью, высокой точностью измерения, позволяют вести непрерывные измерения, что обусловило их широкое распространение (в частности, для измерения магнитного поля Земли).

Ферромодуляционные тесламетры используют для измерения магнитной индукции (или напряженности магнитного поля) в малых постоянных и низкочастотных переменных магнитных полях.

Диапазон измерений такими приборами лежит в пределах от 10^{-6} до 1,0 мТл; погрешность измерения от 1,0 до 5 %.

В настоящее время находят все более широкое применение цифровые ферромодуляционные тесламетры, которые имеют повышенную точность и быстрдействие.

Ядерно-резонансные тесламетры. В этих тесламетрах используется разновидность квантового магнитоизмерительного преобразователя. Квантовыми называют магнитоизмерительные преобразователи, действие которых основано на взаимодействии микрочастиц (атомов, ядер атомов, электронов) с магнитным полем.

Существует несколько разновидностей квантовых преобразователей. Рассмотрим принцип действия одного из них — ядерно-резонансного преобразователя, позволяющего измерять магнитную индукцию с высокой точностью.

Ядерно-резонансный преобразователь действует следующим образом. Ядра атомов вещества, обладающие не только моментом количества движения, но и магнитным моментом, при помещении во внешнее магнитное поле начинают прецессировать вокруг вектора магнитной индукции внешнего поля.

Частота прецессии f ядер атомов вещества связана с магнитной индукцией B внешнего поля соотношением $f = \gamma B / (2\pi)$,

где γ — гиромагнитное отношение (отношение магнитного момента ядра атома к моменту количества движения).

Следовательно, измерив частоту прецессии, можно определить значение магнитной индукции. Гиромагнитное отношение определено для ядер атомов некоторых веществ с высокой точностью (например, для ядер водорода погрешность составляет $\pm 2 \cdot 10^{-4}$ %). Измерение частоты может быть выполнено с погрешностью, не превышающей $\pm 10^{-4}$ %. Таким образом, рассматриваемый преобразователь может обеспечить измерение магнитной индукции с высокой точностью.

Для измерения частоты прецессии используют различные методы. Один из них основан на явлении ядерного магнитного резонанса.

Упрощенная структурная схема прибора, в котором использовано явление ядерного магнитного резонанса, приведена на рис. 10-5, где ЯРП — ядерно-резонансный преобразователь, состоящий из ампулы А с рабочим веществом (например, водный раствор $FeCl_2$) и охватывающей ее катушки К; ГВЧ — генератор высокой частоты; ГНЧ — генератор низкой частоты; K_m — модуляционная катушка; В — выпрямитель; ЭО — электронный осциллограф; Hz — частотомер.

Если на измеряемое постоянное поле B_- наложить под углом 90° переменное поле B_+ , частоту которого можно плавно изменять, то при совпадении частоты прецессии с частотой переменного поля будет наблюдаться явление ядерного магнитного резонанса — амплитуда прецессии возрастет и достигнет максимального значения. Увеличение амплитуды прецессии сопровождается поглощением ядрами вещества части энергии высокочастотного поля, что приводит к изменению добротности катушки, и следовательно, и к изменению напряжения на ее концах (катушка К является элементом колебательного контура генератора ГВЧ). Для того чтобы иметь возможность наблюдать это изменение на экране осциллографа, необходимо создать условия для его периодического повторения, что достигается путем модуляции измеряемой магнитной индукции с помощью катушки K_m , питаемой током низкой частоты от генератора ГНЧ. Момент резонанса (равенство частот прецессии и напряжения генератора ГВЧ) может быть зафиксировано с помощью электронного осциллографа, на

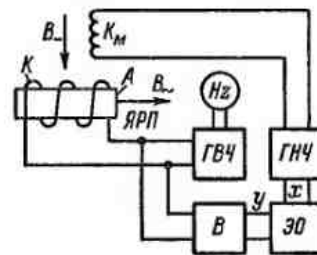


Рис. 10-5. Схема ядерно-резонансного тесламетра

вертикальный вход которого подают после выпрямления напряжение с катушки K , на горизонтальный — напряжение модуляции (напряжение $ГНЧ$). Резонансная кривая наблюдается на экране осциллографа два раза за период модуляции. Частота прецессии определяется путем измерения частоты генератора $ГВЧ$ в момент резонанса.

Ядерно-резонансные тесламетры имеют диапазон измерений $10^{-2}—10$ Тл; основная приведенная погрешность для различных приборов находится в пределах $\pm (0,001—0,1) \%$.

Ядерно-резонансные тесламетры в сочетании со специальными преобразователями силы тока в напряженность магнитного поля применяют для измерения больших токов с высокой точностью¹.

В последние годы для создания магнитоизмерительных приборов используют явление сверхпроводимости, которое в сочетании с эффектами Мейснера, Джозефсона и др. позволяет создавать приборы уникальной чувствительности, высокой точности и быстродействия.

Рассмотрим принцип действия одного из таких приборов. Магнитоизмерительный преобразователь представляет собой сплошной цилиндр из сверхпроводящего материала, на который намотана обмотка. На цилиндре, помещенном в измеряемое магнитное поле, имеется нагреватель, который обеспечивает периодический, с частотой 1 МГц, нагрев и охлаждение его до температуры больше или меньше критической для данного сверхпроводящего материала. Это приводит к периодическому выталкиванию измеряемого магнитного потока (эффект Мейснера) из объема цилиндра, а следовательно, и изменению потокоцепления его с обмоткой. В результате в обмотке возникает ЭДС, пропорциональная частоте тока нагревателя, числу витков катушки, сечению цилиндра и напряженности измеряемого магнитного поля (измеряется составляющая поля, совпадающая с направлением оси цилиндра).

Прибор состоит из преобразователя, криостата и электронного измерительного устройства, служащего для выделения и измерения ЭДС.

С помощью сверхпроводниковых тесламетров были измерены параметры магнитного поля биотоков сердца и мозга человека ($8 \cdot 10^{-7}—8 \cdot 10^{-8}$ А/м).

Характеристики серийно выпускаемых тесламетров приведены в табл. 15-9.

Основные направления развития магнитоизмерительных приборов: повышение точности, чувствительности и расширение

¹ Спектор С. А. Измерение больших токов.— Л.: Энергия, 1978.

функциональных возможностей путем применения новых физических явлений, новых материалов и технологий изготовления магнитоизмерительных преобразователей, а также путем использования средств вычислительной техники и т. п.

10-3. АППАРАТУРА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК И ПАРАМЕТРОВ МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

Магнитные материалы широко используют в настоящее время в различных областях науки и техники, растет промышленный выпуск магнитных материалов с различными свойствами, возрастает роль исследований и контроля качества магнитных материалов и изделий из них в производственных и лабораторных условиях. В связи с этим к аппаратуре для определения характеристик и параметров магнитных материалов предъявляют требования высокой производительности, автоматизации процессов измерения и обработки измерительной информации, высокой точности и надежности, широкого диапазона измерений, возможности работы на повышенных частотах и т. д.

Аппаратура для определения характеристик и параметров магнитных материалов состоит из намагничивающих и регулировочных устройств, средств измерений, регистрации и обработки измерительной информации и различных вспомогательных устройств.

Приборостроительной промышленностью серийно выпускаются установки для определения характеристик и параметров магнитных материалов. Кроме того, многие научно-исследовательские и промышленные организации изготавливают установки для испытаний и исследований магнитных материалов со специальными свойствами.

В установках для определения статических характеристик магнитных материалов измерение магнитной индукции осуществляется, как правило, индукционно-импульсным способом, напряженность поля определяется косвенно, по силе тока в намагничивающей катушке и ее параметрам или с помощью магнитоизмерительных приборов.

В установках для определения динамических характеристик применяют обычно индукционный магнитоизмерительный преобразователь и различные способы измерения его выходного сигнала (см. § 15-5). На повышенных частотах используют параметрический (мостовой) метод (см. § 15-5).

Для определения статических характеристик магнитомягких материалов по методике, регламентируемой государственным стандартом, серийно выпускается установка У5045, имеющая пределы измерений для магнитной индукции — 10 и 100 мТл;

1 и 10 Тл, для намагничивающего тока — от 1 мА до 15 А. Погрешность измерения магнитной индукции и напряженности магнитного поля не превышает $\pm 3\%$. Схема установки и методика определения характеристик и параметров магнитных материалов рассмотрена в § 15-5.

Для определения статических характеристик магнитотвердых материалов серийно выпускается установка У5056, обеспечивающая измерение магнитной индукции и напряженности магнитного поля в любой точке размагничивающей кривой (второй квадрант кривой магнитного гистерезиса) при импульсном намагничивании и регистрацию результатов измерения. Для измерения магнитной индукции и напряженности магнитного поля в установке используются цифровые приборы, а регистрация измерительной информации осуществляется цифropечатающим устройством. Погрешность измерения магнитной индукции и напряженности магнитного поля не превышает $\pm 4\%$.

Для определения динамических характеристик и параметров магнитомягких материалов в диапазоне частот от 25 Гц до 10 кГц серийно выпускается установка Ф5063 с цифровым отсчетом, с помощью которой можно измерить мгновенные и амплитудные значения магнитной индукции и напряженности магнитного поля, остаточную индукцию и коэрцитивную силу, а также среднее значение напряжений и мгновенные значения силы тока. Верхние пределы измерений средних значений напряжения (по каждому из двух каналов) — 10 и 100 мВ; 1 и 10 В. Погрешность измерения магнитной индукции и напряженности поля 0,5—1,0 %.

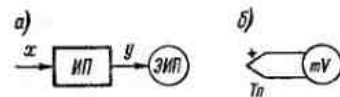
Глава одиннадцатая

ПРИБОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

11-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Применение электрических приборов и преобразователей для измерения неэлектрических величин. Среди множества величин, которые необходимо измерять, значительное их число являются неэлектрическими. Поэтому промышленность выпускает разнообразные приборы и преобразователи для измерения неэлектрических величин, причем среди них значительную долю составляют электрические средства измерений.

Рис. 11-1. Структурная (а) и функциональная (б) схемы прибора прямого преобразования



Причины широкого применения электроизмерительных приборов для измерения неэлектрических величин заключаются в следующем:

- 1) приборы позволяют осуществлять дистанционные измерения, т. е. измерения, когда результат измерения может быть получен на значительном расстоянии от объекта исследования;
- 2) в приборах возможны автоматические преобразования как информативных параметров сигналов, так и результатов измерений, с целью, например, введения поправок;
- 3) эти приборы более удобны, чем неэлектрические, для решения задач автоматического управления;
- 4) приборы дают возможность регистрировать как очень медленно меняющиеся величины, так и быстро меняющиеся (например, с помощью электронного осциллографа), могут иметь широкий диапазон измерений.

Структурные схемы электрических приборов для измерения неэлектрических величин. Особенностью электрических приборов для измерения неэлектрических величин является обязательное наличие измерительного преобразователя неэлектрической величины в электрическую.

Измерительный преобразователь неэлектрической величины устанавливает однозначную функциональную зависимость выходной электрической величины от входной измеряемой неэлектрической величины.

На рис. 11-1, а показана упрощенная структурная схема электрического прибора прямого преобразования для измерения неэлектрической величины. Измеряемая неэлектрическая величина x подается на вход измерительного преобразователя ИП. Выходная электрическая величина y преобразователя измеряется электрическим измерительным прибором ЭИП. В зависимости от рода выходной величины и требований, предъявляемых к прибору, электрический измерительный прибор может быть различной степени сложности. В одном случае это — магнитоэлектрический милливольтметр, а в другом — автоматический компенсатор или цифровой измерительный прибор. Обычно шкалу ЭИП градуируют в единицах измеряемой неэлектрической величины. На рассматриваемой структурной схеме не указаны вспомогательные узлы (например, блок питания).

На рис. 11-1, б в качестве примера показан электрический прибор для измерения температуры. В этом приборе (комплексе) T_n — термомпара, ЭДС которой является функцией измеря-

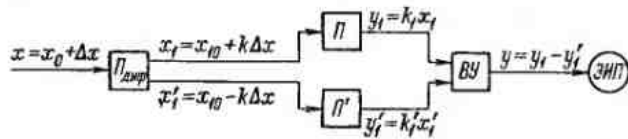


Рис. 11-2. Структурная схема прибора с дифференциальным измерительным преобразователем

емой температуры; mV — милливольтметр для измерения ЭДС термопары. В данном случае термопара — измерительный преобразователь, а милливольтметр — электрический измерительный прибор.

Измеряемая неэлектрическая величина может неоднократно преобразовываться для согласования пределов ее изменения с ИП, для получения более удобного для ИП вида входного воздействия и т. д. Для выполнения подобных преобразований в прибор вводят предварительные преобразователи неэлектрических величин в неэлектрические.

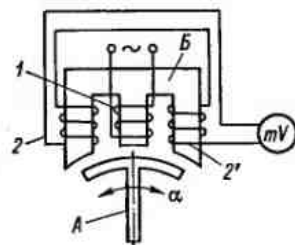
При большом числе промежуточных преобразований в приборах прямого преобразования существенно возрастает суммарная погрешность. Для снижения погрешности применяют дифференциальные измерительные преобразователи (ДИП), которые имеют меньшую аддитивную погрешность, меньшую нелинейность функции преобразования и повышенную чувствительность по сравнению с аналогичными недифференциальными преобразователями.

На рис. 11-2 показана структурная схема прибора, включающая в себя дифференциальный измерительный преобразователь. Особенность этой схемы заключается в наличии двух каналов преобразования и дифференциального звена $\Pi_{\text{диф}}$, имеющего один вход и два выхода. При изменении входной величины x относительно начального значения x_0 выходные величины звена $\Pi_{\text{диф}}$ получают приращения с разными знаками относительно начального значения x_{10} . Следовательно, при изменении входной величины информативный параметр сигнала одного канала увеличивается, а другого — уменьшается. Выходные величины y_1 и y_1' каналов вычитаются в вычитающем устройстве ВУ и образуют выходную величину y , т. е. $y = y_1 - y_1' = k_1 x_1 - k_1' x_1' = k_1 (x_{10} + k\Delta x) - k_1' (x_{10} - k\Delta x) = (k_1 - k_1') x_{10} + k(k_1 + k_1') \Delta x$.

При идентичных каналах, т. е. при $k_1 = k_1' = k_{\text{диф}}$ величина $y = 2kk_{\text{диф}} \Delta x$.

Аддитивная погрешность Δx_a идентичных каналов ДИП не влияет на характеристику преобразования. Действительно, $y = y_1 - y_1' = k_{\text{диф}} (x_{10} + k\Delta x + \Delta x_a) - k_{\text{диф}} (x_{10} - k\Delta x + \Delta x_a) = 2kk_{\text{диф}} \Delta x$.

Рис. 11-3. Прибор с дифференциальным преобразователем



Иногда нелинейность функций преобразования идентичных каналов не влияет на линейность характеристики преобразования ДИП. Например, при $y_1 = k_{\text{диф}} (x_{10} + k\Delta x)^2$ и $y_1' = k_{\text{диф}} (x_{10} - k\Delta x)^2$ имеем $y = y_1 - y_1' = 4kk_{\text{диф}} x_{10} \Delta x$.

Практически полной компенсации аддитивных погрешностей и нелинейностей характеристик преобразования каналов ДИП не получается из-за некоторой неидентичности каналов преобразования.

В приборе для измерения угла поворота α (рис. 11-3) применен индуктивный ДИП. Катушка 1 питается от источника переменного тока. Изменение положения ферромагнитного подвижного якоря А относительно неподвижного сердечника В в процессе измерения вызывает изменение магнитного сопротивления сердечников катушек 2 и 2' на одинаковые значения с противоположными знаками, в результате чего ЭДС, наводимые переменным магнитным потоком в катушках, получают приращения: $E_1 = E_0 + \Delta E$ и $E_2 = E_0 - \Delta E$ ($E_1 = E_2 = E_0$ при симметричном относительно обеих катушек положении якоря А). Разность ЭДС на выходе ($E_1 - E_2 = 2\Delta E$) получается встречным включением катушек 2 и 2' и измеряется милливольтметром mV .

В настоящее время находят применение приборы уравнивающего преобразования неэлектрических величин. В таких приборах могут быть получены более высокая точность, большее быстродействие и меньшее потребление энергии от объекта исследования. В качестве узлов обратной связи используют обращенные преобразователи, преобразующие электрическую величину в неэлектрическую (электромеханические преобразователи, лампы накаливания).

Рассмотрим в качестве примера прибор для измерения малых вращающих моментов (рис. 11-4, а). Измеряемый момент M_x прикладывают к валу, на котором укреплены зеркальце З и катушка магнитоэлектрического механизма — обращенного преобразователя ОП. Ток к катушке подводится через безмоментные токоподводы. Под действием момента M_x начинают поворачиваться вал, зеркальце и катушка. При повороте зеркальце освещается фотоэлемент ФЭ и появляется фототок, который усиливается усилителем У и подается в миллиамперметр mA и катушку ОП. Этот ток, протекая по катушке, создает в ОП компенсирующий момент M_k , направленный навстречу измеряемому

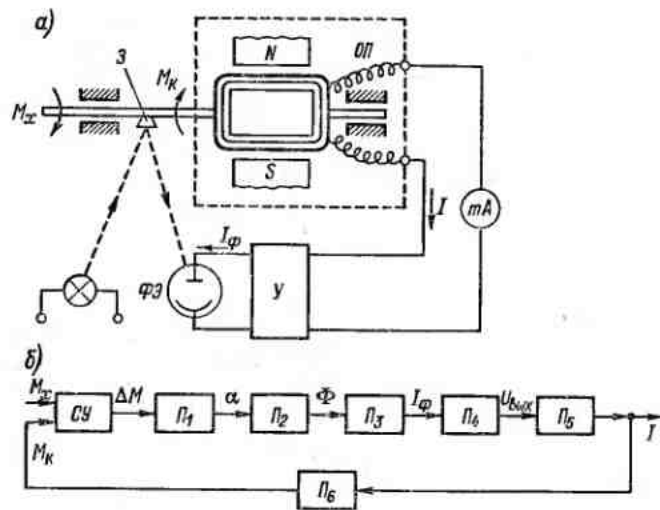


Рис. 11-4. Функциональная (а) и структурная (б) схемы компенсационного прибора для измерения вращающего момента

M_x . Поворот зеркала, а следовательно и увеличение тока в катушке, происходит до тех пор, пока компенсирующий и измеряемый моменты не станут равными (моментами трения в опорах и моментом, создаваемым токоподводами, пренебрегаем).

На рис. 11-4, б приведена структурная схема этого прибора, где $\Pi_1 - \Pi_5$ — звенья цепи прямого преобразования; Π_6 — звено обратной связи; СУ — сравнивающее устройство; ΔM — разность моментов M_x и M_k ; α — угол поворота валика; Φ — световой поток, падающий на фотоэлемент; I_ϕ — фототок фотоэлемента; $U_{\text{вых}}$ — выходное напряжение усилителя; I — выходной ток усилителя. При полной компенсации (с учетом сделанных допущений) $M_x = M_k = BwsI$, где B , w , s — соответственно индукция, число витков и площадь катушки ОП; I — ток в катушке. Из последнего равенства $I = M_x / (Bws)$.

Таким образом, по току I можно судить об измеряемой величине M_x . Из этого выражения видно, что ток в миллиамперметре не зависит от параметров осветительной лампы, фотоэлемента и усилителя, не зависит от напряжений источников питания осветительной лампы и усилителя, а также от сопротивления цепи катушки, т. е. не зависит от параметров звеньев цепи прямого преобразования.

Электрические приборы для измерения неэлектрических величин могут быть не только аналоговыми, о которых говорилось выше, но и цифровыми (см. гл. 8).

Характеристики измерительных преобразователей неэлектрических величин. Важнейшими метрологическими характеристиками преобразователей являются: номинальная статическая характеристика преобразования, чувствительность, основная погрешность, дополнительные погрешности, или функции влияния, динамика выходного сигнала, выходное полное сопротивление, динамические характеристики и т. д.

К важнейшим неметрологическим характеристикам относят габариты, массу, удобство монтажа и обслуживания, взрывозащиту, устойчивость к механическим, тепловым, электрическим и другим перегрузкам, надежность, стоимость изготовления и эксплуатации и т. п.

В зависимости от вида выходного сигнала все измерительные преобразователи делят на *параметрические* и *генераторные*. Их классифицируют также по принципу действия. Ниже рассматриваются только измерительные преобразователи, получившие наибольшее применение.

11-2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Общие сведения. В параметрических преобразователях выходной величиной является параметр электрической цепи (R , L , M , C). При использовании параметрических преобразователей необходим дополнительный источник питания, энергия которого используется для образования выходного сигнала преобразователя.

Реостатные преобразователи. Реостатные преобразователи основаны на изменении электрического сопротивления проводника под влиянием входной величины — перемещения. Реостатный преобразователь представляет собой реостат, щетка (подвижный контакт) которого перемещается под воздействием измеряемой неэлектрической величины. На рис. 11-5 схематически показаны некоторые варианты конструкций реостатных преобразователей для углового (рис. 11-5, а) и линейного (рис. 11-5, б и в) перемещений. Преобразователь состоит из обмотки, нанесенной на каркас, и щетки. Для изготовления каркасов применяются диэлектрики и металлы. Проволоку для обмотки выполняют из сплавов (сплав платины с иридием, константан, нихром и фехраль). Для обмотки обычно используют изолированный провод. После изготовления обмотки изоляцию провода счищают в местах соприкосновения его со щеткой. Щетку преобразователя выполняют либо из проволок, либо из плоских пружинящихся полосок, причем ис-

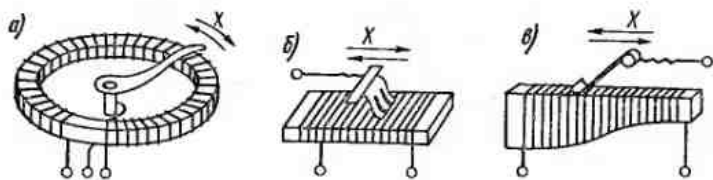


Рис. 11-5. Реостатные преобразователи для угловых (а), линейных (б) перемещений и для функционального преобразования линейных перемещений (в)

пользуют как чистые металлы (платина, серебро), так и сплавы (платина с иридием, фосфористая бронза и т. д.).

Габариты преобразователя определяются значением измеряемого перемещения, сопротивлением обмотки и мощностью, выделяемой в обмотке.

Для получения нелинейной функции преобразования применяют функциональные реостатные преобразователи. Нужный характер преобразования часто достигается профилированием каркаса преобразователя (рис. 11-5, в).

В рассматриваемых реостатных преобразователях статическая характеристика преобразования имеет ступенчатый характер, так как сопротивление изменяется скачками, равными сопротивлению одного витка. Это вызывает погрешность, максимальное значение которой $\gamma = \Delta R/R$, где ΔR — максимальное сопротивление одного витка; R — полное сопротивление преобразователя. Иногда применяют реохордные преобразователи, в которых щетка скользит вдоль оси проволоки. У этих преобразователей отсутствует указанная погрешность. Реостатные преобразователи включают в измерительные цепи в виде равновесных и неравновесных мостов, делителей напряжения и т. п.

К достоинствам преобразователей относится возможность получения высокой точности преобразования, значительных по уровню выходных сигналов и относительная простота конструкции. Недостатки — наличие скользящего контакта, необходимость относительно больших его перемещений, а иногда и значительного усилия для перемещения.

Применяют реостатные преобразователи для преобразования сравнительно больших перемещений и других неэлектрических величин (усилия, давления и т. п.), которые могут быть преобразованы в перемещение.

Тензочувствительные преобразователи (тензорезисторы). В основу работы преобразователей положен тензоэффект, заключающийся в изменении активного сопротивления проводника (полупроводника) под действием вызываемого в нем механического напряжения и деформации.

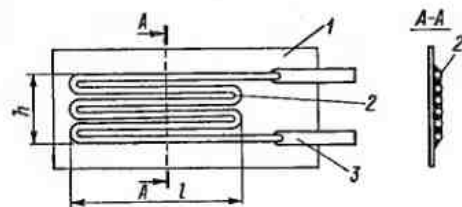


Рис. 11-6. Тензочувствительный проволочный преобразователь

Если проволоку подвергнуть механическому воздействию, например растяжению, то сопротивление ее изменится. Относительное изменение сопротивления проволоки $\Delta R/R = S\Delta l/l$, где S — коэффициент тензочувствительности; $\Delta l/l$ — относительная деформация проволоки.

Изменение сопротивления проволоки при механическом воздействии на нее объясняется изменением геометрических размеров (длины, диаметра) и удельного сопротивления материала.

Тензочувствительные преобразователи, широко применяемые в настоящее время (рис. 11-6), представляют собой тонкую зигзагообразно уложенную и приклеенную к полоске бумаги (подложке 1) проволоку 2 (проволочную решетку). Преобразователь включают в цепь с помощью привариваемых или припаяваемых выводов 3. Преобразователь наклеивают на поверхность исследуемой детали так, чтобы направление ожидаемой деформации совпадало с продольной осью проволочной решетки.

Для изготовления преобразователей применяют главным образом константановую проволоку диаметром 0,02—0,05 мм ($S = 1,9 \div 2,1$). Константан обладает малым температурным коэффициентом электрического сопротивления, что очень важно, так как изменение сопротивления преобразователей при деформациях, например, стальных деталей соизмеримо с изменением сопротивления преобразователя при изменении температуры. В качестве подложки используют тонкую (0,03—0,05 мм) бумагу, а также пленку лака или клея, а при высоких температурах — слой цемента.

Применяют также фольговые преобразователи, у которых вместо проволоки используется фольга и пленочные тензорезисторы, получаемые путем возгонки тензочувствительного материала с последующим осаждением его на подложку.

Для наклеивания проволоки на подложку и всего преобразователя на деталь применяют клеи (раствор целлулоида в ацетоне, клеи БФ-2, БФ-4, бакелитовый и т. д.). Для высоких температур (выше 200 °С) используют жаростойкие цементы, кремнийорганические лаки и клеи и т. п.

Преобразователи выполняют различных размеров в зависимости от назначения. Наиболее часто используют преобразователи с длиной решетки (базой) от 5 до 50 мм, имеющие сопротивление 30—500 Ом.

Изменение температуры вызывает изменение характеристики преобразования тензорезисторов, что объясняется температурной зависимостью сопротивления преобразователя и различием температурных коэффициентов линейного расширения материала тензорезистора и исследуемой детали. Влияние температуры устраняется обычно путем применения соответствующих методов температурной компенсации.

Наклеенный тензочувствительный преобразователь невозможно снять с одной детали и наклеить на другую. Поэтому для определения характеристик преобразования (коэффициента S) прибегают к выборочной градуировке преобразователей, что дает значение коэффициента S с погрешностью $\pm 1\%$. Методы определения характеристик тензорезисторов регламентированы стандартом. Достоинства этих преобразователей — линейность статической характеристики преобразования, малые габариты и масса, простота конструкции. Недостатком их является малая чувствительность.

В тех случаях когда требуется высокая чувствительность, находят применение тензочувствительные преобразователи, выполненные в виде полосок из полупроводникового материала. Коэффициент S у таких преобразователей достигает нескольких сотен. Однако воспроизводимость характеристик полупроводниковых преобразователей плохая. В настоящее время серийно выпускают интегральные полупроводниковые тензорезисторы, образующие мост или полумост с элементами термокомпенсации.

В качестве измерительных цепей для тензорезисторов используют равновесные и неравновесные мосты. Тензорезисторы применяют для измерения деформаций и других неэлектрических величин: усилий, давлений, моментов и т. п.

Тензочувствительные преобразователи (терморезисторы). Принцип действия преобразователей основан на зависимости электрического сопротивления проводников или полупроводников от температуры.

Между терморезистором и исследуемой средой в процессе измерения происходит теплообмен. Так как терморезистор при этом включен в электрическую цепь, с помощью которой производят измерение его сопротивления, то по нему протекает ток, выделяющий в нем тепло. Теплообмен терморезистора со средой происходит из-за теплопроводности среды и конвекции в ней, теплопроводности самого терморезистора и арматуры, к которой он крепится, и, наконец, из-за излучения. Интенсивность тепло-

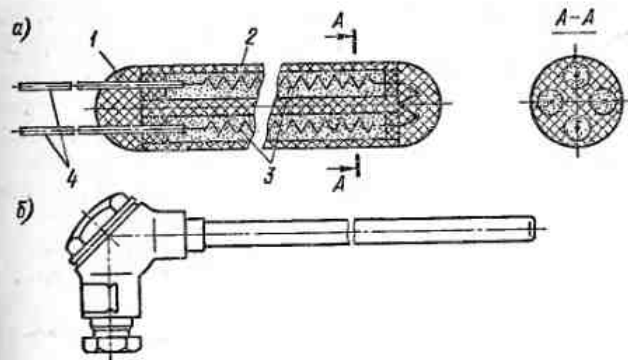


Рис. 11-7. Устройство (а) и внешний вид арматуры (б) платинового терморезистора

обмена, а следовательно, и температура терморезистора зависят от его геометрических размеров и формы, от конструкции защитной арматуры, от состава, плотности, теплопроводности, вязкости и других физических свойств газовой или жидкой среды, окружающей терморезистор, а также от температуры и скорости перемещения среды.

Таким образом, зависимость температуры, а следовательно, и сопротивления терморезистора от перечисленных выше факторов может быть использована для измерения различных неэлектрических величин, характеризующих газовую или жидкую среду. При конструировании преобразователя стремятся к тому, чтобы теплообмен терморезистора со средой в основном определялся измеряемой неэлектрической величиной.

По режиму работы терморезисторы бывают перегревные и без преднамеренного перегрева. В преобразователях без перегрева ток, проходящий через терморезистор, практически не вызывает перегрева, и температуру последнего определяет температура среды; эти преобразователи применяют для измерения температуры. В перегревных преобразователях электрический ток вызывает перегрев, зависящий от свойств среды. Перегревные преобразователи используют для измерения скорости, плотности, состава среды и т. д. Так как на перегревные терморезисторы влияет температура среды, обычно применяют схемные методы компенсации этого влияния.

Для измерения температуры наиболее распространены терморезисторы, выполненные из платиновой или медной проволоки.

Стандартные платиновые терморезисторы применяют для измерения температуры в диапазоне от -260 до $+1100$ °С, медные — в диапазоне от -200 до $+200$ °С (ГОСТ 6651—78). Низ-

котемпературные платиновые терморезисторы (ГОСТ 12877—76) применяют для измерения температуры в пределах от -261 до -183 °С.

На рис. 11-7, а показано устройство платинового терморезистора. В каналах керамической трубки 2 расположены две (или четыре) секции спирали 3 из платиновой проволоки, соединенные между собой последовательно. К концам спирали припаивают выводы 4, используемые для включения терморезистора в измерительную цепь. Крепление выводов и герметизацию керамической трубки производят глазурью 1. Каналы трубки засыпают порошком безводного оксида алюминия, выполняющим роль изолятора и фиксатора спирали. Порошок безводного оксида алюминия, имеющий высокую теплопроводность и малую теплоемкость, обеспечивает хорошую передачу теплоты и малую инерционность терморезистора. Для защиты терморезистора от механических и химических воздействий внешней среды его помещают в защитную арматуру (рис. 11-7, б) из нержавеющей стали.

Начальные сопротивления (при 0 °С) платиновых стандартных терморезисторов равны 1, 5, 10, 46, 50, 100 и 500 Ом, медных — 10, 50, 53 и 100 Ом.

Допустимое значение тока, протекающего по терморезистору при включении его в измерительную цепь, должно быть таким, чтобы изменение сопротивления терморезистора при нагреве не превышало 0,1 % начального сопротивления.

Статические характеристики преобразования в виде таблиц (градуировочных) и допускаемые отклонения этих характеристик для стандартных терморезисторов приведены в ГОСТ 6651—78.

Аналитически зависимость сопротивления от температуры для платиновых терморезисторов выражают следующими уравнениями:

$$R_t = R_0 [1 + At + Bt^2 + Ct^3 (t - 100)] \text{ при } -200 \text{ °С} \leq t \leq 0 \text{ °С};$$

$$R_t = R_0 (1 + At + Bt^2) \text{ при } 0 \text{ °С} \leq t \leq +650 \text{ °С},$$

где R_0 — сопротивление при $t = 0$ °С; $A = 3,968 \cdot 10^{-3} \text{ К}^{-1}$; $B = 5,847 \cdot 10^{-7} \text{ К}^{-2}$; $C = -4,22 \cdot 10^{-12} \text{ К}^{-4}$.

Для медного терморезистора

$$R_t = R_0 (1 + \alpha t) \text{ при } -50 \text{ °С} \leq t \leq +180 \text{ °С},$$

где $\alpha = 4,26 \cdot 10^{-3} \text{ К}^{-1}$.

Помимо платины и меди, иногда для изготовления терморезисторов используют никель.

Для измерения температуры применяют также полупроводниковые терморезисторы (термисторы) различных типов, которые характеризуются большей чувствительностью (ТКС терми-

сторов отрицательный и при 20 °С в 10—15 раз превышает ТКС меди и платины) и имеют более высокие сопротивления (до 1 МОм) при весьма малых размерах. Недостаток термисторов — плохая воспроизводимость и нелинейность характеристики преобразования:

$$R_T = R_0 \exp [B (1/T - 1/T_0)],$$

где R_T и R_0 — сопротивления термистора при температурах T и T_0 ; T_0 — начальная температура рабочего диапазона; B — коэффициент.

Термисторы используют в диапазоне температур от -60 до $+120$ °С.

Для измерения температуры от -80 до $+150$ °С применяют термодиоды и термотранзисторы, у которых под действием температуры изменяется сопротивление $p-n$ -перехода и падение напряжения на этом переходе. Чувствительность термотранзистора по напряжению 1,5—2,0 мВ/К, что значительно превышает чувствительность стандартных термопар (см. табл. 11-1). Эти преобразователи обычно включают в мостовые цепи и цепи в виде делителей напряжения.

Достоинствами термодиодов и термотранзисторов являются высокая чувствительность, малые размеры и малая инерционность, высокая надежность и дешевизна; недостатками — узкий температурный диапазон и плохая воспроизводимость статической характеристики преобразования. Влияние последнего недостатка уменьшают применением специальных цепей.

Тепловую инерционность стандартных терморезисторов согласно ГОСТ 6651—78 характеризуют показателем тепловой инерции ϵ_∞ , определяемым как время, необходимое для того, чтобы при внесении преобразователя в среду с постоянной температурой разность температур среды и любой точки внесенного в нее преобразователя стала равной 0,37 того значения, которое она имела в момент наступления регулярного теплового режима. Показатель тепловой инерции определяют по той части кривой переходного теплового процесса преобразователя, которая соответствует регулярному режиму, т. е. имеет экспоненциальный характер (в полулогарифмическом масштабе — прямая линия). Значение ϵ_∞ для различных типов стандартных преобразователей находится в пределах от нескольких десятков секунд до нескольких минут.

Когда необходимы малоинерционные терморезисторы, для их изготовления используют очень тонкий провод (микропровод) или применяют термисторы малого объема (бусиновые) или термотранзисторы.

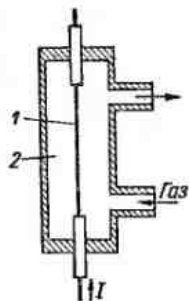


Рис. 11-8. Преобразователь газоанализатора, основанный на принципе измерения теплопроводности

Терморезисторы применяют в приборах для анализа газовых смесей. Многие газовые смеси отличаются друг от друга и от воздуха теплопроводностью. Теплопроводность смеси, состоящей из двух газов, не вступающих в реакцию друг с другом, $\lambda_{1,2} = a(\lambda_1 - \lambda_2) / (100 - \lambda_2)$, где a — процентное содержание первого (искомого) компонента; λ_1 и λ_2 — теплопроводности, соответственно, первого и второго компонентов. Таким образом, измеряя теплопроводность газовой смеси $\lambda_{1,2}$, можно судить о процентном содержании искомого компонента (при $\lambda_1 = \text{const}$ и $\lambda_2 = \text{const}$).

В приборах для газового анализа — газоанализаторах — для измерения теплопроводности используют перегретый платиновый терморезистор I (рис. 11-8), помещенный в камеру 2 с анализируемым газом. Конструкция терморезистора, арматуры и камеры, а также значение нагревающего тока I выбирают такими, чтобы теплообмен со средой осуществлялся в основном за счет теплопроводности газовой среды.

Для исключения влияния внешней температуры, кроме рабочей, используют компенсационную камеру с терморезистором, заполненную постоянным по составу газом. Обе камеры выполняют в виде единого блока, что обеспечивает камерам одинаковые температурные условия. Рабочий и компенсационный терморезисторы при измерениях включают в соседние плечи моста, что приводит к компенсации влияния температуры.

Терморезисторы применяют в приборах для измерения степени разреженности. На рис. 11-9 показана зависимость теплопроводности газа, находящегося между телами A и B , от его давления. Характер этой зависимости объясняют следующим образом.

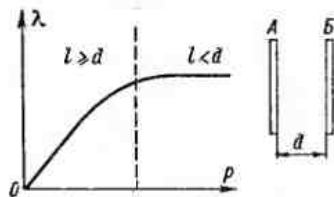


Рис. 11-9. Зависимость теплопроводности газа от давления

Теплопроводность газа $\lambda = kpl$, где k — коэффициент пропорциональности; ρ — плотность газа; l — средняя длина пути свободного пробега молекул. В свою очередь, $\rho = k_1 n$; $l = k_2 n^{-1}$, где k_1 и k_2 — коэффициенты пропорциональности; n — число молекул в единице объема. Следовательно, при давлении газа, близком к атмосферному, $\lambda = k k_1 k_2 = \text{const}$.

При разрежении газа, когда длина пути свободного пробега молекул теоретически станет равной расстоянию между телами A и B или больше него, практически длина пути свободного пробега молекул будет ограничена расстоянием d , т. е. в этом случае $l = d = \text{const}$, и теплопроводность газа $\lambda = k k_1 n d$.

Таким образом, теплопроводность газа становится зависимой от числа молекул в единице объема, т. е. от давления (степени разреженности). Зависимость теплопроводности газа от давления используют в вакуумметрах — приборах для измерения степени разреженности.

Для измерения теплопроводности в вакуумметрах используют металлические (платиновые) и полупроводниковые терморезисторы, помещаемые в стеклянный или металлический баллон, который соединяют с контролируемой средой.

Терморезисторы применяют в приборах для измерения скорости газового потока — термоанемометрах. Установившаяся температура перегретого терморезистора, помещенного на пути газового потока, зависит от скорости потока. В этом случае основным путем теплообмена терморезистора со средой будет конвекция (принудительная). Изменение сопротивления терморезистора вследствие уноса теплоты с его поверхности движущейся средой функционально связано со скоростью среды.

Конструкцию и тип терморезистора, арматуру и нагревающий терморезистор ток выбирают такими, чтобы были снижены или исключены все пути теплообмена, кроме конвективного.

Достоинствами термоанемометров являются высокая чувствительность и быстродействие. Эти приборы позволяют измерять скорость от 1 до 106—200 м/с при использовании измерительной цепи, с помощью которой температура терморезистора автоматически поддерживается почти неизменной.

Электролитические преобразователи. Электролитические преобразователи основаны на зависимости электрического сопротивления раствора электролита от его концентрации. В основном их применяют для измерения концентраций растворов.

На рис. 11-10 для примера показаны графики зависимости удельной электрической проводимости γ некоторых растворов электролитов от концентрации c растворенного вещества. Из этого рисунка следует, что в определенном диапазоне изменения концентрации зависимость электрической проводимости от кон-

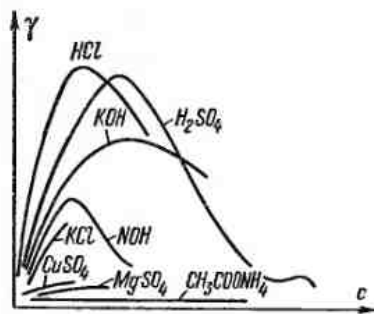


Рис. 11-10. Зависимость удельной электрической проводимости растворов электролитов от концентрации растворенного вещества

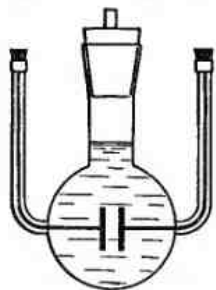


Рис. 11-11. Лабораторный электролитический преобразователь

центрации однозначна и может быть использована для определения c .

Преобразователь, применяемый в лабораторных условиях для измерения концентрации, представляет собой сосуд с двумя электродами (электролитическая ячейка) (рис. 11-11). Для промышленных непрерывных измерений преобразователи выполняют проточными, причем часто используют конструкции, в которых роль второго электрода играют стенки сосуда (металлические).

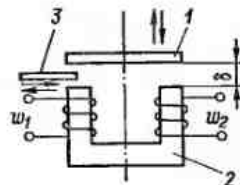
Электролитическая проводимость растворов зависит от температуры. В первом приближении эту зависимость выражают уравнением $\gamma = \gamma_0 (1 + \beta t)$, где γ_0 — электрическая проводимость при начальной температуре t_0 ; β — температурный коэффициент электрической проводимости (для растворов кислот, оснований и солей $\beta = 0,016 \div 0,024 \text{ K}^{-1}$).

Таким образом, при использовании электролитических преобразователей необходимо устранять влияние температуры. Эту задачу решают путем стабилизации температуры раствора с помощью холодильника (нагревателя) или применения цепей температурной компенсации с медными терморезисторами, так как температурные коэффициенты проводимости меди и растворов электролитов имеют противоположные знаки.

При прохождении постоянного тока через преобразователь происходит электролиз раствора, что приводит к искажению результатов измерения. Поэтому измерения сопротивления раствора обычно проводят на переменном токе (700—1000 Гц), чаще всего с помощью мостовых цепей.

Индуктивные преобразователи. Принцип действия преобразователя основан на зависимости индуктивности или взаимной индуктивности обмоток на магнитопроводе от положения, гео-

Рис. 11-12. Магнитопровод с зазорами и двумя обмотками



метрических размеров и магнитного состояния элементов их магнитной цепи.

Индуктивность обмотки, расположенной на магнитопроводе (рис. 11-12), $L = w_1^2 / Z_m$, где Z_m — магнитное сопротивление магнитопровода; w_1 — число витков обмотки.

Взаимная индуктивность двух обмоток, расположенных на том же магнитопроводе, $M = w_1 w_2 / Z_m$, где w_1 и w_2 — число витков первой и второй обмоток.

Магнитное сопротивление определяется выражением

$$Z_m = \sqrt{R_m^2 + X_m^2}$$

где $R_m = \sum_{i=1}^n \frac{l_i}{\mu_0 \mu_i s_i} + \frac{\delta}{\mu_0 s}$ — активная составляющая магнитного

сопротивления (рассеиванием магнитного потока пренебрегаем); l_i , s_i , μ_i — соответственно длина, площадь поперечного сечения и относительная магнитная проницаемость i -го участка магнитопровода; μ_0 — магнитная постоянная; δ — длина воздушного зазора; s — площадь поперечного сечения воздушного участка магнитопровода; $X_m = P / (\omega \Phi^2)$ — реактивная составляющая магнитного сопротивления; P — потери мощности в магнитопроводе, обусловленные вихревыми токами и гистерезисом; ω — угловая частота; Φ — магнитный поток в магнитопроводе.

Приведенные соотношения показывают, что индуктивность и взаимную индуктивность можно изменять, воздействуя на длину δ , сечение воздушного участка магнитопровода s , на потери мощности в магнитопроводе и другими путями. Этому можно достигать, например, перемещением подвижного сердечника (якоря) 1 (рис. 11-12) относительно неподвижного 2, введением немагнитной металлической пластины 3 в воздушный зазор и т. п.

На рис. 11-13 схематически показаны различные типы индуктивных преобразователей. Индуктивный преобразователь (рис. 11-13, а) с переменной длиной воздушного зазора δ характеризуется нелинейной зависимостью $L = f(\delta)$. Такой преобразователь обычно применяют при перемещениях якоря на 0,01—5 мм. Значительно меньшей чувствительностью, но линейной зависимостью $L = f(s)$ отличаются преобразователи с переменным сечением воздушного зазора (рис. 11-13, б). Эти преобразователи используют при перемещениях до 10—15 мм.

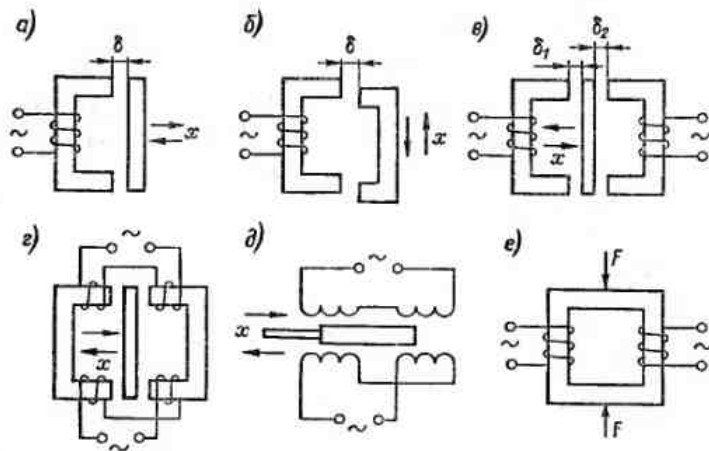


Рис. 11-13. Индуктивные преобразователи с изменяющейся длиной зазора (а), с изменяющимся сечением зазора (б), дифференциальный (в), дифференциальный трансформаторный (г), дифференциальный трансформаторный с разомкнутой магнитной цепью (д) и магнитоупругий (е)

Якорь в индуктивном преобразователе испытывает усилие (нежелательное) притяжения со стороны электромагнита

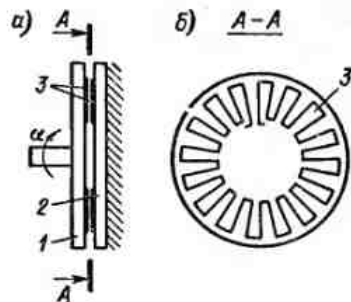
$$F = \frac{dW_m}{d\delta} = \frac{d}{d\delta} \left(\frac{LI^2}{2} \right),$$

где W_m — энергия магнитного поля; L — индуктивность преобразователя; I — ток, проходящий через обмотку преобразователя.

Широко распространены индуктивные дифференциальные преобразователи (рис. 11-13, в), в которых под воздействием измеряемой величины одновременно и притом с разными знаками изменяются два зазора электромагнитов. Дифференциальные преобразователи в сочетании с соответствующей измерительной цепью (обычно мостовой) имеют более высокую чувствительность, меньшую нелинейность характеристики преобразования, испытывают меньшее влияние внешних факторов и сниженное результирующее усилие на якорь со стороны электромагнита, чем недифференциальные преобразователи.

На рис. 11-13, г показана схема включения дифференциального индуктивного преобразователя, у которого выходными величинами являются взаимные индуктивности. Такие преобразователи называют взаимно-индуктивными или трансформаторными. При питании первичной обмотки переменным током и при симметричном положении якоря относительно электромагнитов ЭДС на

Рис. 11-14. Устройство (а) и вид печатной обмотки (б) индуктосина



выходных зажимах равна нулю. При перемещении якоря на выходных зажимах появляется ЭДС.

Для преобразования сравнительно больших перемещений (до 50—100 мм) применяют трансформаторные преобразователи с незамкнутой магнитной цепью (рис. 11-13, д).

Применяют трансформаторные преобразователи угла поворота, состоящие из неподвижного статора и подвижного ротора с обмотками. Обмотку статора питают переменным током. Поворот ротора вызывает изменение значения и фазы наводимой в его обмотке ЭДС. При повороте ротора на угол $\alpha = \pi/p$ (p — число полюсов статора) фаза этой ЭДС изменяется на 180° . Такие преобразователи используют при измерении больших угловых перемещений.

Для измерения малых угловых перемещений используют индуктосины (рис. 11-14). Ротор 1 и статор 2 индуктосина снабжают печатными обмотками 3, имеющими вид радиального растра. Принцип действия индуктосина аналогичен описанному выше. Нанесением обмоток печатным способом удастся получить большое число полюсных шагов обмотки, что обеспечивает высокую чувствительность преобразователя к изменению угла поворота.

Если ферромагнитный сердечник преобразователя подвергать механическому воздействию F , то вследствие изменения магнитной проницаемости материала сердечника μ изменится магнитное сопротивление цепи, что повлечет за собой изменение индуктивности L и взаимной индуктивности M обмоток. На этом принципе основаны магнитоупругие преобразователи (рис. 11-13, е).

Конструкция преобразователя определяется диапазоном измеряемого перемещения. Габариты преобразователя выбирают исходя из необходимой мощности выходного сигнала.

Для измерения выходного параметра индуктивных преобразователей наибольшее применение получили мостовые (равновесные и неравновесные) цепи, а также компенсационная (в автоматических приборах) цепь для дифференциальных трансформаторных преобразователей.

Индуктивные преобразователи используют для преобразования перемещения и других неэлектрических величин, которые

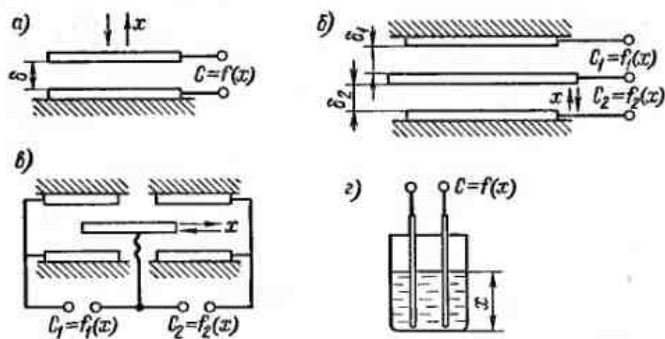


Рис. 11-15. Емкостные преобразователи с изменяющимся расстоянием между пластинами (а), дифференциальный (б), дифференциальный с переменной активной площадью пластин (в) и с изменяющейся диэлектрической проницаемостью среды между пластинами (г)

могут быть преобразованы в перемещение (усилие, давление, момент и т. д.).

По сравнению с другими преобразователями перемещения индуктивные преобразователи отличаются значительными по мощности выходными сигналами, простотой и надежностью в работе.

Недостаток их — обратное воздействие преобразователя на исследуемый объект (воздействие электромагнита на якорь) и влияние инерции якоря на частотные характеристики прибора.

Емкостные преобразователи. Емкостные преобразователи основаны на зависимости электрической емкости конденсатора от размеров, взаимного расположения его обкладок и от диэлектрической проницаемости среды между ними.

Для двухобкладочного плоского конденсатора электрическая емкость $C = \epsilon_0 \epsilon s / \delta$, где ϵ_0 — электрическая постоянная; ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость среды между обкладками; s — активная площадь обкладок; δ — расстояние между обкладками. Из выражения для емкости видно, что преобразователь может быть построен с использованием зависимостей $C = f_1(\epsilon)$, $C = f_2(s)$, $C = f_3(\delta)$.

На рис. 11-15 схематически показано устройство различных емкостных преобразователей. Преобразователь на рис. 11-15, а представляет собой конденсатор, одна пластина которого перемещается под действием измеряемой величины x относительно неподвижной пластины. Статическая характеристика преобразования $C = f_3(\delta)$ нелинейна. Чувствительность преобразователя возрастает с уменьшением расстояния δ . Такие преобразователи используют для измерения малых перемещений (менее 1 мм).

Малое рабочее перемещение пластин приводит к погрешности от изменения расстояния между пластинами при колебаниях температуры. Выбором размеров деталей преобразователя и материалов добиваются снижения этой погрешности.

В емкостных преобразователях возникает усилие (нежелательное) притяжения между пластинами

$$F = -\frac{dW_3}{d\delta} = \frac{d}{d\delta} \left(\frac{CU^2}{2} \right),$$

где W_3 — энергия электрического поля; U и C — соответственно напряжение и емкость между пластинами.

Применяют также дифференциальные преобразователи (рис. 11-15, б), у которых имеется одна подвижная и две неподвижные пластины. При воздействии измеряемой величины x у этих преобразователей одновременно изменяются емкости C_1 и C_2 . На рис. 11-15, в показан дифференциальный емкостной преобразователь с переменной активной площадью пластин. Такой преобразователь используют для измерения сравнительно больших линейных (более 1 мм) и угловых перемещений. В этих преобразователях легко получить требуемую характеристику преобразования путем профилирования пластин.

Преобразователи с использованием зависимости $C = f_1(\epsilon)$ применяют для измерения уровня жидкостей, влажности веществ, толщины изделий из диэлектриков и т. п. Для примера (рис. 11-15, г) дано устройство преобразователя емкостного уровнемера. Емкость между электродами, опущенными в сосуд, зависит от уровня жидкости, так как изменение уровня ведет к изменению средней диэлектрической проницаемости среды между электродами. Изменением конфигурации пластин можно получить желаемый характер зависимости показаний прибора от объема (массы) жидкости.

Для измерения выходного параметра емкостных преобразователей применяют мостовые цепи и цепи с использованием резонансных контуров. Последние позволяют создавать приборы с высокой чувствительностью, способные реагировать на перемещение порядка 10^{-7} мм. Цепи с емкостными преобразователями обычно питают током повышенной частоты (до десятков мегагерц), что вызвано желанием увеличить сигнал, попадающий и измерительный прибор, и необходимостью уменьшить шунтирующее действие сопротивления изоляции.

Достоинствами емкостных преобразователей являются простота устройства, высокая чувствительность и возможность получения малой инерционности преобразователя, недостатками — влияние внешних электрических полей, паразитных емкостей, температуры, влажности, относительная сложность цепей вклю-

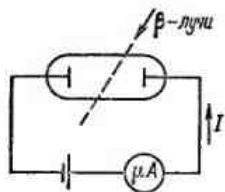


Рис. 11-16. Схема ионизационного преобразователя

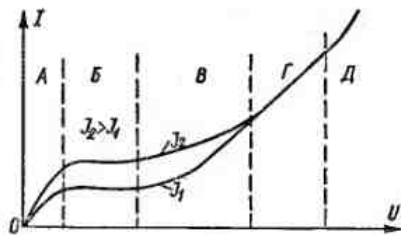


Рис. 11-17. Вольт-амперная характеристика ионизационного преобразователя

чения и необходимость в специальных источниках питания повышенной частоты.

Ионизационные преобразователи. Преобразователи основаны на явлении ионизации газа или люминесценции некоторых веществ под действием ионизирующего излучения.

Если камеру, содержащую газ, подвергнуть облучению, например, β -лучами, то между электродами, включенными в электрическую цепь (рис. 11-16), потечет ток. Этот ток зависит от приложенного к электродам напряжения, от плотности и состава газовой среды, размера камеры и электродов, свойств и интенсивности ионизирующего излучения и т. д. Эти зависимости используют для измерения различных незлектрических величин: плотности и состава газовой среды, геометрических размеров деталей и т. д.

В качестве ионизирующих агентов применяют α -, β - и γ -лучи радиоактивных веществ, значительно реже — рентгеновские лучи и нейтронное излучение.

Для измерения степени ионизации используют преобразователи — ионизационные камеры и ионизационные счетчики, действие которых соответствует различным участкам вольт-амперной характеристики газового промежутка между двумя электродами. На рис. 11-17 показана зависимость тока I в камере (рис. 11-16) с постоянным составом газа от приложенного напряжения U и интенсивности излучения J . На участке A характеристики ток увеличивается прямо пропорционально напряжению, затем рост его замедляется и на участке B достигает насыщения. Это указывает на то, что все ионы, образующиеся в камере, достигают электродов. На участке C ионизационный ток снова начинает расти, что вызывается вторичной ионизацией при ударе первичных электронов и ионов о нейтральные молекулы. При дальнейшем увеличении напряжения (участок Γ) ионизационный ток перестает зависеть от первоначальной ионизации и наступает

непрерывный разряд (участок D), который уже не зависит от воздействия радиоактивного излучения.

Участки A и B вольт-амперной характеристики описывают действие ионизационных камер, а участки C и Γ — ионизационных счетчиков. Кроме ионизационных камер и счетчиков, в качестве ионизационных преобразователей применяют сцинтилляционные (люминесцентные) счетчики. Принцип действия этих счетчиков основан на возникновении в некоторых веществах — фосфорах (активированные серебром сернистый цинк, сернистый кадмий и др.) — под действием радиоактивных излучений световых вспышек (сцинтилляций), которые в счетчиках регистрируются фотоумножителями. Яркость этих вспышек, а следовательно, и ток фотоумножителя определяются радиоактивным излучением.

Выбор типа ионизационного преобразователя зависит в значительной мере от ионизирующего излучения.

Альфа-лучи (ядра атома гелия) обладают большой ионизирующей способностью, но имеют малую проникающую способность. В твердых телах α -лучи поглощаются в очень тонких слоях (единицы-десятки микрометров). Поэтому при использовании α -лучей α -излучатель помещают внутрь преобразователя.

Бета-лучи представляют собой поток электронов (позитронов); они обладают значительно меньшей ионизирующей способностью, чем α -лучи, но зато имеют более высокую проникающую способность. Длина пробега β -частиц в твердых телах достигает нескольких миллиметров. Поэтому β -излучатель может располагаться как внутри, так и вне преобразователя.

Изменение расстояния между электродами, площади перекрытия электродов или положения источника радиоактивного α - и β -излучения относительно ионизационных камер или счетчиков сказывается на значении ионизационного тока. Поэтому указанные зависимости используют для измерения различных механических и геометрических величин.

На рис. 11-18 в качестве примера показан ионизационный мембранный манометр, где 1 — α - или β -излучатель; 2 — мембрана; 3 — неподвижный электрод, изолированный от мембраны. Между электродами 2 и 3 приложена разность потенциалов, достаточная для достижения тока насыщения. При изменении давления p мембрана прогибается, изменяя расстояние между электродами и значение ионизационного тока.

Проходя сквозь вещество, β -частицы взаимодействуют с электронами и ядрами вещества и поглощаются им. Часть β -частиц в результате взаимодействия отражается. Поглощение β -частиц характеризуется выражением

$$N = N_0 e^{-\mu d},$$

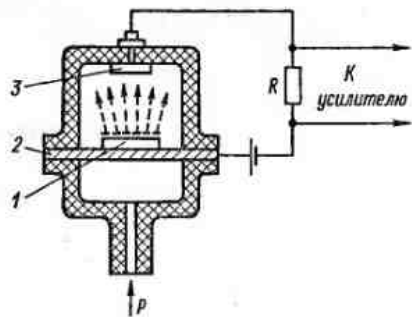


Рис. 11-18. Ионизационный мембранный манометр

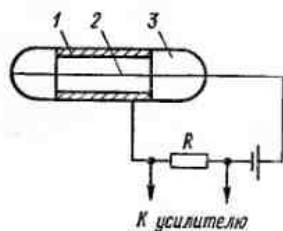


Рис. 11-19. Газоразрядный счетчик

где N — число β -частиц, прошедших слой вещества толщиной d ; N_0 — число β -частиц при отсутствии поглощающего вещества; μ — коэффициент ослабления.

Гамма-лучи — электромагнитные колебания весьма малой длины волны (10^{-8} — 10^{-11} см), возникающие при радиоактивных превращениях. Гамма-лучи обладают большой проникающей способностью. Проходя сквозь вещество, эти лучи ослабляются в соответствии с уравнением (для узкого пучка) $I = I_0 e^{-\mu d}$, где I — интенсивность γ -лучей, прошедших через тело; I_0 — интенсивность поступающих в тело γ -лучей; d — толщина тела; μ — коэффициент ослабления.

Указанные зависимости показывают возможность измерения толщины изделий, плотности жидкостей и газов и т. д.

Конструкции ионизационных камер и счетчиков разнообразны и зависят от вида излучения.

Для регистрации отдельных частиц, а также измерения небольших γ -излучений широко применяются так называемые газоразрядные счетчики, действие которых описывают участки В и Г вольт-амперной характеристики. Устройство газоразрядного счетчика показано на рис. 11-19. Счетчик состоит из металлического цилиндра 1, внутри которого натянута тонкая вольфрамовая проволока 2. Оба эти электрода помещены в стеклянный цилиндр 3 с инертным газом. При ионизации газа в цепи счетчика появляются импульсы тока, число которых подсчитывается.

В качестве источников α -, β - и γ -излучений обычно используют радиоактивные изотопы. Источники излучения, применяемые в измерительной технике, должны иметь значительный период полураспада и достаточную энергию излучения (кобальт-60, стронций-90, плутоний-239 и др.).

Основное достоинство приборов, использующих ионизирующее излучение, заключается в возможности бесконтактных измерений, что имеет большое значение, например, при измерениях в агрессивных или взрывоопасных средах, а также в средах, находящихся под большим давлением или имеющих высокую температуру. Основной недостаток этих приборов — необходимость применения биологической защиты при высокой активности источника излучения.

ГЕНЕРАТОРНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Общие сведения. В генераторных преобразователях выходной величиной являются ЭДС или заряд, функционально связанные с измеряемой неэлектрической величиной.

Термоэлектрические преобразователи. Эти преобразователи основаны на термоэлектрическом эффекте, возникающем в цепи термопары.

При разности температур точек 1 и 2 соединения двух разнородных проводников А и В (рис. 11-20, а), образующих термопару, в цепи термопары возникает термо-ЭДС. При неизменной температуре, например, точки соединения 2 ($t_2 = \text{const}$), $E_{AB} = f(t_1) - C = f_1(t_1)$, где t_1 — температура точки соединения 1; $C = f(t_2)$. Эту зависимость используют в термоэлектрических преобразователях для измерения температуры.

Для измерения термо-ЭДС электроизмерительный прибор (милливольтметр, компенсатор) включают в цепь термопары (рис. 11-20, б). Точку соединения проводников (электродов) 1 называют рабочим концом термопары, точки 2 и 2' — свободными концами.

Чтобы термо-ЭДС в цепи термопары однозначно определялась температурой рабочего конца, необходимо температуру свободных концов термопары поддерживать одинаковой и неизменной.

Градуировку термоэлектрических термометров — приборов, использующих термопары для измерения температуры, производят обычно при температуре свободных концов 0°C . Градуировочные таблицы для стандартных термопар также составлены при условии равенства температуры свобод-

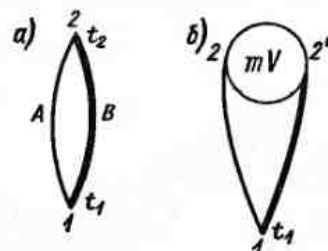


Рис. 11-20. Термопара (а) и способ включения прибора в цепь термопары (б)

Таблица 11-1

Тип термопары	Материалы электродов термопар	Термо-ЭДС (При $t_{p.k.}=100\text{ }^{\circ}\text{C}$, $t_{c.k.}=0\text{ }^{\circ}\text{C}$), мВ	Верхний предел измеряемой температуры, $^{\circ}\text{C}$	
			длитель-но	кратко-временно
ТПП	Платинородий (10 % родия) — платина	0,64	1300	1600
ТПР	Платинородий (30 % родия) — платинородий (6 % родия)	13,81 (при $t_{p.k.}=1800\text{ }^{\circ}\text{C}$)	1600	1800
ТХА	Хромель (90 % Ni + 10 % Cr) — алюмель (94,83 % Ni + 2 % Al + 2 % Mn + 1 % Si + 0,17 Fe)	4,10	1000	1300
ТХК	Хромель — копель (56 % Cu + 44 % Ni)	6,90	600	800
ТВР	Вольфрамрений (5 % рения) — вольфрамрений (20 % рения)	1,33	2200	2500

Примечание. $t_{p.k.}$ — температура рабочего конца; $t_{c.k.}$ — температура свободных концов.

ных концов $0\text{ }^{\circ}\text{C}$. При практическом применении термоэлектрических термометров температура свободных концов термопары обычно не равна $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ и поэтому необходимо вводить поправку.

Для изготовления термопар, применяемых в настоящее время для измерения температуры, используют в основном специальные сплавы.

В табл. 11-1 приведены характеристики термопар в соответствии с ГОСТ 6616—74. Для измерения высоких температур используют термопары типов ТПП, ТПР и ТВР. Термопары из благородных металлов (ТПП и ТПР) применяют при измерениях с повышенной точностью. В остальных случаях применяют термопары из неблагородных металлов (ТХА, ТХК).

Статистические характеристики преобразования в виде таблиц (градуировочных) и допустимые отклонения этих характеристик для стандартных термопар приведены в ГОСТ 3044—84.

Для защиты от внешних воздействий (давления, агрессивных газов и т. д.) электроды термопар помещают в защитную арматуру, конструктивно похожую на арматуру терморезисторов (рис. 11-7, б).

Для удобства стабилизации температуры свободных концов иногда термопару удлиняют с помощью так называемых удлинительных проводов, выполненных либо из соответствующих термоэлектродных материалов, либо из специально подобранных материалов, более дешевых, чем электродные, и удовлетворяющих условию термоэлектрической идентичности с основной термопарой в диапазоне возможных температур свободных концов (обычно от 0 до $100\text{ }^{\circ}\text{C}$). Иначе говоря, удлинительные провода должны иметь в указанном интервале температур такую же зависимость термо-ЭДС от температуры, как и у основной термопары.

Инерционность термопар характеризуют показателем тепловой инерции (см. стр. 295). Известны конструкции малоинерционных термопар, у которых показатель тепловой инерции составляет 5—20 с. Термопары в обычной арматуре имеют показатель тепловой инерции, равный нескольким минутам.

Индукционные преобразователи. Индукционные преобразователи основаны на использовании закона электромагнитной индукции, согласно которому ЭДС, индуцированная в катушке, имеющей w витков, $e = -w \frac{d\Phi}{dt}$, где $\frac{d\Phi}{dt}$ — скорость изменения магнитного потока, сцепленного с катушкой.

Индукционные преобразователи применяют для измерения скорости линейных и угловых перемещений. Выходной сигнал этих преобразователей может быть проинтегрирован или продифференцирован во времени с помощью электрических интегрирующих или дифференцирующих устройств. После этих преобразований информативный параметр сигнала становится пропорциональным, соответственно, перемещению или ускорению. Поэтому индукционные преобразователи используют также для измерения линейных и угловых перемещений и ускорений.

Наибольшее применение индукционные преобразователи получили в приборах для измерения угловой скорости (тахометрах) и в приборах для измерения параметров вибраций.

Индукционные преобразователи для тахометров представляют собой небольшие (1—100 Вт) генераторы постоянного или переменного тока обычно с независимым возбуждением от постоянного магнита, ротор которых механически связан с испытуемым валом. При использовании генератора постоянного тока об

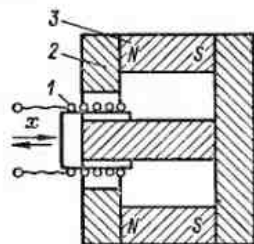


Рис. 11-21. Индукционный преобразователь.

угловой скорости судят по ЭДС генератора, а в случае применения генератора переменного тока угловую скорость можно определить по значению ЭДС или ее частоте.

На рис. 11-21 показан индукционный преобразователь для измерения амплитуды, скорости и ускорения возвратно-поступательного движения.

Преобразователь представляет собой цилиндрическую катушку 1, перемещающуюся в кольцевом зазоре магнитопровода 2. Цилиндрический постоянный магнит 3 создает в кольцевом зазоре постоянное радиальное магнитное поле. Катушка при перемещении пересекает силовые линии магнитного поля, и в ней возникает ЭДС, пропорциональная скорости перемещения.

Погрешности индукционных преобразователей определяются главным образом изменением магнитного поля во времени и при изменении температуры, а также температурными изменениями сопротивления обмотки.

Основные достоинства индукционных преобразователей заключаются в сравнительной простоте конструкции, надежности работы и высокой чувствительности. Недостаток — ограниченный частотный диапазон измеряемых величин.

Пьезоэлектрические преобразователи. Такие преобразователи основаны на использовании прямого пьезоэлектрического эффекта, заключающегося в появлении электрических зарядов на поверхности некоторых кристаллов (кварца, турмалина, сегнетовой соли и др.) под влиянием механических напряжений.

Из кристалла кварца вырезается пластинка, грани которой должны быть перпендикулярны оптической оси Oz , механической оси Oy и электрической оси Ox кристалла (рис. 11-22, а и б).

При воздействии на пластину усилия F_x вдоль электрической оси на гранях x появляются заряды $Q_x = kF_x$, где k — пьезоэлектрический коэффициент (модуль).

При воздействии на пластину усилия F_y вдоль механической оси на тех же гранях x возникают заряды $Q_y = kF_y a/b$, где a и b — размеры граней пластины.

Механическое воздействие на пластину вдоль оптической оси не вызывает появления зарядов.

Устройство пьезоэлектрического преобразователя для измерения переменного давления показано на рис. 11-23. Давление p через металлическую мембрану 1 передается на зажатые между металлическими прокладками 2 кварцевые пластинки 3.

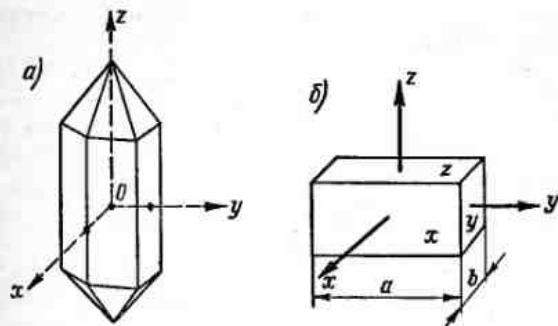


Рис. 11-22. Кристалл кварца (а) и пластинка (б), вырезанная из него.

Шарик 4 способствует равномерному распределению давления по поверхности кварцевых пластинок. Средняя прокладка соединена с выводом 5, проходящим через втулку из хорошего изоляционного материала. При воздействии давления p между выводом 5 и корпусом преобразователя возникает разность потенциалов $U = 2Q/(C_n + C_0) = 2ksp/(C_n + C_0)$, где Q — заряд, возникающий на пластинке кварца; C_n — емкость преобразователя; C_0 — емкость проводов и входной цепи прибора, измеряющего разность потенциалов; k — пьезоэлектрический модуль кварца; a — площадь поверхности мембраны, подверженная давлению. По разности потенциалов U судят о значении давления p .

В пьезоэлектрических преобразователях главным образом применяют кварц, у которого пьезоэлектрические свойства сочетаются с высокой механической прочностью и высокими изоляционными качествами, а также с независимостью пьезоэлектрической характеристики от температуры в широких пределах. Используют также поликристаллическую керамику из титаната бария, титаната и цирконата свинца.

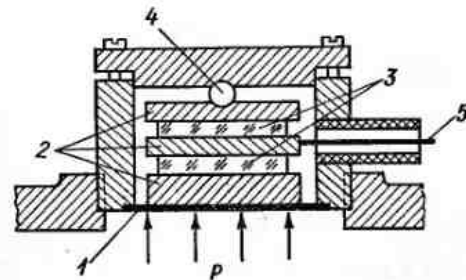


Рис. 11-23. Пьезоэлектрический преобразователь для измерения давления.

Размеры пластин и их число выбирают исходя из конструктивных соображений и требуемого значения заряда.

Заряд, возникающий в пьезоэлектрическом преобразователе, «стекает» по изоляции и входной цепи измерительного прибора. Поэтому приборы, измеряющие разность потенциалов на пьезоэлектрических преобразователях, должны иметь высокое входное сопротивление (10^{12} — 10^{16} Ом), что практически обеспечивается применением электронных усилителей с высоким входным сопротивлением.

Из-за «стекания» заряда эти преобразователи используют для измерения только быстро изменяющихся величин (переменных усилий, давлений, параметров вибраций, ускорений и т. д.).

Находят применение пьезоэлектрические преобразователи — пьезорезонаторы, в которых используются одновременно прямой и обратный пьезоэффекты. Последний заключается в том, что если на электроды преобразователя подать переменное напряжение, то в пьезочувствительной пластине возникнут механические колебания, частота которых f_p (резонансная частота) зависит от толщины h пластины, модуля упругости E и плотности ρ ее материала. При включении такого преобразователя в резонансный контур генератора частота генерируемых электрических колебаний определяется частотой f_p . При изменении значений h , E или ρ под влиянием механических или температурных воздействий частота f_p изменится и, соответственно, изменится частота генерируемых колебаний. Этот принцип используют для преобразования давления, усилия, температуры и других величин в частоту.

Гальванические преобразователи. Преобразователи основаны на зависимости ЭДС гальванической цепи от химической активности ионов электролита, т. е. от концентрации ионов и окислительно-восстановительных процессов в электролите. Эти преобразователи применяют для определения реакции раствора (кислая, нейтральная, щелочная), которая зависит от активности водородных ионов раствора.

Дистиллированная вода имеет слабую, но вполне определенную электрическую проводимость, что объясняется ионизацией воды по схеме $H_2O \rightleftharpoons H^+ + OH^-$. При этом остается постоянной константа диссоциации $k = (a_{H^+} \cdot a_{OH^-}) / a_{H_2O}$, где a_{H^+} , a_{OH^-} , a_{H_2O} — активности ионов H^+ , OH^- и воды. Химическая активность a равна произведению эквивалентной концентрации на коэффициент активности (стремящийся к единице при бесконечном разбавлении раствора).

В разбавленных растворах активность воды a_{H_2O} можно считать постоянной и тогда постоянно ионное произведение $K_{H_2O} = k a_{H_2O} = a_{H^+} \cdot a_{OH^-} = 10^{-14}$ (г-ион/л)².

Для чистой воды или нейтрального раствора $a_{H^+} = a_{OH^-} = \sqrt{K_{H_2O}} = 10^7$ г-ион/л. Если в воде растворить кислоту, образующую при диссоциации ионы H^+ , то концентрация ионов H^+ в растворе станет больше, чем в чистой воде, а концентрация ионов OH^- меньше за счет воссоединения части ионов H^+ с ионами OH^- , т. е. для кислого раствора $a_{H^+} > a_{OH^-}$, а для щелочного раствора $a_{H^+} < a_{OH^-}$ при постоянстве K_{H_2O} .

Таким образом, химическая активность водородных ионов раствора является характеристикой реакции раствора. Реакцию раствора численно характеризуют отрицательным логарифмом активности ионов водорода — водородным показателем $pH = -\lg a_{H^+}$. Для дистиллированной воды активность $a_{H^+} = 10^{-7}$ г-ион/л, а, следовательно, водородный показатель равен 7 единицам pH .

Диапазон изменения водородного показателя водных растворов при $t = 22$ °C составляет 0—14 единиц pH .

Для измерения pH применяют метод, основанный на измерении электродного (пограничного) потенциала.

Если металлический электрод погрузить в раствор, содержащий его одновалентные ионы, то электрод приобретает потенциал $V = V_0 + RT \ln a / (nF)$, где V_0 — потенциал электрода при активности ионов металла, равной единице; R — газовая постоянная; T — абсолютная температура; n — валентность ионов металла; F — число Фарадея; a — активность ионов металла в растворе. Аналогично ведет себя и водородный электрод.

Для получения электродного потенциала между водородом и раствором, содержащим ионы H^+ , необходимо иметь так называемый водородный электрод. Водородный электрод можно создать, воспользовавшись свойством водорода адсорбироваться на поверхности платины, иридия и палладия. Обычно водородным электродом служит покрытый платиновой чернью платиновый электрод, к которому непрерывно подводится газообразный водород. Потенциал такого электрода зависит от концентрации водородных ионов в растворе.

Практически измерить абсолютное значение пограничного потенциала нельзя. Поэтому гальванический преобразователь всегда состоит из двух полуэлементов, электрически соединенных друг с другом: рабочего (измерительного) полуэлемента, представляющего собой исследуемый раствор с электродом, и сравнительного (вспомогательного) полуэлемента с неизменным пограничным потенциалом, состоящего из электрода и раствора с постоянной концентрацией. В качестве сравнительного полуэлемента используют водородный электрод с нормальной постоян-

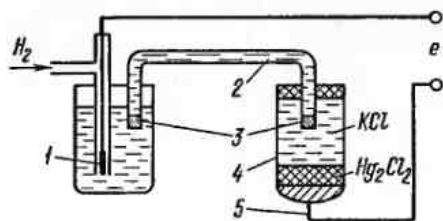


Рис. 11-24. Гальванический преобразователь

ной концентрацией водородных ионов. При промышленных измерениях применяют более удобный сравнительный каломельный электрод.

На рис. 11-24 показан преобразователь для измерения концентрации водородных ионов. Сравнительным полуэлементом служит каломельный электрод. Он представляет собой стеклянный сосуд 4, на дно которого помещено небольшое количество ртути, а поверх нее — паста из каломели (Hg_2Cl_2). Сверху пасты налит раствор хлористого калия (KCl). Потенциал возникает на границе каломель — ртуть. Для контакта со ртутью в дно сосуда впаян платиновый электрод 5. Потенциал каломельного электрода зависит от концентрации ртути в каломели, а концентрации ионов ртути, в свою очередь, зависит от концентрации ионов хлора в растворе хлористого калия.

В исследуемый раствор погружен водородный электрод 1. Оба полуэлемента соединены электролитическим ключом, представляющим собой трубку 2, обычно заполненную насыщенным раствором KCl и закрытую полупроницаемыми пробками 3. ЭДС такого преобразователя является функцией pH.

В приборах промышленного типа вместо рабочих водородных электродов используются более удобные сурьмяные или хингидронные электроды. Широко применяют также так называемые стеклянные электроды.

Для измерения ЭДС гальванических преобразователей в основном используют компенсационные приборы. Для стеклянных электродов измерительная цепь должна иметь высокое входное сопротивление, так как внутреннее сопротивление стеклянных электродов достигает 100—200 МОм. При измерении pH с помощью гальванических преобразователей необходимо вносить поправки на влияние температуры.

11-3. ПРИБОРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ ТЕМПЕРАТУРЫ

Общие сведения. Электрические приборы, предназначенные для измерения температуры, называют электрическими термометрами. Электрический термометр представляет собой сочетание (комплект) преобразователя температуры (терморезистора, термопары и т. д.) с электрическим измерительным прибором.

В зависимости от типа используемого термопреобразователя приборы называют термометрами сопротивления, термоэлектрическими термометрами, термотранзисторными термометрами и др.

Приборы для измерения температуры, использующие энергию нагретых тел, называют пирометрами. В отличие от термометров они предназначены для бесконтактного измерения температуры.

Электрические термометры сопротивления. Прибор представляет собой терморезистор, включенный в измерительную цепь, которой в большинстве случаев является равновесный или неравновесный мост. Терморезистор может быть включен в мост по двухпроводной или трехпроводной схеме.

Если терморезистор включен в одно из плеч моста с помощью двух проводов R_{n1} и R_{n2} (двухпроводная схема), за счет изменения сопротивления проводов при колебании окружающей температуры возникает погрешность $\Delta I = \Delta R_n / (R_T \alpha_T)$, где $\Delta R_n = -\Delta R_{n1} + \Delta R_{n2}$ — изменение сопротивления проводов; R_T и α_T — начальное сопротивление терморезистора (при $t=0^\circ C$) и его температурный коэффициент.

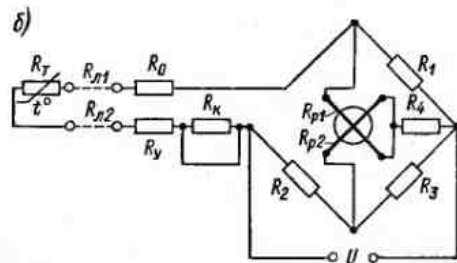
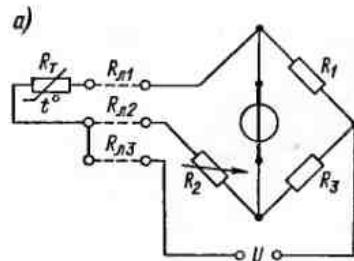


Рис. 11-25. Мостовые трехпроводная (а) и двухпроводная (б) схемы включения преобразователей термометра сопротивления

Для уменьшения погрешности от изменения сопротивления соединительных проводов применяют трехпроводную схему (рис. 11-25, а). В этой схеме два провода включены в соседние плечи моста, а третий — в диагональ питания. При работе этой цепи в равновесном режиме и при условии, что $R_1 = R_3$, $R_{д1} = R_{д2}$, погрешность от изменения сопротивления проводов отсутствует. При работе же в неравновесном режиме погрешность значительно меньше, чем при двухпроводной схеме включения.

Существенное влияние на работу мостовой цепи в неравновесном режиме оказывает изменение напряжения питания. На рис. 11-25, б дана мостовая неравновесная схема с логометром, в которой исключается влияние изменения напряжения питания. Резистор R_0 служит для уравнивания моста при начальной измеряемой температуре. Резистор R_y (уравнительный) дополняет сопротивление проводов до значения, принятого при градуировке (5 или 15 Ом). Для подгонки сопротивления R_y в схеме предусмотрен резистор R_k (контрольный), сопротивление которого равно сопротивлению терморезистора, соответствующему определенной отметке на шкале прибора. Включив R_k вместо R_0 в плечо моста, уменьшают сопротивление R_y до тех пор, пока стрелка логометра не станет на указанную выше отметку шкалы. После этого резистор R_k закорачивают.

Если сопротивление резистора R_1 выбрано равным сопротивлению плеча моста с терморезистором при среднем значении температур, измеряемых прибором, и $R_1 = R_3$, $R_{p1} = R_{p2} = R_p$ (R_{p1} и R_{p2} — сопротивление катушек логометра), то отношение токов в катушках логометра

$$\frac{I_{p1}}{I_{p2}} = \frac{R_p + R_p R_1 / R_2 + R_1 + (R_p + R_1 + R_4) \Delta R_T / R'_T}{R_p + R_p R_1 / R_2 + R_1 - \Delta R_T R_4 / R'_T}$$

где ΔR_T — изменение сопротивления терморезистора при отклонении температуры от среднего значения; $R'_T = R_0 + R_y + R_{T, \text{cp}}$ ($R_{T, \text{cp}}$ — сопротивление терморезистора при среднем значении температур, измеряемых прибором). Как видно из уравнения, отношение токов зависит от ΔR_T , а следовательно, показания логометра зависят от измеряемой температуры.

Для уменьшения погрешности от изменения сопротивления проводов в этой схеме возможно трехпроводное включение преобразователя.

Для измерения температуры с помощью стандартных медных и платиновых терморезисторов промышленность выпускает автоматические мосты классов точности 0,25; 0,5.

Термоэлектрические термометры. Термометры состоят из термоэлектрического преобразователя (термопары) и электроизмерительного прибора (милливольтметра или компенсатора).

На рис. 11-26 приведена схема термоэлектрического термометра с милливольтметром, в которой T_n — термопара; $УП$ и $СП$ — соответственно удлинительные и соединительные провода; mV — милливольтметр; R_y — уравнительный резистор.

Показания милливольтметра $U = E_{T_n} R_{mV} / (R_{\text{вн}} + R_{mV})$, где E_{T_n} — ЭДС термопары; $R_{\text{вн}} = R_{T_n} + R_{\text{сп}} + R_y$; $R_{\text{вн}}$ — внешнее сопротивление; R_{T_n} , $R_{\text{сп}}$, R_y и R_{mV} — соответственно сопротивление термопары, проводов, уравнительного резистора и милливольтметра.

Как видно из приведенной формулы, показания милливольтметра при постоянных $R_{\text{вн}}$ и R_{mV} определяются значением ЭДС термопары и, следовательно, измеряемой температурой. Шкала прибора в этом случае может быть градуирована в градусах с указанием типа термопары и выбранного значения внешнего сопротивления. Для подгонки внешнего сопротивления до значения, при котором производилась градуировка (0,6; 5; 15 или 25 Ом), используют уравнительный резистор R_y .

В этих термометрах возможна погрешность от изменения сопротивления термопары и проводов. Сопротивление термопары изменяется с изменением глубины погружения, т. е. с изменением соотношения нагретой и холодной частей термопары. Кроме того, изменение глубины погружения термопары вызывает также изменение погрешности, обусловленной наличием тепловых потерь преобразователя (см. § 15-6). Поэтому глубину погружения термопары выбирают в соответствии с паспортными данными термопары.

Сопротивление проводов изменяется при колебаниях температуры воздуха. Для уменьшения влияния изменения сопротивления термопары и проводов применяют милливольтметры с большим внутренним сопротивлением.

Изменение температурных условий влияет на милливольтметр (на сопротивление катушки), что тоже вызывает погрешность.

Изменение температуры свободных концов термопары приводит к изменению показаний милливольтметра. Для устранения влияния температуры свободных концов применяют различные способы введения поправок.

Если шкала милливольтметра градуирована в милливольтгах, то к показанию милливольтметра прибавляют (с учетом знака) поправку, равную значению термо-ЭДС, соответствующему отклонению температуры свободных концов термопары от 0 °С. Поправка положительна, если $t_x > 0$ °С и $t_{c,к} > 0$ °С или $t_x < 0$ °С и $t_{c,к} < 0$ °С; поправка отрицательна, если $t_x > 0$ °С и $t_{c,к} < 0$ °С или $t_x < 0$ °С и $t_{c,к} > 0$ °С ($t_{c,к}$ и t_x — соответственно температура свободных концов и измеряемая). Если шкала милливольтметра

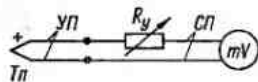


Рис. 11-26. Термоэлектрический термометр

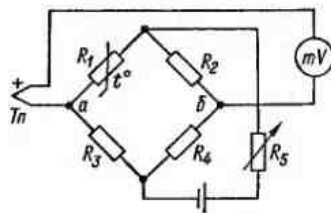


Рис. 11-27. Термоэлектрический термометр с автоматическим вводом поправки на изменение температуры свободных концов термопары

градуирована в градусах для определенной градуировки термопары, то необходимо к показаниям милливольтметра прибавлять с учетом знака поправку, равную отклонению температуры свободных концов от 0°C , умноженному на коэффициент k . Этот коэффициент, учитывающий нелинейность характеристики преобразования термопары, зависит от измеряемой температуры. Для грубых расчетов принимают $k=0,8 \div 1,0$ для термопар из благородных металлов и $k=0,5 \div 0,6$ для термопар из благородных металлов. Используют также способы автоматического и полуавтоматического введения поправок.

Полуавтоматический способ заключается в том, что при отключенной термопаре стрелку милливольтметра корректором утаивают на отметку шкалы, соответствующую значению поправки в градусах, рассчитанной указанным способом. После этого прибор будет автоматически вводить нужную поправку. При изменении температуры свободных концов необходимо изменить положение стрелки милливольтметра при отключенной термопаре.

На рис. 11-27 приведена схема термометра с автоматическим введением поправки. Для этого последовательно в цепь термопары и милливольтметра включают неравновесный мост, в котором резистор R_1 выполнен из меди и находится в зоне, имеющей температуру свободных концов термопары; резисторы R_2 , R_3 и R_4 сделаны из манганина.

При градуировке термометра мост находится в равновесном состоянии. В процессе эксплуатации при отклонении температуры свободных концов термопары от значения, при котором производилась градуировка, на диагонали моста ab появляется разность потенциалов, суммирующаяся с термо-ЭДС термопары. Параметры моста подобраны так, что изменение термо-ЭДС от колебаний температуры свободных концов практически полно-

стью компенсируется напряжением, снимаемым с моста. Чувствительность моста регулируют с помощью резистора R_5 .

В термоэлектрических термометрах для измерения ЭДС термопары используют также автоматические компенсаторы. Автоматические компенсаторы имеют меньшую основную погрешность, чем милливольтметры, на них не влияют изменения сопротивления проводов и термопары, а также они автоматически исключают влияние изменения температуры свободных концов термопары (см. § 7-4).

Для измерения температуры с помощью стандартных термопар промышленность выпускает автоматические компенсаторы классов точности 0,25; 0,5.

Кварцевые и термотранзисторные термометры. Кварцевые термометры состоят из кварцевого термочувствительного преобразователя (см. § 11-2), включенного в колебательный контур генератора, и частотомера. Характеристика преобразования кварцевого термопреобразователя в диапазоне температур $0-100^{\circ}\text{C}$ имеет вид $f_t = f_0 + S_f t$, где f_0 и f_t — частоты генерируемых колебаний при температурах $t_0 = 0^{\circ}\text{C}$ и измеряемой t ; S_f — чувствительность преобразователя.

Чувствительность кварцевых термопреобразователей достигает 200—1000 Гц/К, что позволяет с их помощью определять изменение температуры порядка 0,01—0,001 $^{\circ}\text{C}$. Кварцевые термометры могут работать в диапазоне температур от -260 до $+500^{\circ}\text{C}$, но наименьшую погрешность (0,05—0,005 $^{\circ}\text{C}$) они имеют в диапазоне $0-100^{\circ}\text{C}$.

Высокая точность кварцевых термометров объясняется повышенной стабильностью параметров преобразователя и высокими метрологическими характеристиками измерителей частоты. Недостаток этих термометров — ограниченная взаимозаменяемость, объясняемая разбросом значений f_0 и S_f .

Термотранзисторные термометры состоят из термотранзистора (см. § 11-2), включенного в неравновесный мост, и милливольтметра (аналогового или цифрового) на выходе моста.

Серийно выпускается несколько модификаций термотранзисторных термометров, например, цифровой термометр ТТ-ЦП для температур от -60 до $+100^{\circ}\text{C}$ с приведенной погрешностью от $\pm 0,2\%$ до $\pm 1,0\%$.

Пирометры излучения. Пирометрами называют приборы для измерения температуры, работа которых основана на использовании энергии излучения нагретых тел.

Достоинство этих приборов состоит в том, что они не искажают температурного поля объекта (измерение осуществляется бесконтактным способом) и не имеют ограничения для расширения предела измерений в сторону высоких температур.

Принцип действия пирометров излучения основан на зависимости энергии излучения нагретых тел от их температуры. Законы температурного излучения совершенно точно определены для абсолютно черного тела.

Температурное излучение характеризуют переносимой им энергией. Количество лучистой энергии в лучах длиной волны от λ до $\lambda + \Delta\lambda$, излучаемой телом с единицы поверхности в единицу времени, называют монохроматической интенсивностью излучения. Количество лучистой энергии, излучаемой при данной температуре единицей поверхности тела в единицу времени для длин волн от 0 до ∞ , называют интегральной интенсивностью излучения.

Для абсолютно черного тела зависимость монохроматической интенсивности излучения от температуры тела и длины волны выражают уравнением

$$J_{\lambda}^{\alpha} = C_1 \lambda^{-5} (e^{C_2/(\lambda T)} - 1)^{-1},$$

где C_1 и C_2 — постоянные излучения; λ — длина волны, для которой определяют интенсивность излучения; e — основание натуральных логарифмов; T — абсолютная температура. Эта зависимость положена в основу измерения температуры при помощи оптических пирометров.

Логарифм отношения интенсивностей излучения при длинах волн λ_1 и λ_2 и при малых значениях λT

$$\ln \frac{J_{\lambda_1}^{\alpha}}{J_{\lambda_2}^{\alpha}} = \ln J_{\lambda_1}^{\alpha} - \ln J_{\lambda_2}^{\alpha} = C_1 - \frac{C_2}{T},$$

где C_1 и C_2 — постоянные, зависящие от λ_1 и λ_2 .

Полученная зависимость используется при измерении температуры цветными пирометрами.

Для абсолютно черного тела интегральная интенсивность излучения

$$S^{\alpha} = \int_{\lambda=0}^{\infty} C_1 \lambda^{-5} (e^{C_2/(\lambda T)} - 1)^{-1} d\lambda = \sigma T^4,$$

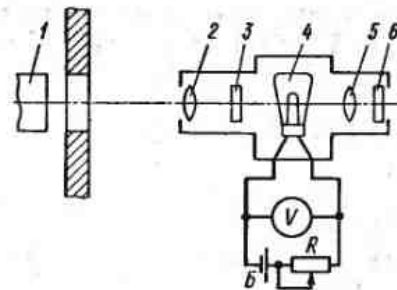
где σ — постоянный коэффициент. На этой зависимости основано измерение температуры радиационными пирометрами.

Монохроматическая и интегральная интенсивности излучения всякого физического тела всегда меньше, чем у абсолютно черного тела, при одинаковой температуре. Для физических тел

$$J_{\lambda} = \epsilon_{\lambda} J_{\lambda}^{\alpha}; \quad S = \epsilon S^{\alpha},$$

где ϵ_{λ} и ϵ — коэффициенты, соответственно, монохроматического и интегрального излучения, меньшие единицы.

Рис. 11-28. Оптический пирометр



Значения ϵ_{λ} и ϵ различных физических тел различны и зависят от многих трудно учитываемых факторов: от состава вещества, состояния поверхности тела, температуры тела и т. д. Поэтому градуировку пирометров излучения производят по излучению абсолютно черного тела.

При измерении температуры физического тела возникает погрешность, которую можно учесть, если известны коэффициенты ϵ_{λ} и ϵ .

Если коэффициенты монохроматического излучения тела в двух длинах волн равны, то логарифм отношения интенсивностей излучения не зависит от ϵ_{λ} . Поэтому в цветных пирометрах при указанных условиях не требуется вводить поправку на неполноту излучения объекта.

В оптическом пирометре интенсивность излучения нагретого тела измеряют путем сравнения в монохроматическом свете яркости исследуемого тела с яркостью нити лампы накаливания. Пирометр предварительно градуируют по излучению абсолютно черного тела. Под яркостью понимают отношение силы света в данном направлении к проекции светящейся поверхности на плоскость, перпендикулярную тому же направлению. Два тела, имеющие в одном направлении одинаковую яркость, обладают одинаковой интенсивностью излучения.

На рис. 11-28 показан оптический пирометр. В этом пирометре яркость исследуемого тела 1 сравнивается с яркостью нити фотометрической лампы 4. Яркость нити лампы, накаливаемой от источника B, регулируют реостатом R. Фотометрическая лампа построена в телескоп, имеющий объектив 2 и окуляр 5. При измерении температуры телескоп направляют на исследуемое тело 1 и передвижением объектива и окуляра добиваются получения четкого изображения тела и нити фотометрической лампы в одной плоскости. Изменяя ток в фотометрической лампе, добиваются совпадения яркости нити и исследуемого тела. Отсчет показаний в момент совпадения яркости производят по шкале вольтметра, который градуируют в градусах температуры абсолютно черного тела. Иногда для повышения точности измерения тока или падения напряжения на нити лампы применяют компенсатор постоянного тока.

Для того чтобы интенсивности излучения сравнивались в спектре монохроматических лучей, в пирометре предусмотрен

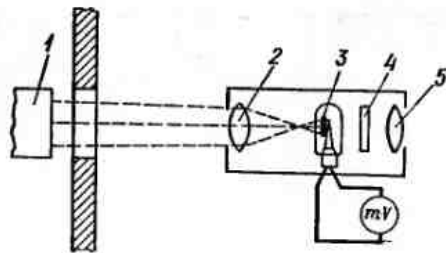


Рис. 11-29. Радиационный пирометр

красный светофильтр 6, пропускающий лучи длиной 0,62 мкм и выше. Человеческий глаз чувствителен к лучам длиной волны до 0,73 мкм. Таким образом, сравнение интенсивностей излучения происходит практически в узком спектре 0,62—0,73 мкм.

Нить фотометрической лампы допустимо накаливать до определенной температуры (1400 °С), а поэтому для увеличения верхнего предела измеряемых температур в пирометре имеется ослабляющий светофильтр 3, уменьшающий яркость исследуемого тела в определенное число раз.

Основная погрешность оптического пирометра обусловлена в основном неполнотой излучения реальных физических тел. Требования к техническим характеристикам оптических пирометров изложены в ГОСТ 8335—81.

Промышленность выпускает оптические пирометры, например ЭОП-66, с помощью которых можно производить измерения в широком диапазоне температур (800—10 000 °С).

В радиационных пирометрах (рис. 11-29) интегральная интенсивность излучения воспринимается теплочувствительным элементом. Внутри телескопа, имеющего объектив 2 и окуляр 5,

расположена помещенная в стеклянный баллон термобатарея из последовательно включенных термопар 3. Рабочие концы термопар находятся на лепестке, покрытом платиновой чернью. Телескоп наводят на объект 1 так, чтобы лепесток перекрывался изображением объекта и вся энергия излучения падала на рабочие концы термопар. Термо-ЭДС термобатареи является функцией мощности излучения, а следовательно, и температуры тела. Для защиты глаза при наводке телескопа предусмотрен светофильтр 4.

Радиационные пирометры градуируют по излучению абсолютно черного тела, и для них также характерна погрешность от неполноты излучения физических тел. Точность радиационных пирометров ниже точности оптических. Основные параметры радиационных пирометров регламентированы ГОСТ 6923—81 и 10627—71.

Для измерения температур в широком диапазоне выпускают несколько типов радиационных пирометров. Среди них, например, пирометры типа РАПИР для температур 100—4000 °С.

В фотоэлектрических пирометрах для измерения интенсивности излучения объекта применяют фотопреобразователи (фотоэлементы).

На рис. 11-30, а приведена упрощенная структурная схема фотоэлектрического яркостного пирометра. Фотоэлемент 4 освещается с одной стороны от объекта измерения 1 через диафрагму 2, 3 и светофильтр 7, с другой стороны — от лампы накаливания 9 через ту же диафрагму 3 и светофильтр 7. Диафрагму 3 перекрывает колеблющийся якорь 8 электромагнита таким образом, что на фотоэлемент попадают изменяющиеся во времени световые потоки Φ_1 и Φ_2 обоих источников излучения; при этом фазы переменных составляющих обоих потоков сдвинуты на 180° (рис. 11-30, б). Результирующий световой поток Φ , имеющий переменную составляющую, амплитуда которой определяется разностью амплитуд переменных составляющих световых потоков Φ_2 и Φ_1 , преобразуется фотоэлементом в фототок. Переменная составляющая фототока усиливается усилителем переменного тока 5, выпрямляется фазочувствительным выпрямителем 6 и в виде постоянного тока направляется в миллиамперметр mA и лампу накаливания 9.

Таким образом, в этом приборе осуществляется уравновешивающее преобразование, благодаря чему показания прибора не зависят от нестабильности характеристик фотоэлемента, усилителя и фазочувствительного выпрямителя.

В этом пирометре используется сурьмяно-цезиевый фотоэлемент, который в сочетании со светофильтром делает прибор чувствительным к узкому спектру волн, близкому к спектру, воспри-

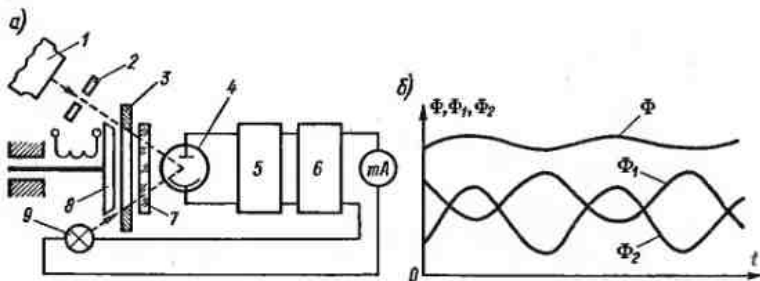


Рис. 11-30. Схема (а) и диаграмма (б) световых потоков фотоэлектрического яркостного пирометра

нимаемому оптическим пирометром. Это позволяет градуировать фотоэлектрический пирометр по образцовому оптическому пирометру.

Рассматриваемый фотопирометр сочетает в себе сравнительно высокую точность (приведенная основная погрешность $\pm 1\%$), присущую оптическим пирометрам, и способность работать в автоматическом режиме, что характерно для радиационных пирометров. Пирометр имеет несколько диапазонов измерений. Переход с одного диапазона на другой осуществляют заменой диафрагмы 2.

Выпускают несколько типов цветных фотоэлектрических пирометров, предназначенных для автоматического непрерывного измерения, регистрации и регулирования температуры расплавленных металлов и сплавов. Например, пирометр «Спектропир-6» работает в диапазоне температур 900—2200 °С, основная погрешность $\pm 1\%$.

11-4. ПРИБОРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ И МЕХАНИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Общие сведения. В приборах для измерения геометрических размеров (линейных или угловых) применяют преобразователи перемещения (реостатные, индуктивные, емкостные). Такие механические величины, как сила, давление, моменты, обычно предварительно преобразуют в деформацию, механическое напряжение или перемещение с последующим преобразованием в электрические величины с помощью соответствующих преобразователей (тензорезистивных, пьезоэлектрических, реостатных и др.).

подавляющее большинство преобразователей и приборов для измерения геометрических и механических величин относится к числу аналоговых, однако имеются и цифровые преобразователи и приборы. К их числу относятся кодирующие линейки, диски (см. § 8-5), индукционные цифровые тахометры, применяемые для измерения угловой скорости и др.

Приборы для измерений малых перемещений. В качестве примера рассмотрим прибор с индуктивным преобразователем.

На рис. 11-31 приведена схема прибора с дифференциальным индуктивным преобразователем, включенным в неравновесный мост, питаемый от стабилизатора переменного напряжения. Выходной сигнал моста через выпрямитель подается на миллиамперметр. Показания миллиамперметра определяются положением якоря индуктивного преобразователя. Например, прибор ДИ-1М, выполненный по этой схеме, предназначен для контроля линейных размеров деталей в процессе обработки. Диапазон измеря-

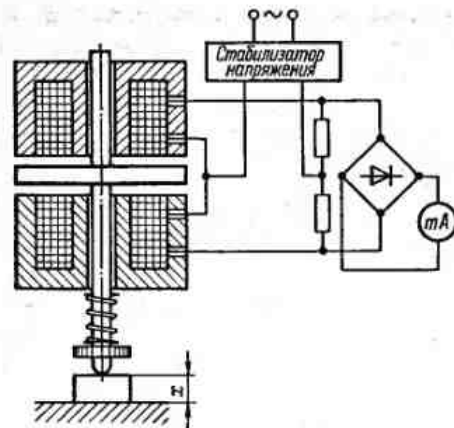


Рис. 11-31. Схема прибора с индуктивным преобразователем для измерения малых перемещений

емых прибором размеров 0,6—0,8 мм; статическая характеристика линейна; чувствительность 5 мкА/мм.

Для измерения геометрических размеров (перемещений) в металлорежущих станках числового программного управления широко используют кодирующие измерительные преобразователи линейных и угловых перемещений. Пределы допускаемых погрешностей для преобразователей высшего класса точности составляют 1" — для угловых размеров (в пределах 360° угла поворота) и 0,3 мкм — для линейных размеров (при перемещении в пределах до 10 мм).

При измерении размеров листов проката применяют технические средства (КТС ЛИУС-2), использующие реостатные и трансформаторные преобразователи перемещений и микропроцессорные вычислительные средства.

Приборы с лазерами для измерений геометрических величин. Лазеры (оптические квантовые генераторы) получили применение для измерения различных величин, и в том числе для измерения геометрических величин. Лазеры применяют при измерении больших расстояний до объектов методами радиолокации. В этом случае на объект посылают либо импульсные, либо непрерывные сигналы. Временной интервал между генерируемым и отраженным импульсами или фазовый сдвиг между генерируемым и отраженным сигналом пропорциональны измеряемому расстоянию. Измеряя временной интервал (фазовый сдвиг) можно судить об измеряемом расстоянии. Например, лазерный дальномер типа ГД-314 расстояние до 2000 м измеряет с погрешностью ± 2 см.

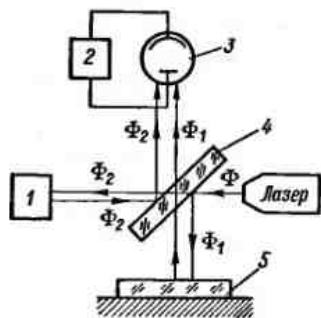


Рис. 11-32. Прибор с лазером для измерения перемещения объекта

При измерении малых расстояний (от метра до долей микрометра) используют лазерные интерферометры. В этих приборах производится сложение двух световых потоков, излучаемых лазером, один из которых проходит постоянный путь, а второй — имеет путь, зависящий от измеряемого расстояния. Сложение потоков приводит к усилению или ослаблению суммарного потока в зависимости от разности фаз потоков, т. е. в зависимости от измеряемого расстояния.

На рис. 11-32 показан лазерный прибор для измерения перемещения объекта (детали). Лазер излучает световой поток Φ , который разделяется на два потока Φ_1 и Φ_2 с помощью полупрозрачного наклоненного зеркала 4. Поток Φ_1 , отражаясь от зеркала 4, а затем от зеркала 5, попадает на фотозлемент 3. Поток Φ_2 проходит через зеркало 4, отражается от объекта 1, затем от зеркала 4 и попадает на фотозлемент 3. В фотозлементе 3 потоки складываются. При изменении расстояния до объекта интенсивность суммарного потока будет изменяться, что вызовет модуляцию фототока. Число подсчитанных с помощью счетчика 2 периодов k фототока и перемещение объекта на расстояние L_x связаны соотношением $L_x = k\lambda/2$, где λ — длина волны света. При измерении расстояния до 1 м погрешность составляет 0,1—1 мкм.

Лазеры применяют в приборах для измерения скорости перемещения объектов. При этом используют изменение частоты излучения (эффект Доплера).

Приборы для измерений давления (манометры). Для измерения давлений широко используют тензорезисторы. На рис. 11-33 показано устройство и принцип действия манометра, предназначенного для измерения давлений. В приборе измерительный преобразователь — стальной цилиндр с наклеенными проволочными тензорезисторами R_T и R_K , включенными в мост, и усилитель

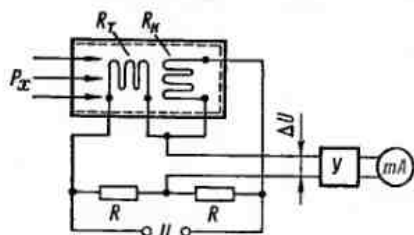


Рис. 11-33. Манометр с тензорезистивными преобразователями

Рис. 11-34. Индукционный расходомер

У с миллиамперметром на выходе. Относительная деформация поверхности цилиндра зависит от давления следующим образом: $\epsilon_t = P_x r / (Eh)$, где P_x — измеряемое давление; r и h — соответственно радиус и толщина стенок цилиндра; E — модуль упругости стали. Деформация ϵ_t воспринимается рабочим тензорезистором R_T . Компенсационный тензорезистор R_K , наклеенный вдоль образующей цилиндра, служит для температурной компенсации. При постоянстве питающего моста напряжения сигнал на выходе моста ΔU пропорционален измеряемому давлению.

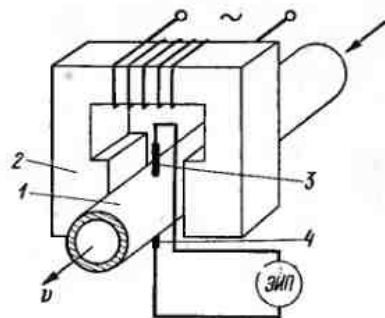
Серийно выпускают электрические манометры с преобразователями на основе тензорезисторов в интегральном исполнении (см. § 11-2); они предназначены для измерения давлений в диапазоне 0—100 МПа; приведенная погрешность приборов $\pm 0,5\%$.

Благодаря хорошим динамическим свойствам тензорезисторные манометры применяют для измерения быстроменяющихся давлений. В этом случае выходное напряжение моста регистрируют светолучевым или электронно-лучевым осциллографом.

Прибор для измерений скорости (расхода) жидкости. Для измерения скорости (расхода) электропроводной жидкости находят применение индукционный расходомер, принцип действия которого основан на том, что при движении потока электропроводной жидкости в магнитном поле, согласно закону электромагнитной индукции, в ней наводится ЭДС.

На рис. 11-34 показан индукционный расходомер. В трубе 1 из немагнитного материала протекает электропроводная жидкость. Поток жидкости пронизывается переменным магнитным полем, создаваемым электромагнитом 2. В потоке возникает ЭДС, которая подводится к измерительному прибору ЗИП с помощью электродов 3 и 4. ЭДС на электродах $E = k\omega Bdv = 4k\omega BQ / (\pi d)$, где k — коэффициент; ω — угловая частота магнитного потока; B — индукция магнитного потока; d — внутренний диаметр трубы; v — средняя (по сечению трубы) скорость жидкости; $Q = v\pi d^2/4$ — расход, т. е. количество жидкости, проходящей через сечение трубы в единицу времени.

Преобразователи этих расходомеров практически безынерционны, поэтому индукционные расходомеры целесообразно использовать для измерения переменных во времени расходов. По-



казания индукционного расходомера не зависят от физических параметров жидкости (давления, температуры, плотности, вязкости). Кроме того, этот расходомер не создает дополнительного сопротивления для потока жидкости.

Индукционный расходомер имеет погрешность, обусловленную появлением дополнительных ЭДС, наводимых в цепи электродов. Основная погрешность таких приборов находится в пределах $\pm(1,0-2,5)\%$.

11-5. ПРИБОРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ КОНЦЕНТРАЦИИ ЖИДКОЙ И ГАЗООБРАЗНОЙ СРЕДЫ

Общие сведения. Приборы для измерения концентрации жидких и газообразных сред основаны на физико-химических явлениях, происходящих в исследуемых средах. Наибольшее применение получили приборы с электролитическими и гальваническими преобразователями и с перегревными терморезисторами.

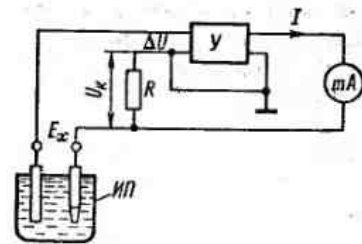
Приборы для измерений концентрации растворов по водородному показателю (рН-метры). Приборы, предназначенные для анализа жидких растворов по водородному показателю рН, называют рН-метрами и широко применяют для контроля различных химических процессов.

Эти приборы состоят из гальванического преобразователя (см. § 11-2) и электроизмерительного прибора. На практике используют различные гальванические преобразователи, выбор которых определяется пределами измерения рН и условиями эксплуатации преобразователей. ЭДС гальванических преобразователей измеряют при помощи специальных компенсаторов с ручным и автоматическим уравновешиванием или электронных милливольтметров.

На рис. 11-35 приведена упрощенная схема электронного рН-метра, работающая по принципу уравновешивающего преобразования. На вход усилителя $У$, охваченного глубокой отрицательной обратной связью, подается ЭДС E_x гальванического преобразователя ИП, при этом $\Delta U = E_x - U_k$, где U_k — компенсирующее напряжение цепи обратной связи усилителя. При достаточно большом коэффициенте усиления $E_x \approx U_k$ или $E_x \approx IR$. Так как $E_x = f(\text{pH})$, ток $I \approx f(\text{pH})/R$, т. е. показания миллиамперметра определяются значением рН раствора.

Для автоматической компенсации температурной погрешности, обусловленной изменением E_x от влияния температуры, используют медный терморезистор R , помещаемый в контролируе-

Рис. 11-35. Схема электронного рН-метра



мый раствор вместе с электродами преобразователя. Сопротивление терморезистора выбирают таким, чтобы изменения ЭДС E_x и компенсирующего напряжения U_k при изменении температуры раствора взаимно компенсировались.

Электронный лабораторный рН-метр (типа рН-121), построенный по схеме рис. 11-35, имеет пределы измерений рН от -1 до $+14$. Основная погрешность прибора $\pm 0,05$ единиц рН.

Для измерения ЭДС гальванических преобразователей в промышленных условиях применяют автоматические компенсаторы с большим входным сопротивлением (не менее 10^{10} Ом).

Приборы для измерений концентрации компонентов газовых смесей. Приборы, предназначенные для анализа газовых смесей, называют газоанализаторами. Их работа основана на различных принципах.

В качестве примера рассмотрим газоанализатор для определения процентного содержания водорода в газовой смеси. В этом приборе используют зависимость теплопроводности газовой смеси от содержания водорода, теплопроводность которого отличается от теплопроводности остальных компонентов смеси. Для определения теплопроводности смеси применяют перегревные терморезисторы.

На рис. 11-36 показана упрощенная схема газоанализатора из двух неравновесных мостов — измерительного I и сравнения II , питаемых от одного источника переменного тока. Терморезисторы в плечах мостов, выполненные из платиновой проволоки и помещенные в стеклянные баллончики, расположены в одном металлическом блоке. Рабочие терморезисторы 1 и 4 измерительного моста омываются анализируемой смесью, компенсационные терморезисторы 2 и 3 измерительного моста и терморезисторы 6 и 7 моста сравнения находятся в запаянных баллончиках, наполненных постоянной по составу газовой смесью, содержащей водород в количестве, соответствующем нижнему пределу измерений газоанализатора. Терморезисторы 5 и 8 моста сравнения также находятся в баллончиках с постоянным составом газовой смеси, соответствующим верхнему пределу измерений прибора. В диагонали моста сравнения имеется реохорд R_p , в диагонали измерительного моста — нагрузочный резистор $R_{нагр}$. Мост сравнения постоянно находится в неравновесном состоянии; измери-

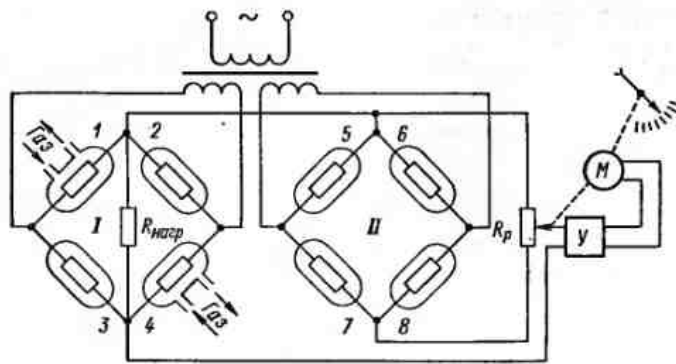


Рис. 11-36. Схема газоанализатора на основе зависимости изменения теплопроводности газовой смеси от ее состава

тельный мост — в равновесии лишь при пропускании через рабочие камеры газовой смеси с содержанием водорода, соответствующим нижнему пределу измерений прибора. С увеличением содержания водорода в исследуемой газовой смеси измерительный мост выходит из равновесного состояния и на его диагонали (на резисторе $R_{нгр}$) появляется напряжение, которое автоматически компенсируется напряжением, снимаемым с реохорда R_p .

Для автоматической компенсации в приборе предусмотрен усилитель $У$ переменного тока с реверсивным двигателем $М$ на выходе. Двигатель механически связан с подвижным контактом реохорда и указателем.

Таким образом, каждому значению определяемого компонента в анализируемой газовой смеси соответствует определенное положение подвижного контакта реохорда, а следовательно, и положение указателя.

Мост сравнения исключает влияние на результат измерения некоторых внешних факторов: температуры, напряжения питания.

Газоанализаторы выпускают на различные пределы измерений (в процентах содержания водорода): 0—3; 0—10; 0—20; 0—30 и т. д. Основная погрешность газоанализатора при 20 °С не превышает $\pm 1\%$ (ТП1114). Запаздывание показаний газоанализатора без учета газопроводящих линий не более 2 мин.

12-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Усложнение современного производства, развитие научных исследований в различных направлениях привело к необходимости измерять или контролировать одновременно сотни, а иногда и тысячи физических величин. При этом наметился переход к приятию решений на основании использования результатов не отдельных измерений, а потоков измерительной информации, интенсивность которых возрастает за счет увеличения частотного диапазона и числа измеряемых величин. Например, контроль за состоянием космической станции «Салют-7» осуществляется при помощи 2100 первичных измерительных преобразователей, причем в одну секунду проводится 25 600 измерений.

Естественная физиологическая ограниченность возможностей человека в восприятии и переработке больших объемов информации привела к возникновению такого вида средств измерений, как измерительные информационные системы (ИИС) (см. § 4-1).

По функциональному назначению ИИС делят на измерительные системы, системы автоматического контроля, системы технической диагностики.

В последнее время получили распространение измерительно-вычислительные комплексы (ИВК) — вид ИИС, в состав которых входит свободно программируемая ЭВМ, используемая не только для обработки результатов измерения, но и для управления самим процессом измерения, а также для формирования управляющих воздействий на объект исследования (см. гл. 13).

По организации алгоритма функционирования ИИС различают системы с жестким заранее заданным алгоритмом функционирования, программируемые системы и адаптивные системы. В системах с жестким алгоритмом функционирования алгоритм работы ИИС не меняется, в связи с чем такая система может применяться для исследования объектов, работающих в определенном режиме. В программируемых системах алгоритм работы изменяется в соответствии с заранее заданной программой, которая составляется в зависимости от условий функционирования объекта исследования. В адаптивных системах алгоритм работы, а иногда и структура ИИС изменяются, приспособляясь к изменениям измеряемых величин и условий работы объекта исследования, в связи с чем адаптивная система может приме-

няться для исследований объектов, различающихся по своим характеристикам. При построении адаптивной ИИС требуется меньше количество предварительной информации, чем при построении измерительных информационных систем с жестким алгоритмом функционирования, что имеет большое значение при исследовании новых объектов, характеристики которых еще мало известны.

Наиболее перспективным методом проектирования ИИС в настоящее время является принцип агрегатно-модульного построения различных систем из сравнительно ограниченного набора выпускаемых промышленностью унифицированных узлов.

Агрегатно-модульный принцип построения ИИС предполагает применение стандартных интерфейсов, под которыми понимают как совокупность правил протоколов и программного обеспечения процесса обмена информацией, так и технические средства сопряжения модулей в системе (см. гл. 13). Наиболее распространенными для ИИС в настоящее время являются приборный интерфейс и интерфейс КАМАК. Приборный интерфейс отличается сравнительной простотой и может использоваться при построении относительно простых и медленно действующих систем. Интерфейс КАМАК применяется в ИИС, предназначенных для исследования сложных объектов с быстропротекающими процессами.

Исходя из функций ИИС, основными из которых являются получение измерительной информации от объекта исследования, ее обработка, представление информации оператору или ЭВМ, формирование управляющих воздействий на объект исследования, на рис. 12-1 представлена обобщенная структурная схема ИИС, содержащая следующие устройства:

1) устройство измерения, включающее в себя первичные и вторичные измерительные преобразователи и собственно измерительное устройство, выполняющее операции сравнения с мерой, квантование, кодирование; в это же устройство может входить и коммутатор.

2) устройство обработки измерительной информации, выполняющее обработку измерительной информации по определенному алгоритму (сокращение избыточности, математические операции, модуляция и т. п.);

3) устройство хранения информации;

4) устройство представления информации в виде регистраторов и индикаторов;

5) устройство управления, служащее для организации взаимодействия всех узлов ИИС;

6) устройство воздействия на объект, включающее в себя генераторы стимулирующих воздействий.

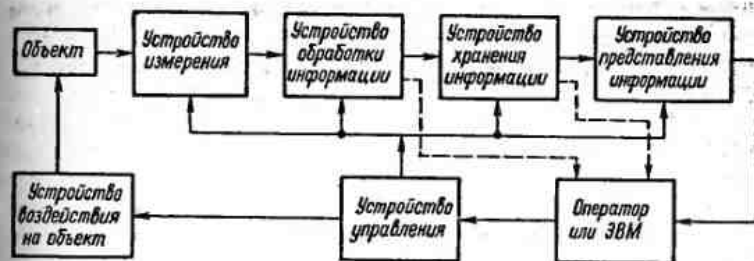


Рис. 12-1. Структурная схема ИИС

Информация от ИИС может выдаваться оператору или поступать в ЭВМ. Оператор и ЭВМ могут воздействовать на устройство управления ИИС, меняя соответственно программу ее работы. В ряде ИИС некоторые устройства и связи могут отсутствовать или видоизменяться. Так, могут отсутствовать устройства воздействия на объект, хранения и обработки информации. При наличии в составе ИИС ЭВМ информация к ЭВМ может поступать непосредственно от устройств обработки или (и) хранения.

В зависимости от способа организации передачи информации между функциональными узлами (ФУ), являющимися приемниками и передатчиками информации, различают цепочечную, радиальную и магистральную структуры ИИС.

В ИИС с цепочечной структурой (рис. 12-2, а) передача информации осуществляется последовательно от одного ФУ к другому, а все ФУ выполняют заранее заданную операцию над входным сигналом. ИИС с такой структурой относительно проста, но функциональные возможности ее ограничены.

В ИИС с радиальной структурой (рис. 12-2, б) обмен сигналами между ФУ происходит через центральное устройство управления — контроллер, который задает режим работы ФУ, изменяет число и состав взаимодействующих ФУ, а также связи между

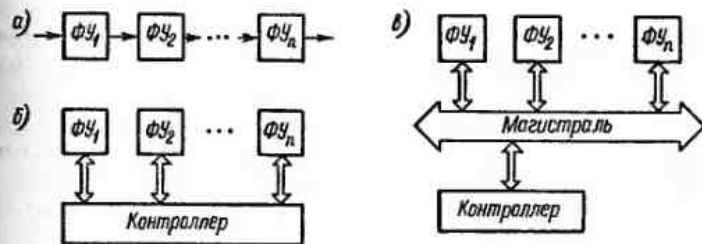


Рис. 12-2. Цепочечная (а), радиальная (б) и магистральная (в) структурные схемы передачи данных

ними, что приводит к изменению функций ИИС. В этой структуре каждый ФУ подключается к контроллеру посредством индивидуальных шин. Недостатком радиальной структуры является увеличение контроллера при увеличении числа ФУ.

В ИИС с магистральной структурой (рис. 12-2, в) существует общая для всех ФУ магистраль, по которой передаются сигналы взаимодействия ФУ. Такая структура позволяет легко наращивать число функциональных узлов в системе.

Существует также радиально-цепочечные и радиально-магистральные структуры, представляющие собой комбинации рассмотренных структур.

Физические величины, измеряемые и контролируемые с помощью ИИС, весьма разнообразны. Для того чтобы ИИС были универсальными, т. е. пригодными для измерения и контроля разнообразных величин, измеряемые и контролируемые величины представляют унифицированными электрическими сигналами. Унификация заключается в линеаризации зависимости информативного параметра сигнала от измеряемой величины и в приведении максимального и минимального размера информативного параметра к заданным значениям.

В ИИС применяют следующие унифицированные сигналы:

1. Непрерывные сигналы в виде постоянных и переменных токов и напряжений, параметры которых (мгновенные, средние, действующие значения, частота, период, угол фазового сдвига между двумя переменными токами или напряжениями) являются информативными параметрами. Диапазоны изменения параметров некоторых непрерывных унифицированных сигналов нормированы государственными стандартами. Эти сигналы называют нормированными. Приведение (нормирование) параметров сигналов к определенному уровню осуществляется так называемыми нормирующими измерительными преобразователями.

2. Импульсные сигналы в виде серии импульсов постоянного тока, параметры которых (амплитуда, частота, длительность импульсов или интервалов) являются информативными параметрами.

3. Кодово-импульсные сигналы, например, в виде импульсов постоянного тока или напряжения, комбинации которых передают значения кодированных измеряемых величин.

Применение тех или иных унифицированных сигналов зависит от требуемых характеристик ИИС, вида канала связи, формы представления измерительной информации (аналоговая или цифровая), используемой элементной базы и др.

12-2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

Общие понятия. К измерительным системам (ИС) относят ИИС, в которых преобладает функция измерения, а функции обработки и хранения незначительны или отсутствуют совсем. Измерительные системы делят на системы ближнего действия и системы дальнего действия — телеизмерительные системы (см. § 12-3).

На вход ИС поступает множество величин $\{x_i\}_n^t$, изменяющихся во времени и (или) распределенных в пространстве. На выходе ИС получают результаты измерений в виде именованных чисел или отношений измеряемых величин. Такие системы могут выполнять прямые, косвенные, совместные и совокупные измерения. Наиболее распространены измерительные системы для прямых измерений.

Для всех ИС характерным является наличие воспринимающих элементов — первичных измерительных преобразователей, в дальнейшем именуемых датчиками (D), элементов сравнения (C), мер M и элементов выдачи результата BP . Перечисленные элементы являются основой для построения ИС. В зависимости от вида и числа различных элементов в структуре ИС делят на многоканальные ИС, или ИС с параллельной структурой; сканирующие ИС, или ИС с последовательной структурой; мультиплицированные ИС, или ИС с общей мерой; многоотчетные ИС, или ИС с параллельно-последовательной структурой.

Многоканальные ИС. Эти системы представляют собой один из самых распространенных видов ИС и содержат в каждом измерительном канале полный набор элементов (рис. 12-3). Многоканальные ИС обладают наиболее высокой надежностью, наиболее высоким быстродействием при одновременном получении результатов измерений, возможностью индивидуального подбора средств измерений к измеряемым величинам, что исключает иногда необходимость унификации сигналов. Недостаток таких систем — повышенная сложность и стоимость. Имеются также трудности в организации рационального представления измерительной информации оператору.

Сканирующие ИС. Эти системы последовательно во времени выполняют измерения множества величин с помощью одного канала измерения и содержат один набор элементов и так называемое сканирующее устройство ($СкУ$) (рис. 12-4). Сканирующее устройство перемещает датчик, называемый в этом случае сканирующим датчиком, в пространстве, причем траектория движения датчика может быть заранее запрограммирована (пассивное сканирование) либо может изменяться в зависимости от полученной и процессе сканирования информации (активное сканирование).

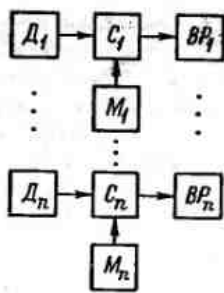


Рис. 12-3. Структурная схема многоканальной ИС

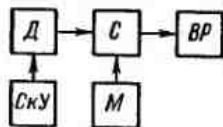


Рис. 12-4. Структурная схема сканирующей ИС

Сканирующие ИС применяют в случае, когда измеряемая величина распределена в пространстве. При исследовании параметрических полей (температур, давлений, механических напряжений и т. д.) такие ИС дают количественную оценку значений параметров полей в заданных точках. Иногда с помощью сканирующих ИС определяют экстремальные значения параметров исследуемых полей либо находят места равных значений этих параметров. Недостатком этих ИС является относительно малое быстродействие из-за последовательного выполнения операций измерения для всех измеряемых величин.

Мультиплицированные ИС. Эти системы позволяют в течение одного цикла изменения известной величины (развертки) выполнить сравнение со всеми измеряемыми величинами, т. е. определить множество величин без применения коммутирующих узлов. Мультиплицированные системы содержат в каждом измерительном канале элементы D , C , VP и общий для всех каналов элемент M (рис. 12-5). Мультиплицированные ИС называют еще системами с развертывающим уравниванием.

Обычно в этих системах измеряемая величина x сравнивается с линейно изменяющейся величиной x_k (см. § 8-3). Если зафиксировать момент начала развертки и момент равенства x и x_k , то может быть сформирован интервал t_x , пропорциональный значению x_k в момент равенства x и x_k . В системе с числом измерительных каналов, большим одного, при необходимости выдачи результата на одно общее устройство регистраций или индикации могут возникнуть трудности в разделении сигналов от элементов сравнения C . В этом случае рабочий диапазон сигнала x_k делят на зоны по числу измеряемых величин, причем каждой измеряемой величине соответствует своя зона. При этом, кроме момента равенства x и x_k , должны фиксироваться моменты достижения сигнала x_k нижней границы каждой зоны.

Если измеряемые величины $\{x_i\}^n$ сравниваются со ступенчато изменяющейся величиной x_k (см. § 8-3), то значительно упрощается получение результата измерения в цифровом виде. На рис. 12-6 показана мультиплицированная ИС, где мера M содержит цифро-аналоговый преобразователь ЦАП, пересчетную схему ПС, генератор импульсов Γ , входы останова и запуска которого через логические элементы ИЛИ, реализующие операцию логического сложения, соединены соответственно с выходами элементов сравнения C и выдачи результатов VP . В момент равенства измеряемой величины одного или нескольких измерительных каналов и известной величины на выходе ЦАП соответствующие элементы сравнения срабатывают и генератор Γ останавливается. На выходе ПС окажется значение измеренных величин в коде, подаваемое на элементы VP (индикаторы, регистраторы и т. п.). По окончании выдачи результата генератор вновь запускается и работа системы продолжается. При общем для всех измерительных каналов элементе VP (например, при вводе информации в ЭВМ) одновременно с регистрацией значений измеряемой величины необходимо фиксировать номер датчика или применять иные способы, позволяющие относить полученные результаты измерения к соответствующим датчикам.

Мультиплицированные системы имеют меньшее число элементов по сравнению с ИС параллельного действия и при наличии индивидуальных элементов VP могут обеспечить практически такое же быстродействие. Недостатком мультиплицированных ИС является большое число элементов сравнения, равное числу измеряемых величин. При измеренных сигналах низкого уровня элементы сравнения обычно значительно усложняются.

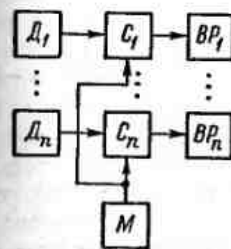


Рис. 12-5. Структурная схема мультиплицированной ИС

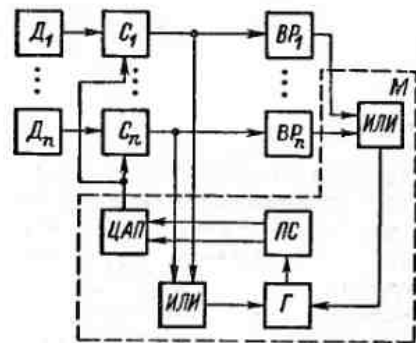


Рис. 12-6. Структурная схема мультиплицированной цифровой ИС

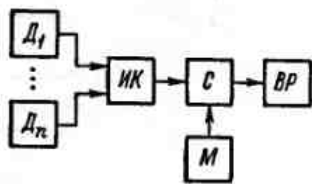


Рис. 12-7. Структурная схема многооточечной ИС

Многооточечные ИС. Эти системы применяют для исследования сложных объектов с большим числом измеряемых величин. Число измерительных каналов в таких системах может достигать нескольких тысяч. Многократное последовательное использование отдельных узлов измерительного тракта приводит к последовательно-параллельному принципу действия таких систем и к минимальной сложности ИС.

Для согласования действия узлов ИС, работающих параллельно и последовательно во времени, в таких системах применяют измерительные коммутаторы ИК для коммутации аналоговых сигналов датчиков D (рис. 12-7). Измерительные коммутаторы должны обладать заданными метрологическими характеристиками (погрешность коэффициента передачи, быстродействие коммутатора и др.).

Относительная погрешность коэффициента передачи коммутатора определяется по формуле

$$\delta = (A_{\text{вых}} - A_{\text{вх}}) / A_{\text{вх}} = A_{\text{вых}} / A_{\text{вх}} - 1 = \beta_k - 1,$$

где $A_{\text{вых}}$, $A_{\text{вх}}$ — информационные параметры сигналов на выходе и входе коммутатора; β_k — коэффициент передачи коммутатора. Погрешность δ определяется, главным образом, остаточными параметрами ключевых элементов, используемых в коммутаторе, а именно остаточными ЭДС и сопротивлениями замкнутого и разомкнутого ключей. Погрешность зависит также от числа измерительных каналов и от выходного сопротивления датчика и входного сопротивления следующего после коммутатора узла (например, элемента C).

Быстродействие коммутатора обычно определяется допустимым числом переключений в секунду и зависит прежде всего от применяемых элементов.

Наибольшее распространение получили электронные коммутаторы, состоящие из ключей и устройства управления. Коммутаторы могут быть одноступенчатые и многоступенчатые. Число ступеней коммутации зависит от числа датчиков, а также от условий эксплуатации ИС.

Достоинством многооточечных ИС является меньшее количество оборудования по сравнению с многоканальными системами,

возможность наращивания числа измерительных каналов за счет коммутатора. Недостатком этих систем по сравнению с рассмотренными выше ИС является пониженное быстродействие при большом числе опрашиваемых датчиков и некоторое снижение точности за счет остаточных параметров ключей коммутатора.

12-3. ТЕЛЕИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

Общие понятия. В различных областях науки и техники возникает необходимость осуществлять измерения на объектах, находящихся на значительном расстоянии от средств представления или последующей обработки (например, с помощью ЭВМ) информации. Такая необходимость возникает при измерениях параметров движущихся объектов, при измерениях параметров объектов, рассредоточенных по площади (большие промышленные предприятия, газо- и нефтепроводы), а также при измерениях параметров объектов, непосредственное нахождение человека около которых является невозможным (например, объекты атомной энергетики). Все эти, а также многие другие задачи решают телеизмерительные системы (ТИС).

Отличие ТИС от измерительных систем ближнего действия (см. § 12-2) заключается в наличии у ТИС специального канала связи. Под каналом связи понимают совокупность технических средств, необходимых для передачи информации от различных источников. Одной из основных частей канала связи является линия связи, под которой понимается физическая среда, по которой передается информация на значительное расстояние. Различают проводные линии связи, радиолнии и оптические линии связи. Основная характеристика канала связи — полоса пропускания частот, которая зависит от вида канала связи и наличия помех.

Для передачи информации от нескольких источников по одной линии связи применяют различные принципы разделения каналов. Наиболее часто используют временное и частотное разделение каналов.

При временном разделении происходит последовательная передача по линии связи значений отдельных измеряемых величин. В таких ТИС разделение измерительных каналов производится с помощью коммутаторов (см. § 12-2).

При частотном разделении возможна одновременная (параллельная) передача по линии связи значений нескольких измеряемых величин. Для передачи каждой величины используют определенную, для каждой величины свою, полосу частот.

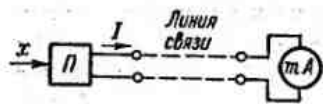


Рис. 12-8. Структурная схема токовой ТИС

В зависимости от информативного параметра сигнала, которым передается значение измеряемой величины по линии связи, ТИС делят на токовые, частотные, время-импульсные и цифровые системы.

Токовые телеизмерительные системы. В токовых ТИС, называемых еще системами интенсивности, размер измеряемой величины передается по проводным линиям связи постоянным током (0—5 мА), вырабатываемым преобразователем П (рис. 12-8). На принимающей стороне такой ТИС обычно устанавливается магнитоэлектрический миллиамперметр. Токовые ТИС являются наиболее простыми, а потому дешевыми и надежными. В одноканальной ТИС (рис. 12-8) миллиамперметр на принимающей стороне не реагирует на помехи в линии связи, так как среднее значение помех обычно равно нулю.

В многоканальных ТИС применяют временное разделение каналов, т. е. на передающей и принимающей сторонах ТИС устанавливают измерительные коммутаторы, а принимающие приборы, кроме того, снабжают блоками памяти для хранения показаний до очередного подключения коммутатора. При этом система значительно усложняется, а быстрдействие ее ограничивается необходимостью усреднения помехи. Поэтому в многоканальных токовых ТИС применяют только спорадическую коммутацию измерительных каналов, т. е. коммутацию по вызову оператора.

Дальность действия токовых ТИС ограничивается погрешностью, вносимой непостоянством параметров линии связи (сопротивления проводов и изоляции между проводами). Практически по воздушным линиям связи дальность действия ТИС составляет 7—10 км, по кабельным каналам — 20—25 км.

Частотные телеизмерительные системы. В частотных ТИС значения измеряемых величин передаются по линии связи частотой синусоидального тока или импульсов постоянного тока. Передача «частотных» сигналов может осуществляться как по проводным линиям связи, так и по другим линиям. Возможна параллельная передача нескольких значений измеряемых величин по одной линии связи путем частотного разделения измерительных каналов.

Обобщенная структурная схема одного канала частотной ТИС приведена на рис. 12-9. Частота переменного тока (или



Рис. 12-9. Структурная схема частотной ТИС

импульсов постоянного тока) f_x на выходе передающего устройства ПУ обычно зависит от измеряемой величины: $f_x = f_{\min} + k_1 x$ или $f_x = f_{\min} + k_2 (f_{\max} - f_{\min}) x$, где f_{\min} и f_{\max} — минимальная и максимальная частоты сигнала; k_1 и k_2 — коэффициенты преобразования. Переданный по линии связи ЛС частотный сигнал преобразуется приемником Пр либо в аналоговый сигнал (ток или напряжение) для получения значения измеряемой величины аналоговым прибором, либо в код для выдачи результата измерения в цифровой форме. Воспроизведение результатов измерения в той или иной форме осуществляется блоком выдачи результатов ВР.

В настоящее время частотные системы широко распространены как системы дальнего действия — сотни километров. Из-за перекрестных искажений и помех по соседнему частотному каналу число одновременно передаваемых сообщений в настоящее время не превышает 18.

Время-импульсные телеизмерительные системы. В таких ТИС значение измеряемой величины передается по линии связи длительностью импульсов постоянного тока или интервалами между импульсами. Длительность импульсов обычно определяется следующей зависимостью:

$$\tau = \tau_{\min} + \frac{\tau_{\max} - \tau_{\min}}{x_{\max} - x_{\min}} (x - x_{\min}),$$

где τ_{\min} и τ_{\max} — минимальная и максимальная длительности импульса; x — измеряемая величина с минимальным x_{\min} и максимальным x_{\max} значениями. Период повторения импульсов должен превышать τ_{\max} .

Структурная схема многоканальной время-импульсной системы с временным разделением каналов, представленная на рис. 12-10, содержит на передающей стороне измерительный коммутатор ИК и время-импульсный преобразователь ВИП, т. е. преобразователь унифицированного напряжения $U_1 - U_n$ (или тока) во временной интервал (см. § 8-3). На принимающей стороне система содержит преобразователь временного интервала в код ПВК, кодовый переключатель КП, регистры $P_{g1} - P_{gn}$, запоминающие коды каждого канала, узел выдачи результатов ВР, который может быть единым многоканальным блоком либо представлять собой набор индивидуальных средств представления информации (индикация, регистрация).

Время-импульсные ТИС относят к системам дальнего действия; с радиоканалом дальность действия такой системы составляет сотни и даже тысячи километров.

Цифровые телеизмерительные системы. В цифровых ТИС, называемых еще кодово-импульсными системами, значение изме-

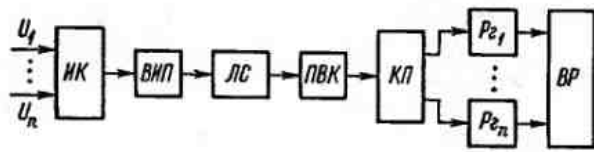


Рис. 12-10. Структурная схема время-импульсной ТИС с временным разделением каналов

ряемой величины передается по линии связи кодовой комбинацией в виде комбинации импульсов. Наиболее часто применяется двоичный код, который на принимающей стороне преобразуется в единично-десятичный код, более удобный для цифрового воспроизведения измеряемой величины (см. § 8-1).

Помехи в линии связи могут привести к искажению кода, а следовательно, и к погрешности измерения. Для повышения помехозащищенности ТИС применяют специальные коды — коды с обнаружением и исправлением ошибок, вызванных помехами. Принцип построения таких кодов базируется на создании избыточности кодовых комбинаций, и из всех возможных кодовых комбинаций выбирается та часть, которая подчиняется определенному закону. Остальные комбинации считаются запрещенными. Это позволяет исключать некоторые кодовые комбинации, подвергшиеся действию помех. При таком построении кодов может быть выявлена лишь часть ошибок, так как не исключена возможность перехода под действием помех одной разрешенной комбинации в другую разрешенную комбинацию.

На рис. 12-11 приведена одна из возможных структурных схем передающего устройства цифровой ТИС. Унифицированные сигналы, например напряжения $U_1 — U_n$, от измерительных преобразователей (на схеме не показаны) поступают на входы измерительного коммутатора ИК, поочередно подключающего эти сигналы к аналого-цифровому преобразователю АЦП. Параллельный код с выхода АЦП подается на преобразователь ПК параллельного кода в последовательный, который управляет также формирователем контрольных символов ФКС для образования помехозащищенного кода и переводит ИК в следующее положение, а также формирует так называемую синхросерию — код, используемый для цикловой синхронизации приемника. Частота опроса измеряемых величин задается генератором тактовых импульсов ГТИ. Последовательный код от ПК и ФКС через выходное устройство ВУ поступает в линию связи.

Приемное устройство цифровой ТИС в качестве средств представления информации может содержать столько аналоговых приборов, сколько измеряемых величин, либо цифровые приборы

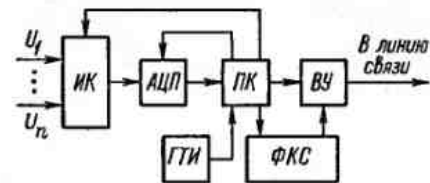


Рис. 12-11. Структурная схема передающего устройства цифровой ТИС

и регистраторы. При использовании аналоговых приборов устройство существенно проще. На рис. 12-12 приведена возможная структурная схема такого приемника. Код линии связи поступает во входное устройство ВУ, в котором восстанавливаются импульсы кода, искаженные в линии связи. Из устройства ВУ кодовые сигналы поступают в преобразователь ПК последовательного кода в параллельный и через запоминающие регистры ($Pz_1 — Pz_n$) — на цифро-аналоговые преобразователи ЦАП₁ — ЦАП_n. Узел цикловой синхронизации ЦС выделяет синхроимпульсы и устанавливает распределитель каналов РК в исходное положение, который поочередно разрешает запись в регистры $Pz_1 — Pz_n$ синхронно и синфазно с измерительным коммутатором передающего устройства, поскольку генератор ГТИ синхронизирован блоком внутрициклового синхронизации ВЦС с генератором передающего устройства. При поступлении из линии связи неискаженной кодовой комбинации устройство контроля УК выдает сигнал разрешения на все регистры $Pz_1 — Pz_n$, но записывается код только в тот регистр, на который подан разрешающий сигнал с РК.

Наиболее существенными достоинствами цифровых ТИС являются высокие метрологические характеристики, возможность работы по различным каналам связи, высокая помехозащищенность и возможность вывода информации в ЭВМ. Относительная сложность — недостаток цифровых ТИС.

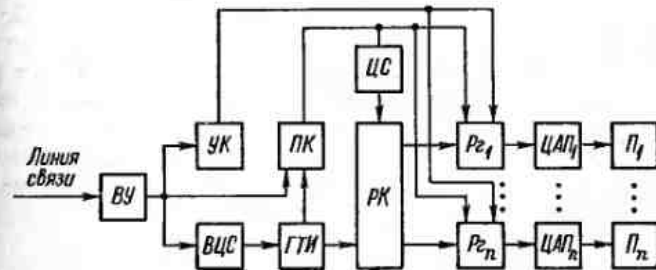


Рис. 12-12. Структурная схема принимающего устройства цифровой ТИС

12-4. СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ И ТЕХНИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ

Общие понятия. Системы автоматического контроля (САК) и системы технической диагностики (СТД) являются разновидностями ИИС, с помощью которых осуществляется контроль за состоянием различных объектов.

Отличием СТД от САК является то, что СТД не только выдает информацию о исправности или неисправности контролируемого объекта, но и указывает место неисправности. Практически любая СТД имеет в своем составе устройство воздействия на объект в виде генераторов стимулирующих воздействий, в то время как САК может не иметь таких устройств.

Системы автоматического контроля. Современные САК делят на системы, в которых осуществляется непрерывный контроль параметров объекта, и системы с дискретным последовательным контролем этих параметров. Система с непрерывным контролем параметров объекта, структурная схема канала которой представлена на рис. 12-13, содержит в каждом канале контроля сравнивающее устройство $СУ$ и устройство индикации отклонений $ИО$, причем число этих устройств в каждом канале зависит от числа установленных границ изменения параметра. Практически таких границ (норм) может быть от одной до четырех: предупредительная «меньше», предупредительная «больше», аварийная «меньше» и аварийная «больше». Устройство выработки и хранения норм $Н$ может быть общим для многих каналов или индивидуальным для отдельных каналов. Системы с непрерывным контролем требуют большого количества оборудования и потому применяются только для контроля наиболее ответственных параметров, для которых необходимо обеспечить высокую надежность контроля и своевременность выдачи результата контроля.

Системы автоматического контроля с дискретным последовательным контролем являются наиболее распространенными. Они требуют меньшего количества оборудования и потому более дешевы. Структурная схема такой системы представлена на рис. 12-14. Контролируемые величины, преобразованные в унифицированные сигналы, например напряжения $U_1 - U_n$, через измерительный коммутатор $ИК$ поочередно поступают на сравнивающее устройство $СУ$, где сравниваются с нормами. При наличии нескольких норм у одного контролируемого параметра нормы могут меняться во время контроля данного параметра. Изменение норм и переключение $ИК$ осуществляется с помощью устройства управления $УУ$. Средство представления информации $СПИ$ может содержать устройства индикации отклонений (общие,

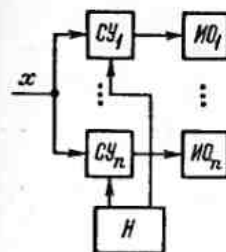


Рис. 12-13. Структурная схема одного канала САК с непрерывным контролем

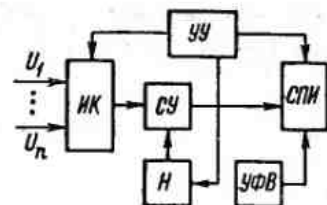


Рис. 12-14. Структурная схема САК с дискретным контролем

групповые или индивидуальные) и устройства цифровой регистрации. Кроме суждений о состоянии контролируемого параметра, $СПИ$ также выдает и регистрирует номер контролируемого канала (от $УУ$) и время наступления события (от устройства формирования сигналов времени $УФВ$).

Недостаток этих систем — большая избыточность операций контроля, так как частота проведения контроля выбирается с учетом экстремальных динамических свойств контролируемых параметров. В то же время из-за недостаточности предварительных сведений о динамических свойствах объекта или невозможности построения САК в соответствии с этими экстремальными свойствами может возникнуть ситуация, когда один или несколько параметров выйдут за пределы норм вследствие ожидания обслуживания и может быть пропущен предаварийный или даже аварийный режим работы объекта.

Выпускаемые промышленностью САК обычно являются комбинированными, т. е. наиболее важные параметры контролируются непрерывно, а по всем остальным параметрам осуществляется дискретный последовательный контроль.

Системы технической диагностики. По целевому назначению системы технической диагностики (СТД) делят на собственно диагностические и прогнозирующие. Собственно диагностические системы предназначены для установления диагноза, т. е. для обнаружения неисправности или подтверждения исправности проверяемого объекта. Прогнозирование является более трудной задачей и заключается в том, что по результатам проверки в предыдущие моменты времени предсказывается поведение объекта в будущем.

По характеру процедуры выработки оценки состояния объекта диагностики СТД делят на статистические и детерминиро-

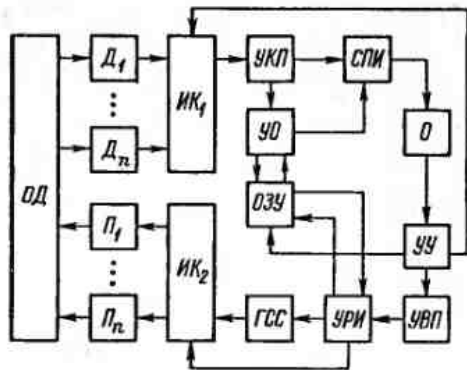


Рис. 12-15. Структурная схема системы технической диагностики

ванные. При статистической оценке состояния объекта решение выносится на основании измерений или проверок сигналов, характеризующих объект, а при детерминированной — параметры проверяемого объекта сравнивают с параметрами объекта, принятого за образцовый. Обычно вместо образцового объекта используют сигналы, имитирующие его поведение. Эти сигналы хранятся в соответствующих устройствах СТД.

Существуют следующие виды проверок: функциональная, алгоритмическая и логически-комбинационная. При функциональной проверке выявляют наличие сигнала на выходе объекта при поступлении сигнала на его вход; отсутствие выходного сигнала является отказом. При алгоритмической проверке в соответствии с алгоритмом работы объекта проверяется последовательность выполнения функций. Логически-комбинационная проверка, называемая также тестовой, позволяет обнаруживать неисправности на любом уровне. На вход проверяемого объекта в этом случае подают специальный диагностический тест, специальные стимулирующие сигналы.

Наиболее сложной задачей, возникающей при диагностике, является задача отыскания узла, вызвавшего неисправность. При этом каждая очередная проверка должна выполняться с учетом функциональной значимости каждого узла, относительных вероятностей возможных причин неисправности, относительных затрат времени, необходимого для осуществления проверки, а также полученной ранее информации. Существуют различные методы оптимизации программ диагностики, разработанные на основе указанных принципов.

Одна из возможных структурных схем системы технической диагностики представлена на рис. 12-15. Информация от объекта

диагностики *ОД* через датчики $D_1 — D_n$ с унифицированными выходными сигналами и измерительный коммутатор *ИК₁*, поступает на устройство контроля параметров *УКП*, содержащее устройство измерения и сравнения параметров с нормами. Результаты контроля поступают в устройство обработки *УО*, где могут сравниваться с образцовыми результатами, получаемыми из оперативного запоминающего устройства *ОЗУ*. Кроме того, в *ОЗУ* может быть записана программа проверки, поступающая от устройства ввода программы *УВП* через устройство распределения информации *УРИ*, которое управляет также работой генератора стимулирующих сигналов *ГСС* и измерительного коммутатора *ИК₂*, на вход которого подаются напряжения от *ГСС*. Эти напряжения с выходов *ИК₂* преобразуются преобразователями $P_1 — P_n$ в соответствующие сигналы, воздействующие на *ОД*. Такими сигналами могут быть как электрические сигналы, так и неэлектрические. Представление информации оператору *О* осуществляется средством представления информации *СПИ*. В зависимости от полученной информации оператор через устройство управления *УУ* может воздействовать на *УВП*, изменяя программу проверки.

12-5. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ АГРЕГАТНЫХ КОМПЛЕКСОВ ГОСУДАРСТВЕННОЙ СИСТЕМЫ ПРИБОРОВ И СРЕДСТВ АВТОМАТИЗАЦИИ

Увеличивающаяся потребность в различных ИИС привела к необходимости создания систем на основе агрегатных комплексов, т. е. наборов отдельных узлов и приборов, обладающих необходимой совместимостью (см. гл. 3). Наиболее распространенным принципом построения ИИС в настоящее время является блочно-модульный, предусматривающий построение системы из отдельных модулей, представляющих собой конструктивно и функционально законченные элементы (блоки) различных уровней сложности и степени эксплуатационной законченности. Наибольший эффект блочно-модульный принцип дает при создании ИИС на основе метода проектной компоновки, заключающейся в максимальном использовании средств агрегатных комплексов с применением расчетных методов определения характеристик ИИС по характеристикам отдельных узлов. Этот подход позволяет выбрать наилучший вариант построения ИИС, сократить сроки разработки.

Использование агрегатного принципа построения ИИС позволяет строить системы, легко перестраиваемые в процессе эксплуатации при изменении требований к системе, а отдельные функциональные узлы можно легко заменять на более совершенные.

В соответствии с ГОСТ 22317—77 «Средства агрегатные ИИС. Общие требования к комплексам нормируемых характеристик» устанавливаются функциональный, структурный и параметрический уровни описания агрегатных средств, соответствующих определенному этапу проектирования ИИС: функциональному, параметрическому и структурному синтезу.

В настоящее время разработано около 20 агрегатных комплексов как широкого назначения, так и специализированных. Наиболее применимыми для построения ИИС являются агрегатный комплекс средств электроизмерительной техники (АСЭТ) и агрегатный комплекс средств вычислительной техники (АСВТ).

Промышленность серийно выпускает некоторые типы ИИС на основе агрегатных комплексов, различающихся числом измерительных каналов, типом датчиков, применяемой элементной базой. Примерами таких систем могут служить измерительные системы К200 и К732.

Измерительная система К200 предназначена для сбора, преобразования, обработки и регистрации информации, представленной в виде напряжения постоянного тока. Число измеряемых величин в зависимости от модификации системы составляет от 1 до 40 или от 1 до 80; погрешность измерения напряжения не превышает $\pm 0,3\%$; время одного измерения примерно 40 мс. Погрешность и время измерения определяются характеристиками применяемого в системе цифрового измерительного прибора (приведенные параметры относятся к цифровому вольтметру Ф2000). Система может осуществлять также автоматическое сравнение результатов измерения с двумя заданными значениями (уставками) в цифровом коде. Система выполнена в стоечном варианте, ее конструкция соответствует требованиям АСЭТ.

Измерительная система К732 предназначена для сбора, обработки и представления информации о состоянии испытываемого объекта в процессе испытаний на прочность. Датчиками системы являются тензорезисторы. Число измеряемых величин в зависимости от модификации составляет от 1 до 127 или от 1 до 2540; погрешность определения изменения относительного сопротивления тензорезисторов $0,1—0,5\%$; время опроса всех измеряемых величин не более 1,3 с. Система выполнена в соответствии с требованиями АСЭТ.

13-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Измерительно-вычислительные средства (ИВС) — совокупность технических средств, обеспечивающих измерение, сбор, вычислительную обработку и распределение измерительной информации в системах управления технологическими процессами и объектами, при научных исследованиях и комплексных испытаниях систем и т. д.

К ИВС относятся как измерительные приборы, так и измерительные комплексы, содержащие аналоговые, цифровые или гибридные вычислительные (процессорные) средства. Соответственно различают измерительно-вычислительные приборы (ИВП) и измерительно-вычислительные комплексы (ИВК).

На основе ИВС создают информационно-измерительные приборы и системы (ИИС) нового поколения, отличительными чертами которых являются:

расширенные функциональные возможности в результате перепрограммирования в процессе обработки массивов измерительной информации;

улучшенные метрологические характеристики, например, в результате статистической обработки измерительных данных с учетом влияния внешних факторов.

На вычислительные средства, используемые в средствах измерений, могут быть возложены следующие функции:

фильтрация помех, выявление отклонений измеряемых величин от заданного уровня; внесение поправок в результаты измерений; учет влияния внешних факторов; вычисление результатов косвенных, совокупных и совместных измерений; определение статистических характеристик измеряемых величин; адаптация к условиям измерений и т. п.;

накопление, хранение и сервисная обработка измерительной информации (представление ее в виде таблиц, моделей и т. п.);

управление узлами средств измерений с целью организации запросов, очередности приоритетов, диалогового режима с операторами, обращение к памяти; контроль работоспособности узлов, контроль их метрологических характеристик и т. п.

В общем случае вычислительные средства, используемые в средствах измерений, обеспечивают автоматизацию измерительных процедур от начала измерения физических величин до получения окончательных результатов измерения.

Особое значение для развития ИВС имеют цифровые микропроцессоры (МП). В настоящее время микропроцессоры нашли применение в цифровых вольтметрах, самопишущих приборах, генераторах сигналов, осциллографах, графопостроителях, медицинских контрольно-измерительных приборах и других средствах измерений, работающих автономно и в составе ИИС.

Важным компонентом ИВС являются устройства сопряжения — интерфейсные модули, обеспечивающие согласование узлов как внутри средств измерений, так и с внешними устройствами. Интерфейсные модули также могут выполняться с использованием средств вычислений.

Современные ИИС, создаваемые на основе ИВС, входят в состав автоматизированных систем управления технологическими процессами (АСУ ТП), автоматизированных систем научных исследований и комплексных испытаний (АСНИКИ), систем автоматизации проектирования (САПР), гибких автоматизированных производств (ГАП), автоматизированных обучающих систем (АОС) и др.

13-2. ИЗМЕРИТЕЛЬНО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ СРЕДСТВА СИСТЕМНОГО ПРИМЕНЕНИЯ

Основными компонентами ИВС являются аналоговые измерительные преобразователи, аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи; аналоговые, цифровые и гибридные вычислительные средства и устройства сопряжения. Сочетание этих компонентов и их структурная организация обеспечивают требуемые функции и установленную погрешность измерительного канала (ИК).

Измерительный канал на основе ИВС. Измерительный канал (рис. 13-1) содержит аналоговый измерительный преобразователь АИП, аналого-цифровой преобразователь АЦП и цифровое вычислительное средство ЦВС. При этом в процессе измерения величины x на канал действуют внешние случайные факторы ϕ (электрические помехи, изменение температуры, влажности и т. п.), от которых зависит результат измерения y .

Одной из основных задач при проектировании ИК является выбор числа разрядов АЦП.

Рассмотрим задачу выбора числа разрядов АЦП при

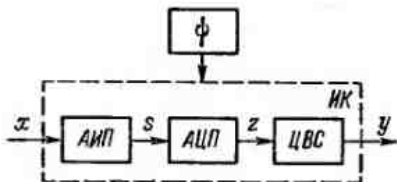


Рис. 13-1. Структура измерительного канала

заданной общей предельной погрешности δ_z канала и заданном соотношении c между предельной погрешностью квантования δ_k и пределом остальных составляющих, т. е. при $c = \delta_k / \delta_s$.

Принимая законы распределения равномерными для погрешности квантования (см. § 8-2) и для суммы остальных составляющих погрешности канала, получим

$$\delta_z = K \sqrt{\sigma_s^2 + \sigma_k^2} = K \delta_k \sqrt{\frac{1+c^2}{3c^2}} = K \frac{\Delta s}{2} \sqrt{\frac{1+c^2}{3c^2}},$$

где K — коэффициент, зависящий от закона распределения δ_z и принятой доверительной вероятности (см. § 14-3); $\sigma_k = \delta_k \sqrt{3}$ — среднее квадратическое отклонение погрешности квантования δ_k ; $\sigma_s = \delta_s / \sqrt{3}$ — среднее квадратическое отклонение всех составляющих погрешности канала, кроме погрешности квантования; Δs — шаг квантования. Полученные выражения позволяют по заданным δ_z и c , определенному коэффициенту K найти шаг квантования Δs , а следовательно, и число разрядов АЦП.

Рассмотрим задачу оценки достоверности аналого-цифрового преобразования величины S при воздействии на АЦП аддитивной случайной помехи h с нормальным законом распределения

$$w(h) = \frac{1}{\sigma(h) \sqrt{2\pi}} \exp \left\{ -h^2 / [2\sigma^2(h)] \right\},$$

где $\sigma(h)$ — среднее квадратическое значение помехи. Графическая иллюстрация постановки задачи представлена на рис. 13-2, а. Примем, что вероятность $q(s)$ правильного аналого-цифрового преобразования величины s определяется вероятностью того, что мгновенное значение помехи h не выйдет за пределы шага квантования, т. е.

$$q(s) = P(-\Delta s/2 \leq h \leq +\Delta s/2) =$$

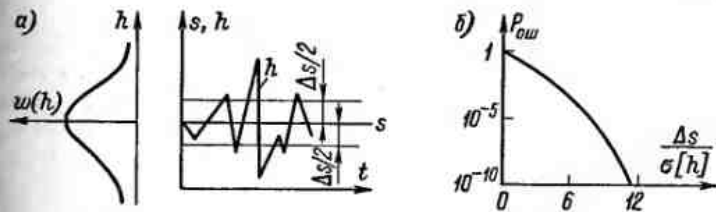


Рис. 13-2. Оценка достоверности аналого-цифрового преобразования

$$= \int_{-\Delta s/2}^{+\Delta s/2} \omega(h) dh = \frac{2}{\sigma(h) \sqrt{2\pi}} \int_0^{\Delta s/2} \bar{\varepsilon} \cdot h^2 / (2\sigma^2(h)) dh =$$

$$= \Phi \{ \Delta s / [2 \sqrt{2} \sigma(h)] \},$$

где Φ — функция Лапласа.

При этом $P_{\text{ош}} = 1 - q(s)$ есть вероятность того, что в процессе аналого-цифрового преобразования величины мгновенное значение h выйдет за пределы шага квантования. Характер зависимости $P_{\text{ош}} = f(\Delta s; \sigma[h])$ представлен графически на рис. 13-2, б.

После определения числа разрядов АЦП и оценки достоверности аналого-цифрового преобразования возникает задача, связанная с определением разрядности цифровых вычислительных средств, которая может оказаться выше разрядности АЦП вследствие увеличения точности оценки результатов измерений благодаря статистической обработке измерительных данных.

В общем случае в измерительном канале может быть использована совокупность аналого-цифровых и цифро-аналоговых вычислительных устройств (АЦВУ и ЦАВУ), время-импульсных, частотно-импульсных и т. п., образующих гибридное измерительно-вычислительное устройство (ГИВУ), выполняющее вычислительные операции над аналоговыми и цифровыми величинами. В отличие от этого цифровые вычислительные средства обеспечивают чисто цифровую обработку измерительной информации.

Сочетание ГИВУ и микропроцессоров (МП) можно рассматривать как гибридный измерительно-вычислительный комплекс (ГИВК). Обобщенная структура ГИВК представлена на рис. 13-3, на котором обозначены: s и N — обобщающие символы, соответственно, аналоговой и цифровой форм представления информации; $KУ_s$ и $KУ_N$ — коммутирующие устройства, соответственно, аналоговых и цифровых сигналов. Для ГИВК справедливо следующее:

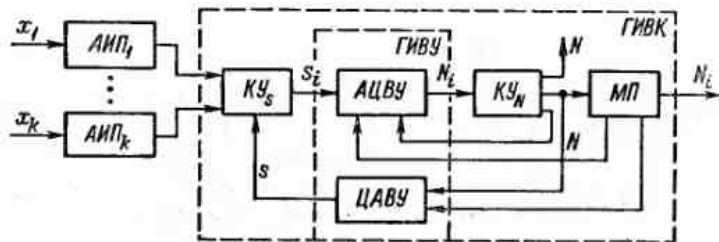


Рис. 13-3. Структура гибридного измерительно-вычислительного комплекса

1) наиболее уязвимыми для внешних воздействий являются аналоговые и аналого-цифровые преобразователи, для которых организация первичной обработки измерительной информации имеет первостепенное значение;

2) первичная обработка измерительной информации осуществляется посредством ГИВУ с использованием функций управления и хранения вспомогательной информации в микропроцессоре МП;

3) основную обработку измерительной информации производит микропроцессор, а вспомогательную — ГИВУ, обеспечивая МП результатами первичной обработки измерительной информации.

4) разделить однозначно измерительные процедуры на относящиеся к первичной или основной (вторичной) обработке затруднительно, поскольку это зависит от конкретных условий задачи;

5) гибридные вычислительные устройства (ГВУ) приобретают свойства измерительных приборов, т. е. могут быть названы гибридными измерительно-вычислительными устройствами (ГИВУ) только в том случае, если в ГВУ наряду с вычислительными операциями производятся измерительные преобразования и ГВУ имеет аттестованные метрологические характеристики.

Микропроцессорные средства. Микропроцессор (МП) представляет собой законченное программно-управляемое малоразрядное устройство, выполненное по технологии больших интегральных микросхем (БИС) и предназначенное для обработки данных и управления. Микропроцессор может быть реализован в виде одного или нескольких кристаллов, содержащих до трех и более тысяч компонентов в одном кристалле. Технологичность МП и его высокая эффективность (малая стоимость при относительно высокой производительности) определяют модульным принципом конструирования, который предполагает изготовление МП в виде набора БИС с небольшим числом внешних выводов (24—48) и программным принципом организации его работы. Микропроцессорный набор БИС представляет собой совокупность совместимых БИС, специально разработанных для построения различных МП-систем. Обычно в МП-набор входят БИС, образующие собственно МП, оперативное запоминающее устройство (ОЗУ), постоянное запоминающее устройство (ПЗУ), перепрограммируемое ЗУ (ППЗУ), БИС микропрограммного управления (МПУ), БИС ввода—вывода и др. (до 20 видов).

Различают следующие основные виды вычислительных средств (рис. 13-4) на основе микропроцессоров:

1) собственно МП — одна или несколько БИС, обеспечивающих функции: арифметико-логического устройства (АЛУ), внут-

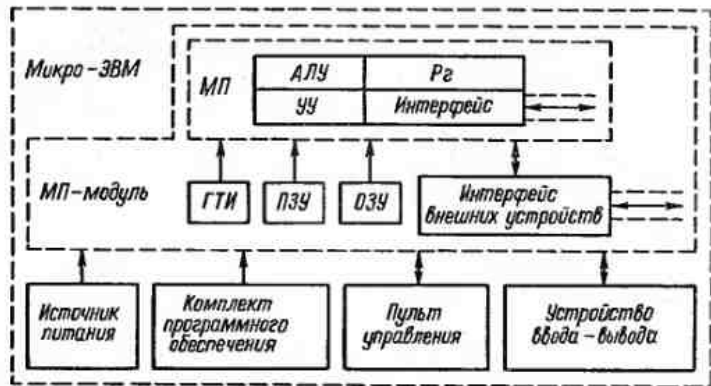


Рис. 13-4. Виды вычислительных микропроцессорных средств

ренных регистров (Pz), устройства управления ($УУ$) и внутренне-го «Интерфейса», который обеспечивает связь перечисленных устройств между собой и с внешней аппаратурой;

2) МП-модуль — функционально законченное и выполненное конструктивно в виде одной платы изделие, содержащее в своем составе БИС микропроцессора (МП), запоминающего устройства ($ОЗУ$, $ПЗУ$), «Интерфейса внешних устройств», а также генератор тактовых импульсов ($ГТИ$); такой МП-модуль (без источника питания, корпуса, пульта управления и внешних устройств) может выполнять функции микроконтроллера (устройства управления) или микро-ЭВМ при встраивании его в МП-систему;

3) микро-ЭВМ (рис. 13-5), в отличие от МП-модуля, представляет собой конструктивно завершенное цифровое вычисли-

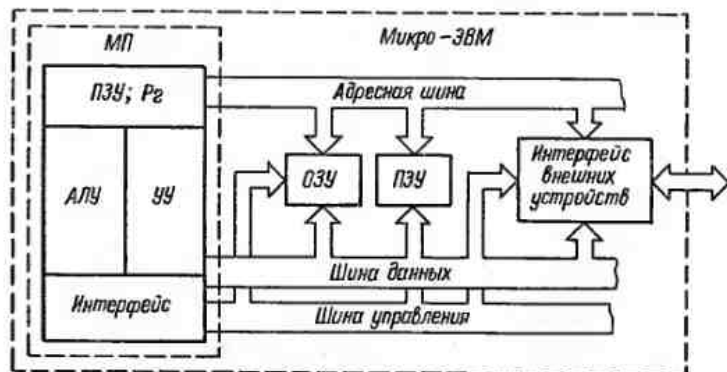


Рис. 13-5. Структура микро-ЭВМ

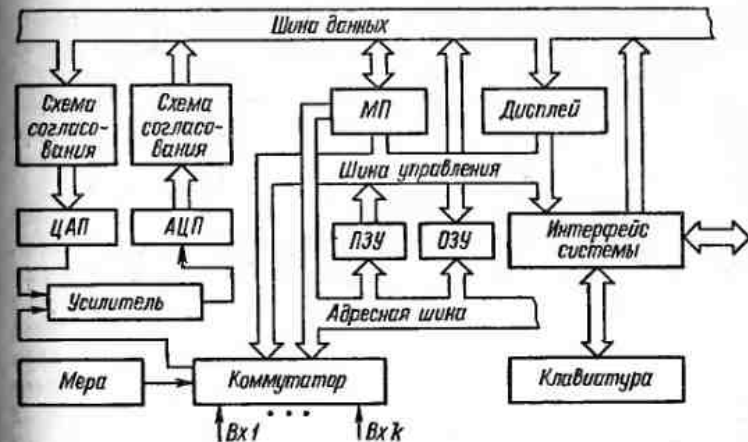


Рис. 13-6. Структура цифрового измерительного прибора со встроенным микропроцессором

тельное устройство, реализованное на основе МП-набора БИС или МП-модулей и конструктивно оформленное в виде автономного устройства со своим источником питания, внешними устройствами ввода-вывода, комплектом программного обеспечения и пультом управления.

Основой программного обеспечения микро-ЭВМ, используемых в средствах измерений, являются:

формализация измерительной задачи, которая предусматривает перечень измеряемых величин, форм представления результатов измерения, критериев обработки измерительной информации и т. п., представленных в виде математических или логических выражений;

алгоритмизация измерительной задачи, предусматривающая последовательность действия функциональных узлов средств измерений с учетом объема и характера обработки измерительной информации.

В качестве примера на рис. 13-6 приведена обобщенная структурная схема цифрового измерительного прибора со встроенным микропроцессором (МП). В этой схеме можно выделить две части: измерительную (АЦП, ЦАП, усилитель, коммутатор, мера) и аппаратуру программного управления и обработки данных (МП, ОЗУ, ПЗУ, «Клавиатура», «Дисплей», «Интерфейс»). Режим работы прибора устанавливается клавиатурой, с помощью которой выбирают измеряемую величину, режим измерений и диапазон измерений. Сигналы с клавиатуры преобразуются с помощью шифратора в коды и поступают на «Шину данных».

Микропроцессор МП в соответствии с подпрограммой установки режима анализирует данные с клавиатуры, сравнивая их с константами из ПЗУ, при этом МП вырабатывает управляющие коды: на ЦАП для обеспечения требуемого диапазона измерений, на коммутатор для подключения канала и т. п. Вводимая информация с клавиатуры отображается на специальном устройстве — «Дисплее».

Режим измерений начинается с подачи команды «Пуск» с «Клавиатуры». Сформированные в АЦП коды поступают в МП, где производится их обработка по программе. Коррекция погрешности ЦИП, а также его диагностика, производится при подаче от МП кода на коммутатор для подключения к АЦП встроенной «Меры» (например, источника известного напряжения). При этом код с АЦП, соответствующий значению меры, поступает в МП, сравнивается с константой из ПЗУ и вычисляется значение поправки, которая учитывается МП при обработке данных до следующего цикла калибровки прибора.

Приведенная структура ЦИП дает возможность выбора различных видов измерений. В этом случае производится замена ПЗУ.

Вычислительные машины. В ИВК, входящих в состав АСУТП, АСНИКИ, САПР и др., находят применение электронные вычислительные машины серии СМ ЭВМ (система малых ЭВМ).

Основными особенностями СМ ЭВМ являются: широкий диапазон организации структуры в соответствии с конкретными условиями применения, наличие магистральной структуры интерфейса с аппаратурной реализацией большинства системных функций ввода — вывода информации, возможность простой реализации многопроцессорных и многомашинных систем, высокая скорость обработки информации, наличие дополнительных устройств расширения межпроцессорной и межмашинной связи. Программное обеспечение СМ ЭВМ строится на базе систем разделения времени, телеобработки, диалоговых систем и т. д. с большим набором процедурно-ориентированных программ.

В состав базового комплекта СМ ЭВМ (рис. 13-7) входят: «Процессор», оперативное запоминающее устройство (ОЗУ), устройство ввода отображения символьной информации (УВОСИ) на базе электронно-лучевой трубки (дисплей), алфавитно-цифровое устройство печати (АЦПУ), устройство внешней памяти (УВП), устройство ввода—вывода перфоленочное (УВВПЛ) интерфейс «Общая шина». Производительность и функции, выполняемые СМ ЭВМ, могут быть расширены при совместной работе с другими ЭВМ.

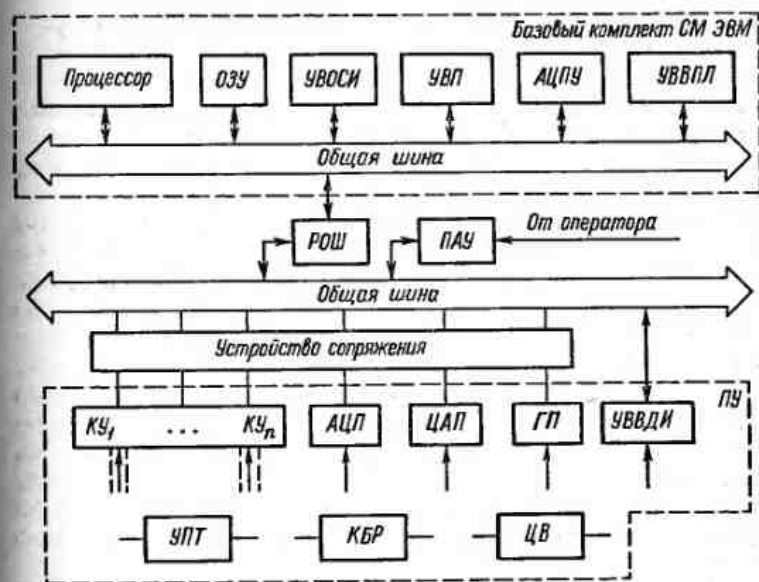


Рис. 13-7. Структура ИВК

Интерфейс. Интерфейс, в общем случае, представляет собой совокупность цепей, связывающих различные устройства и алгоритм, определяющий порядок передачи информации между этими устройствами. Цепи интерфейса разделяют на три группы: информационные, адресные и управляющие.

Информация передается в виде кодов определенного числа разрядов байтами или словами. Для различия байтов данных, команд или адресов используются осведомительные сигналы.

Для инициирования передач, синхронизации работы устройств и завершения передачи служат управляющие сигналы, которые формируются одним устройством для управления работой другого. При этом первое устройство называется ведущим, а второе — ведомым.

Основной характеристикой интерфейса является скорость передачи информации, которая зависит от алгоритма передачи и технических характеристик цепей связи.

С целью использования модульного принципа построения систем разработаны стандартные интерфейсы, обеспечивающие информационную, электрическую и конструктивную совместимость различных устройств. В настоящее время известны средства измерений и обработки данных с разными уровнями унификации и стандартизации интерфейсов.

13-3. ИЗМЕРИТЕЛЬНО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ КОМПЛЕКСЫ

Назначение и типы. ИВК представляет собой совокупность программно-управляемых измерительных, вычислительных и вспомогательных технических средств, функционирующих на основе единого метрологического обеспечения и реализующих алгоритм получения, обработки и использования измерительной информации.

Комплексы при этом обеспечивают: первичную обработку результатов измерения; получение результатов косвенных, совокупных и совместных измерений, в том числе в темпе поступления данных; управление функционированием отдельных узлов в ходе эксперимента, включая организацию запросов, очередей, установление приоритетов, диалоговый режим с оператором; контроль работоспособности трактов комплексов, включая контроль метрологических характеристик; сервисную обработку получаемой информации (представление результатов в виде таблиц, графиков и т. п.); хранение получаемой информации; выработку управляющих воздействий на исследуемый объект в виде аналоговых и дискретных сигналов. Общие требования к ИВК изложены в ГОСТ 26.203—84.

В ИВК измерительные и вычислительные средства взаимодействуют на основе единого алгоритма, обеспечивающего получение, обработку и использование измерительной информации. ИВК строятся на основе технических средств, имеющих блочно-модульный принцип исполнения, что обеспечивает возможность создания ИВК с перестраиваемой структурой. Такие ИВК предназначены для создания автоматизированных систем научных исследований (АСНИ), для автоматизированных систем управления технологическими процессами (АСУ ТП), а также для управления такими сложными объектами, как космические корабли, морские суда и другие транспортные средства.

В зависимости от назначения различают такие типы ИВК:

универсальные, предназначенные для создания АСНИ, а также для испытаний различных изделий и материалов; их характерной особенностью является наличие перестраиваемой структуры, а также развитого программно-алгоритмического обеспечения;

проблемно-ориентированные, предназначенные для ограниченного набора однотипных задач АСНИ или АСУ ТП;

уникальные, предназначенные для единичных (специфических) задач исследования или испытаний.

Программное управление ИВК осуществляется программируемым процессором, который обеспечивает реализацию алгоритма функционирования системы в соответствии с требуемой обработкой измерительной информации.

Работоспособность ИВК определяют техническое, математическое и метрологическое обеспечение. В состав технического обеспечения входят измерительные, вычислительные и вспомогательные устройства.

К измерительным средствам относят: цифровые и аналоговые измерительные приборы; нормирующие, линейные, функциональные измерительные преобразователи; коммутаторы измерительных цепей, калибраторы, измерительные источники питания и т. п.

В качестве вычислительных средств в ИВК могут быть использованы аналоговые, гибридные и цифровые вычислительные устройства микро- и мини-ЭВМ.

Основным содержанием математического обеспечения ИВК являются алгоритмы и программы. Алгоритмы предусматривают выполнение процедур, связанных с измерением физических величин, обработкой результатов измерения, выполнением плана эксперимента и т. п. Программы обеспечивают функционирование ИВК, поэтому содержат инструкции по самоорганизации комплекса и самоконтролю его узлов, подпрограммы для выполнения алгоритмов типовых процедур и решений типовых задач.

Метрологическое обеспечение предусматривает законодательно закрепленные процедуры нахождения оценок метрологических характеристик отдельных узлов, их самопроверки на основе соответствующих алгоритмов и программ.

В метрологическое обеспечение входят:

теория метрологии, связанная с расчетом, поверкой и контролем метрологических характеристик и проведением испытаний средств измерений (СИ);

образцовые СИ, предназначенные для проведения поверки, контроля метрологических характеристик и испытания СИ;

нормативные документы: государственные и отраслевые стандарты, руководящие технические материалы и методические указания, определяющие законодательные процедуры расчета, поверки и контроля метрологических характеристик и испытаний СИ, обеспечивающие единство измерений.

Системная совместимость. Научно-технической основой создания любого комплекса является системная совместимость всех функциональных элементов, входящих в его состав. Основными категориями совместимости является совместимость:

информационная, обеспечиваемая путем унификации и нормирования видов и параметров сигналов с учетом их временных и логических соотношений, физической реализации и правил передачи;

метрологическая, которая предусматривает однотипность метрологических характеристик всех средств измерений, исполь-

зуемых в комплексе и обеспечивающих получение количественной оценки достоверности выполняемых измерений;

программная, достигаемая за счет согласованности используемых программ и подпрограмм, языков программирования, за счет нормирования правил обмена потоками информации между узлами комплекса;

конструктивная, предусматривающая унификацию используемых модулей, выполненных на едином технологическом уровне; нормализацию их конструктивных параметров, а также условий их механического сопряжения;

эксплуатационная, обеспечиваемая за счет унификации и нормирования источников питания, условий окружающей среды, надежности и т. п.

Информационная и конструктивная совместимость всех блоков комплекса достигается за счет использования стандартных интерфейсов. Существуют два способа реализации названной совместимости в ИВК. При первом способе для всего комплекса используется единый интерфейс ЭВМ, входящий в состав ИВК, а при втором — для согласования измерительной и вычислительной аппаратуры комплекса используется специальный интерфейс, имеющий свой блок управления (контроллер).

Структурная организация. Выпускаемые нашей промышленностью ИВК имеют общие принципы построения на основе управляющих электронных вычислительных машин серии СМ ЭВМ, средств измерений АСЭТ (см. § 4-2) и интерфейса «Общая шина», объединяющего все периферийные устройства посредством единой системы сигналов и единого магистрального канала связи (см. рис. 13-7).

В состав периферийных устройств (ПУ) входят коммутаторы аналоговых сигналов ($KУ_1, \dots, KУ_n$), аналого-цифровой (АЦП) и цифро-аналоговый (ЦАП) преобразователи, графопостроитель, планшетный (ГП), устройство ввода—вывода дискретной информации (УВВДИ), усилители постоянного тока (УПТ), калибратор напряжений (КБР), цифровой вольтметр (ЦВ).

Сопряжение ПУ с центральным «Процессором» комплекса осуществляется посредством «Устройства сопряжения».

Расширитель общей шины (РОШ) позволяет разделить магистраль «Общая шина» на независимые части с одинаковыми техническими возможностями наращиваний периферийных устройств. В состав комплекса входит панель автономного управления (ПАУ), предназначенная для проверки функционирования в статическом режиме (без включения «Процессора»).

Построение многоуровневых ИВК может быть выполнено за счет наращивания различного сочетания приборных, внутриприборных и машинных интерфейсов.

Промышленностью созданы несколько типов ИВК. В качестве примера ниже даны основные характеристики ИВК-8.

Число коммутируемых каналов 100, из которых одновременно могут быть включены 3 или 6. Диапазон коммутируемых напряжений ± 10 В. Предел допускаемой основной приведенной погрешности для структуры коммутатор — цифровой вольтметр при уровне входного сигнала ± 10 В не превышает 0,1 %. Быстродействие канала этой структуры не более 20 изм/с.

Выходные аналоговые сигналы напряжения постоянного тока имеют диапазон $\pm 9,99999$ В; поддиапазоны $\pm 0,1$; $\pm 1,0$ В; время установления выходного напряжения не более 10 мс.

Основными функциями ИВК являются:

первичная обработка получаемых результатов;

сервисная обработка измерительной информации;

управление функционированием отдельных блоков и узлов.

ИЗМЕРЕНИЯ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Глава четырнадцатая

ПОДГОТОВКА ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА И ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

14-1. ПОДГОТОВКА ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

Получение необходимой измерительной информации с минимальными (или ограниченными) материальными и временными затратами требует внимательного подхода к подготовке и проведению эксперимента при измерении физических величин. Особую значимость это приобретает при постановке сложных дорогостоящих экспериментов. Важным в понимании места измерительного эксперимента является то обстоятельство, что измерения проводятся не ради измерений, а для достижения цели, поставленной в том или ином исследовании или испытании. В связи с этим при подготовке измерительного эксперимента прежде всего решается вопрос: для чего измерять? Решение этого вопроса оказывает существенное влияние на всю процедуру измерения, включающую подготовку, проведение и обработку результатов измерений. В зависимости от цели измерения решаются такие задачи, как что измерять, с какой точностью измерять, как измерять и чем измерять. Ответы на эти вопросы определяют содержание подготовки эксперимента при измерении физических величин.

Перед проведением эксперимента в первую очередь необходимо составить возможно полную предварительную (допытную) модель объекта (см. § 2-1). Если, например, производится измерение напряжения переменного тока, то необходимо знать форму кривой этого напряжения, его частоту и диапазон возможных значений. Предварительные сведения об измеряемой величине могут быть известны при постановке задачи измерений. Так, измеряя напряжение питающей сети переменного тока, мы знаем, что кривая напряжения должна иметь синусоидальную форму, частоту 50 Гц и возможное значение примерно 220 В. Отклонение параметров сигнала от заранее установленной модели (в частности, отклонение кривой напряжения питающей сети от синусоидальной формы) может привести к неправильным результатам

измерений. Если нет уверенности в правильности (адекватности) модели, то следует уточнить ее, проведя ряд дополнительных измерений, или выбрать средство измерений (см. далее), показания которого не зависят от одного или нескольких неинформативных параметров модели.

Модели одного и того же объекта измерений могут быть различными. Выбор той или иной модели диктуется задачами и условиями измерений. Так, измеряя сопротивление резистора, необходимо пользоваться различными его моделями в зависимости от частотного диапазона тока, протекающего через данный резистор. На высоких частотах следует учитывать влияние собственных емкостей и индуктивностей, а на СВЧ — влияние поверхностного эффекта.

Правильный выбор модели позволяет верно трактовать результаты измерений и обеспечивает при прочих условиях необходимую точность измерений.

Следующей задачей, решаемой при подготовке эксперимента, является обоснование необходимой точности эксперимента. В такой постановке решение этой задачи является достаточно сложным, так как должно учитывать поставленные цели, технические возможности, а также экономические и временные затраты. Стремление получить результат с максимально возможной точностью не всегда оправдан на практике. Точность измерительного эксперимента должна быть согласована с основной целью измерения. Необоснованный «запас по точности» может сделать эксперимент неоправданным по сложности и стоимости. Иногда допускаемая погрешность, которая должна быть обеспечена в результате эксперимента, задается заранее.

Для обеспечения требуемой точности результатов измерения необходимо учитывать влияние на точность результатов метода измерения, средства измерений, а также внешних факторов. При этом возникает трудная задача: какими должны быть составляющие погрешности, чтобы суммарная погрешность не превышала требуемую. Решается она обычно просмотром вариантов измерений, с подсчетом каждый раз суммарной погрешности (см. § 14-3), и выбором наиболее удобного, простого и, естественно, удовлетворяющего требуемой точности.

При подготовке измерительного эксперимента должна быть выработана методика проведения эксперимента, определяющая совокупность приемов и способов использования средств измерений, средств вычислений и вспомогательных средств, обеспечивающих получение результата измерений с необходимой точностью. Разработка методики выполнения измерений неразрывно связана с обеспечением требуемой точности. При этом необходимо учитывать, проводятся ли прямые, косвенные, совместные или совокуп-

ные измерения, используется ли метод непосредственной оценки или методы сравнения с мерой, производятся ли однократные или многократные измерения и др. В результате этого этапа подготовки эксперимента должна быть разработана схема измерений, процедура (план) проведения эксперимента, подготовлена методика обработки результатов наблюдений и оценки влияния условий проведения эксперимента на полученные результаты измерений. Оценка погрешностей для этих случаев приведена в § 14.2.

В настоящее время при проведении сложных измерительных экспериментов начинают применять теорию планирования эксперимента, позволяющую выработать наиболее оптимальный план проведения эксперимента.

Важным этапом подготовки эксперимента является *выбор средств измерений*, соответствующих принятым моделям и измеряемым величинам. Критерии, по которым выбирают средства измерений, определяются целями и условиями проведения эксперимента. Это могут быть показывающие или регистрирующие приборы, лабораторные или переносные, аналоговые или цифровые, позволяющие вводить информацию в ЭВМ, и т. д. Однако во всех случаях необходимо правильно оценивать влияние метрологических характеристик приборов на результаты измерений. Рассмотрим некоторые основные факторы, которые следует учитывать при выборе средств измерений.

А. Воздействие средства измерений на объект. Средство измерений, подключенное к объекту измерения, может существенно исказить измеряемую величину, что приведет к неверному результату измерения. Так, включая амперметр в измеряемую цепь, мы уменьшаем ток в этой цепи за счет сопротивления самого амперметра или, измеряя температуру некоторого тела с помощью термопары, подключением термопары мы изменяем температурный режим этого тела. Для уменьшения этого влияния необходимо, чтобы мощность, потребляемая от объекта (или выделяемая на объекте) средством измерений, была относительно небольшой. Ориентировочно относительную погрешность, вызванную потреблением мощности P_n от измеряемого объекта, можно оценить формулой $\beta \approx P_n/P$, где P — мощность, выделяемая на объекте измерения. В тех случаях, когда средство измерений выделяет на объекте некоторую мощность (при измерении параметров электрических цепей), также следует оценить влияние средства на измеряемую величину. Например, при измерении малых сопротивлений двойными мостами постоянного тока через измеряемый объект протекает большой ток (5 А и более), что может вызвать нагрев объекта и изменение его сопротивления.

Б. Неполная адекватность принятой модели объекту измерений. Измерительные приборы следует по возможности выбирать

такими, показания которых не зависят (или минимально зависят) от неинформативных параметров принятой модели измеряемой величины. В этом случае эксперимент может быть проведен меньшим числом приборов и с большей точностью.

Так, при необходимости измерить действующее значение переменного напряжения лучше выбрать, например, электронный вольтметр действующего значения, а не электронный вольтметр среднего значения, градуированный в действующих значениях. Последний при отличии формы кривой напряжения от синусоидальной дает неверные результаты измерений, для коррекции которых требуются дополнительные измерения для уточнения модели объекта. Хотя такой подход также возможен, однако следует иметь в виду, что результат измерения будет иметь большую погрешность, зависящую, в частности, от неточности оценки модели измеряемой величины.

В. Погрешности, вносимые средствами измерений. Составляющими погрешности результата измерений (иногда основными) являются погрешности, вносимые используемыми средствами измерений. Эти погрешности оцениваются по метрологическим характеристикам выбранных средств измерений. Не следует необоснованно применять средства измерений высокой точности, что обычно приводит к усложнению и удорожанию эксперимента. Кроме того, при выборе средства измерений следует учитывать влияние внешних факторов (температуры, электромагнитных и электростатических полей и др.) на используемые средства.

Г. Пределы измерений. Для многих измерительных приборов погрешность измерения минимальна на верхнем пределе измерений. Руководствуясь этим, следует выбирать такие пределы измерения, при которых ожидаемые показания прибора будут находиться ближе к верхнему пределу. Например, измеряя напряжение 10 В двумя вольтметрами, имеющими одинаковые классы точности (1, 0), но разные верхние пределы (15 и 150 В), получим относительные погрешности измерения, соответственно, $\pm 1,5$ и ± 15 %.

Д. Частотный диапазон. Выбирая частотный диапазон средства измерений, необходимо прежде всего обеспечить неискаженное прохождение сигналов измерительной информации. Для этого частотный диапазон средства измерений должен быть шире частотного спектра входных сигналов. С другой стороны, среди прочих причин появление погрешности измерения вызывают помехи, влияние которых растет с увеличением частотного диапазона. Поэтому не следует стремиться использовать средства измерений с необоснованно широким частотным диапазоном. При заметном влиянии помех наилучшими будут средства, которые

при минимальном искажении сигналов измерительной информации максимально отфильтровывают помеху.

Рассмотренный перечень факторов, который необходимо учитывать при выборе средства измерений, не является исчерпывающим. Он может быть дополнен требованиями быстродействия, исключения влияния внешних факторов, оптимального конструктивного исполнения и т. д. Важно отметить, что при подготовке эксперимента необходимо учитывать влияние на результаты измерения характеристик средства измерений, указанных в соответствующих нормативно-технических документах этих средств.

Таким образом, правильное понимание цели измерений, предварительная (доопытная) оценка модели объекта измерений, обоснованный выбор методики проведения эксперимента и соответствующих средств измерений, обеспечивающих в совокупности необходимую точность, являются основными задачами подготовки эксперимента при измерении физических величин.

14.2. ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

Общие сведения. Целью обработки результатов измерений (наблюдений) является установление значения измеряемой величины и оценка погрешности полученного результата измерения. Методы обработки результатов наблюдений могут быть разными в зависимости от предварительной информации, которой располагает экспериментатор об источниках и характере проявления погрешностей, условиях эксперимента, свойствах используемых средств измерений, от вида измерений, числа выполненных наблюдений и других причин.

Погрешность измерения проявляет себя как случайная величина (см. § 2-2). Следовательно, и результаты отдельных измерений одного и того же значения измеряемой величины случайны. Если систематическая погрешность при измерении этой величины постоянна, что является весьма распространенным случаем на практике, то вид закона распределения отдельных результатов измерения определяется видом закона распределения случайных погрешностей. При этом математическое ожидание этого закона распределения смещено с истинного значения измеряемой величины на систематическую погрешность, а дисперсия этого закона распределения равна дисперсии случайной составляющей погрешности. Отсюда следует, что для получения оценки измеряемой величины, максимально близкой к истинному значению, необходимо по экспериментальным данным найти оценку математического ожидания отдельных результатов наблюдений, оценить систематическую погрешность и исключить ее из оценки матема-

тического ожидания. В более общем случае, когда отдельные результаты измерений содержат разные систематические погрешности, необходимо оценить каждую из этих погрешностей, исключив ее из соответствующего результата измерения и получив таким образом ряд наблюдений, не содержащих систематических погрешностей, и на основании этого оценить математическое ожидание.

Точность оценки математического ожидания ряда наблюдений зависит от количества выполненных измерений и от дисперсии случайной составляющей погрешности. Поэтому по экспериментальным данным приходится оценивать не только математическое ожидание, но и дисперсию.

При обработке результатов наблюдений необходимо пользоваться следующими основными правилами, разработанными в теории вероятностей и математической статистике:

1. Математическое ожидание суммы (разности) случайных величин равно сумме (разности) математических ожиданий этих величин

$$M[x \pm y \pm z \pm \dots] = M[x] \pm M[y] \pm M[z] \pm \dots \quad (14-1)$$

2. Постоянное (неслучайное) число можно выносить за знак математического ожидания:

$$M[ax] = aM[x]. \quad (14-2)$$

3. Математическое ожидание постоянного (неслучайного) числа равно этому числу:

$$M[a] = a. \quad (14-3)$$

4. Дисперсия суммы (разности) случайных величин определяется выражением

$$D[x \pm y \pm z \pm \dots] = D[x] + D[y] + D[z] + \dots + \\ + 2 \{ \pm r_{xy} \sqrt{D[x] D[y]} \pm r_{xz} \sqrt{D[x] D[z]} \pm r_{yz} \sqrt{D[y] D[z]} \pm \dots \}, \quad (14-4)$$

где r_{xy} , r_{xz} , r_{yz} , ... — коэффициенты корреляции соответствующих пар xy , xz , yz , ... случайных величин, входящих в рассматриваемую сумму (разность) этих величин; знак «+» или «-» перед коэффициентами корреляции определяется знаком произведения соответствующей пары xy , xz , yz , ... Если все величины, входящие в сумму (разность), независимы, то для любой пары коэффициент корреляции равен нулю и, следовательно, дисперсия суммы (разности) независимых случайных величин равна сумме их дисперсий.

5. Постоянное (неслучайное) число можно выносить за знак дисперсии, возведя это число в квадрат:

$$D [ax] = a^2 D [x] \quad (14-5)$$

6. Дисперсия постоянного (неслучайного) числа равна нулю:

$$D [a] = 0. \quad (14-6)$$

7. Оценкой математического ожидания случайной величины x по результатам отдельных наблюдений x_1, x_2, \dots, x_n этой величины является среднее арифметическое:

$$\bar{x} = \frac{x_1 + x_2 + \dots + x_n}{n} = \frac{\sum_n x_i}{n}, \quad (14-7)$$

где n — число наблюдений величины x .

При неограниченно большом числе наблюдений \bar{x} стремится к математическому ожиданию $M [x]$.

При ограниченном числе n , что всегда имеет место на практике, \bar{x} является случайной величиной, основные характеристики которой (математическое ожидание и дисперсия) можно получить на основании сформулированных выше правил:

$$M [\bar{x}] = \frac{1}{n} M \left[\sum_n x_i \right] = \frac{1}{n} \sum_n M [x_i] = \frac{1}{n} n M [x] = M [x];$$

$$\sigma^2 [\bar{x}] = D [\bar{x}] = \frac{1}{n^2} D \left[\sum_n x_i \right] = \frac{1}{n^2} \sum_n D [x_i] = \quad (14-8)$$

$$= \frac{1}{n^2} n \sigma^2 [x] = \frac{\sigma^2 [x]}{n}.$$

Последнее выражение справедливо при независимости x_1, x_2, \dots, x_n .

8. Оценку дисперсии случайной величины x по результатам отдельных наблюдений x_1, x_2, \dots, x_n этой величины можно найти по формуле

$$S^2 [x] = \sum_n (x_i - \bar{x})^2 / (n - 1). \quad (14-9)$$

Оценка среднего квадратического отклонения случайной величины x равна $\sqrt{S^2 [x]} = S [x]$ со знаком «плюс».

При неограниченно большом числе наблюдений оценки $S^2 [x]$ и $S [x]$ стремятся, соответственно, к $\sigma^2 [x]$ и $\sigma [x]$. При ограниченном n эти оценки являются случайными величинами.

Сформулированные правила позволяют оценить результат измерения и дисперсию случайной составляющей погрешности.

Что касается систематической погрешности, то следует иметь в виду, что обнаружить и оценить ее в общем случае непросто, особенно если причины возникновения этой погрешности неизвестны. Например, постоянная систематическая погрешность от эксперимента к эксперименту может не проявляться, оставаясь не обнаруженной. Для обнаружения систематической погрешности, природа которой неизвестна, необходима постановка специального эксперимента для измерения искомой величины того же размера с использованием более точных методов и средств измерений. Сравнение результатов измерения x_1 и x_2 , полученных в первом и во втором (более точном) эксперименте, позволяет оценить систематическую погрешность первого эксперимента. Если результат измерения x_1 содержит только постоянную систематическую погрешность, то она может быть оценена по однократным результатам измерения x_1 и x_2 как $\tilde{\Delta} x_c = x_1 - x_2$. Погрешность этой оценки определяется погрешностью результата измерения x_2 .

Если результат измерения x_1 кроме систематической погрешности содержит и случайную составляющую погрешности, то $\Delta x = x_1 - x_2$ — случайная величина, математическим ожиданием которой (см. § 2-1) и является систематическая погрешность $\Delta x_c = M [\Delta x] = M [x_1] - M [x_2]$.

Погрешность этой оценки определяется погрешностью оценок математических ожиданий результатов измерения в первом и втором экспериментах.

Если причины возникновения систематической погрешности известны, то в первую очередь необходимо постараться исключить или уменьшить влияние этих причин. При невозможности устранения источников погрешности необходимо на основании теоретического анализа или путем постановки специальных экспериментов получить количественные оценки систематических погрешностей. Например, путем предварительной проверки используемых средств измерений можно выявить систематическую погрешность этих средств при разных значениях измеряемой величины. Анализируя влияние внешних факторов, можно составить таблицы или графики зависимости систематической погрешности от внешних факторов. В этом случае для введения поправки на систематическую погрешность необходимо в процессе измерения контролировать значение соответствующего влияющего внешнего фактора.

Существуют приемы, позволяющие путем постановки специальных экспериментов исключить систематическую погрешность, не производя ее количественной оценки. Наиболее распространены следующие способы исключения из результата измерения

постоянной систематической погрешности: замещение, компенсация погрешности по знаку, противопоставление.

При способе замещения сначала получают результат измерения x_1 при подключенном объекте исследования. Затем вместо объекта исследования подключают регулируемую меру, изменением параметра которой добиваются точно такого же результата измерения x_1 . За окончательный результат измерения принимают значение меры x_0 .

Способ компенсации погрешности по знаку предполагает измерение одной и той же величины два раза при изменении условий эксперимента второго измерения таким образом, чтобы систематическая погрешность проявлялась в нем с противоположным знаком. Примером этого способа является исключение погрешности, обусловленной влиянием постоянного внешнего магнитного поля. Результат первого измерения x_1 получают при произвольном положении прибора; результат второго измерения x_2 получают, изменив положение прибора в горизонтальной плоскости на 180° . Так как оба результата измерения искажены одной и той же систематической погрешностью, но с разными знаками, то среднее значение этих результатов $x = (x_1 + x_2)/2$ не содержит систематической погрешности, обусловленной влиянием внешнего магнитного поля.

Способ противопоставления также предполагает двукратное измерение одной и той же величины. Условия экспериментов должны различаться таким образом, чтобы по известным закономерностям возникновения систематической погрешности ее можно было исключить. Примером может быть измерение сопротивления R_x по схеме моста постоянного тока (см. § 7-1). Результат измерения $R_x = R_2 R_3 / R_4$ может содержать систематическую погрешность вследствие отличия сопротивлений резисторов R_3 и R_4 от их номинальных значений. Эту погрешность можно исключить, если при тех же резисторах R_3 и R_4 поменять местами плечи R_x и R_2 и снова уравновесить мост резистором R_2 , получив выражение $R_x = R_2^2 R_4 / R_3$, где R_2^2 — сопротивление плеча R_2 при новом равновесии моста. Исключив из полученных выражений отношение плеч R_3 / R_4 и, следовательно, систематическую погрешность, обусловленную неточностью этого отношения, получим $R_x = \sqrt{R_2 R_2^2}$.

Если систематическую погрешность удалось оценить, то ее сразу нужно исключить из результата измерения. При необходимости следует оценить погрешность найденной оценки систематической погрешности, что позволит установить границы неисключенного остатка систематической погрешности. Если систематическую погрешность оценить не удастся, то для нее также нужно оценить границы возможных ее значений.

Рассмотрим наиболее характерные случаи обработки результатов наблюдений при различных видах измерений.

Прямые измерения. Предположим, что при многократном измерении интересующей нас величины получили n отдельных результатов наблюдений. Исключив систематическую погрешность из каждого наблюдения, получаем исправленный ряд значений x_1, x_2, \dots, x_n , математическим ожиданием которого является истинное значение измеряемой величины x_n . За действительное значение измеряемой величины принимаем среднее арифметическое \bar{x} , определяемое по формуле (14-7), в которой x_i — исправленное значение ряда наблюдений.

Отклонения между отдельными значениями наблюдений и средним арифметическим (разности $\rho_1 = x_1 - \bar{x}$; $\rho_2 = x_2 - \bar{x}$; ...; $\rho_n = x_n - \bar{x}$) называются случайными отклонениями результатов наблюдений (или остаточными погрешностями). Они могут быть как положительными, так и отрицательными. На основании свойства среднего арифметического алгебраическая сумма остаточных погрешностей равна нулю, т. е. $\sum_n \rho_i = 0$; этим следует пользо-

ваться для контроля правильности подсчета \bar{x} .

Если дисперсия σ^2 полученного ряда наблюдений известна из предыдущих экспериментов или из технической документации на применяемые средства измерений, то дисперсия среднего арифметического на основании выражения (14-8) $\sigma^2[\bar{x}] = \sigma^2[x]/n$, где $\sigma^2[x]$ — дисперсия исправленного ряда наблюдений; $\sigma^2[\bar{x}]$ — дисперсия действительного значения (среднего арифметического) измеряемой величины этого ряда.

Если дисперсия ряда неизвестна, то на основании соотношения (14-9) ее нужно оценить по формуле $S^2[x] = \sum_n \rho_i^2 / (n-1)$, где ρ_i — остаточные погрешности исправленного ряда наблюдений. В этом случае за оценку дисперсии действительного значения измеряемой величины нужно принять

$$S^2[\bar{x}] = S^2[x]/n. \quad (14-10)$$

Для нахождения доверительного интервала погрешности измерения необходимо найти закон распределения для величины $(\bar{x} - x_n) / \sigma[\bar{x}]$

при известной дисперсии или для величины

$$(\bar{x} - x_n) / S[\bar{x}] \quad (14-12)$$

при неизвестной дисперсии.

Так как в выражение (14-11) входит только одна случайная величина \bar{x} , то вид закона распределения величины, определя-

емой этим выражением, определяется вид закона распределения величины x . При нормальном законе распределения отдельных результатов x_i закон распределения x тоже нормальный. Это объясняется известным из теории вероятностей свойством устойчивости нормального закона, заключающемся в том, что сумма случайных величин, распределенных по нормальному закону, дает случайную величину, распределенную по нормальному закону. Таким образом, при нормальном законе распределения x_i случайная величина, определяемая выражением (14-11), имеет нормальный закон распределения с математическим ожиданием, равным нулю, и дисперсией, равной единице, в чем можно убедиться, применяя к соотношению (14-11) сформулированные выше основные правила (14-1) — (14-6). Случайную величину с таким нормальным законом распределения обозначим z .

Выражение (14-12) содержит две случайные величины \bar{x} и $S[\bar{x}]$, поэтому закон распределения величины, определяемой этим выражением, отличается от закона распределения величины, определяемой выражением (14-11). В теории вероятностей доказано, что при нормальном законе распределения x_i случайная величина, определяемая выражением (14-12), имеет закон распределения Стьюдента. Случайную величину, распределенную по закону Стьюдента, обозначим t . Для z и t существуют таблицы, по которым можно найти значения z_p и $t_p(f)$, определяющие с доверительной вероятностью P границы доверительного интервала для величин z и t соответственно. Число f называется числом степеней свободы; для рассматриваемого случая $f = n - 1$.

Чем больше число измерений в ряду наблюдений, тем ближе оценка $S[\bar{x}]$ совпадает с действительным средним квадратическим отклонением $\sigma[\bar{x}]$. Следовательно, с увеличением числа наблюдений закон распределения Стьюдента приближается к нормальному закону. Практически при $n > 30$ $z_p \approx t_p(f)$.

Зная z_p или $t_p(f)$, на основании выражений (14-11) и (14-12) с учетом (14-8) и (14-10), результат измерения с доверительной вероятностью P можно записать в виде

$$x_n = \bar{x} \pm z_p \sigma[\bar{x}] = \bar{x} \pm z_p \frac{\sigma[x]}{\sqrt{n}} \quad (14-13)$$

при известной дисперсии или в виде

$$x_n = \bar{x} \pm t_p(f) S[\bar{x}] = \bar{x} \pm t_p(f) \frac{S[x]}{\sqrt{n}} \quad (14-14)$$

при неизвестной дисперсии.

Если закон распределения отдельных результатов измерения x_i отличается от нормального, то найти закон распределения случайных величин, определяемых выражениями (14-11) и

(14-12), затруднительно. В этом случае могут быть даны следующие рекомендации. Вид закона распределения для x определяется законом распределения суммы независимых случайных величин x_i , среди которых нет преобладающих (все x_i имеют один и тот же закон распределения). На основании центральной предельной теоремы (см. § 2-2) закон распределения \bar{x} с увеличением числа наблюдений стремится к нормальному закону. Практически при $n > 5$ можно считать, что закон распределения x близок к нормальному закону и при известном $\sigma[x]$ для приближенной оценки доверительного интервала можно пользоваться выражением (14-13). Если дисперсия $\sigma^2[x]$ неизвестна, то необходимо увеличить число наблюдений n , так чтобы оценка $S[x]$ была близка к $\sigma[x]$. Практически это условие выполняется при $n > 30$. В этом случае для приближенной оценки доверительного интервала можно также пользоваться выражением (14-13).

Если ряд наблюдений x_1, x_2, \dots, x_n содержит результат x_k , существенно отличающийся от остальных, то необходимо проверить, не является ли он промахом. При нормальном законе распределения отдельных результатов измерения x_i обнаружение промаха сводится к проверке неравенства

$$\frac{|x_k - \bar{x}|}{\sqrt{(n-1)/n \sigma[x]}} \leq z_{p^n} \quad (14-15)$$

при известной дисперсии или

$$|x_k - \bar{x}| / S[x] \leq t_p(n) \quad (14-16)$$

при неизвестной дисперсии.

В этих выражениях P — вероятность, с которой обнаруживается промах; z_{p^n} — граница доверительного интервала нормально распределенной величины z при доверительной вероятности P^n ; $t_p(n)$ — граница доверительного интервала случайной величины t , имеющей специальное распределение¹, зависящее от n , при доверительной вероятности P . Если неравенства (14-15) и (14-16) не выполняются, то x_k следует считать промахом. Его необходимо исключить из ряда наблюдений, и для оценки результата измерения необходимо заново пересчитать \bar{x} и $S[\bar{x}]$.

На практике часто встречается однократное измерение, когда измеряемая величина оценивается по результату одного наблюдения. Этот случай можно рассматривать как частный случай

¹ Таблицы этого распределения, по которым можно определить $t_p(n)$, имеются в литературе по теории вероятностей и математической статистике.

многократных измерений (при $n=1$). Тогда выражения (14-13) и (14-14) примут вид:

$$x_n = x \pm z_p \sigma; \quad (14-17)$$

$$x_n = x \pm t_p (f) S. \quad (14-18)$$

Здесь за действительное значение x измеряемой величины следует принять результат однократного измерения, из которого исключена систематическая погрешность. Нужно иметь в виду, что по однократному измерению нельзя определить σ (или S). Поэтому для того чтобы можно было записать результат измерения в виде (14-17), среднее квадратическое отклонение σ нужно знать на основании предварительных измерений или из технической документации на применяемое средство измерений. Если вместо σ известна его оценка S , найденная по некоторому числу предварительных измерений, то для определения $t_p(f)$ в выражении (14-18) число степеней свободы f нужно взять равным этому числу предварительных измерений минус единица.

Сравнение выражений (14-13), (14-14) и (14-17), (14-18) показывает, что увеличение числа наблюдений позволяет получить более точную оценку истинного значения измеряемой величины. Однако следует иметь в виду, что число наблюдений n не может быть сколь угодно большим, так как в течение длительного времени, необходимого для получения большого числа результатов наблюдений, нельзя гарантировать неизменность не только условий проведения эксперимента, но и размера самой измеряемой величины. Практически n следует ограничивать таким значением, при котором случайная составляющая погрешности результата измерения будет существенно меньше неисключенных остатков систематических погрешностей отдельных результатов наблюдений.

Косвенные измерения. Допустим, что измеряемая величина y является функцией аргументов a, b, c, \dots , измеряемых прямыми измерениями, т. е. $y = F(a, b, c, \dots)$. Проведя обработку ряда наблюдений для каждого аргумента методом, изложенным для прямых измерений, можно найти действительные значения аргументов

$$A = \frac{1}{n_a} \sum_{n_a} a_i; \quad B = \frac{1}{n_b} \sum_{n_b} b_i; \quad C = \frac{1}{n_c} \sum_{n_c} c_i; \quad \dots$$

и оценки дисперсий A, B, C, \dots

$$S^2[A] = \frac{\sum_{n_a} (a_i - A)^2}{n_a (n_a - 1)}; \quad S^2[B] = \frac{\sum_{n_b} (b_i - B)^2}{n_b (n_b - 1)}; \quad \dots$$

где n_a, n_b, n_c, \dots — число измерений соответствующего аргумента.

Дальнейшую обработку результатов наблюдений можно проводить по-разному. Наиболее распространенным является метод линеаризации, основанный на разложении функциональной зависимости $Y = F(A, B, C, \dots)$ в ряд Тейлора с ограничением ряда членами, содержащими только первые производные:

$$Y = F(A, B, C, \dots) = F(a_n, b_n, c_n, \dots) + \frac{\partial F(a_n, b_n, c_n, \dots)}{\partial a} (A - a_n) + \frac{\partial F(a_n, b_n, c_n, \dots)}{\partial b} (B - b_n) + \frac{\partial F(a_n, b_n, c_n, \dots)}{\partial c} (C - c_n) + \dots, \quad (14-19)$$

где a_n, b_n, c_n, \dots — истинные значения аргументов.

Запишем выражение (14-19) в более компактной форме:

$$Y = Y_n + \frac{\partial F}{\partial a} \Delta A + \frac{\partial F}{\partial b} \Delta B + \frac{\partial F}{\partial c} \Delta C + \dots, \quad (14-20)$$

где Y_n — истинное значение косвенно измеряемой величины; $\Delta A, \Delta B, \Delta C, \dots$ — погрешности результата измерения соответствующего аргумента; $\frac{\partial F}{\partial a}, \frac{\partial F}{\partial b}, \frac{\partial F}{\partial c}, \dots$ — значения частных производных от функции по соответствующему аргументу в точке, где аргументы имеют истинное значение. В правой части выражения (14-20) случайными величинами являются $\Delta A, \Delta B, \Delta C, \dots$. Если результаты измерения аргументов независимы друг от друга (что чаще всего и бывает на практике), то эти случайные величины являются независимыми.

Применяя к выражению (14-20) сформулированные выше правила, найдем математическое ожидание и дисперсию случайной величины Y , полученной при подстановке в функциональную зависимость значений аргументов A, B, C, \dots :

$$M[Y] = Y_n + \frac{\partial F}{\partial a} M[\Delta A] + \frac{\partial F}{\partial b} M[\Delta B] + \frac{\partial F}{\partial c} M[\Delta C] + \dots; \quad (14-21)$$

$$D[Y] = \sigma^2[Y] = \left(\frac{\partial F}{\partial a}\right)^2 \sigma^2[A] + \left(\frac{\partial F}{\partial b}\right)^2 \sigma^2[B] + \left(\frac{\partial F}{\partial c}\right)^2 \sigma^2[C] + \dots, \quad (14-22)$$

где $\sigma^2[A]$, $\sigma^2[B]$, $\sigma^2[C]$, ... — дисперсии значений A , B , C , ... аргументов.

Если при определении действительных значений аргументов A , B , C , ... систематические погрешности были исключены, то $M[\Delta A] = M[\Delta B] = M[\Delta C] = \dots = 0$. В этом случае $M[Y] = Y_n$ и, следовательно, значение $Y = F(A, B, C, \dots)$ можно принять за оценку действительного значения косвенно измеряемой величины. Что касается дисперсии полученного результата Y , то вычислить ее непосредственно по выражению (14-22) нельзя, так как для расчета значений частных производных требуется знание истинных значений аргументов. Вместо истинных значений аргументов известны их оценки A , B , C , Поэтому вместо значений $\frac{\partial F}{\partial a}$, $\frac{\partial F}{\partial b}$, $\frac{\partial F}{\partial c}$, ... нужно использовать их оценки $\frac{\partial F(A, B, C, \dots)}{\partial a}$, $\frac{\partial F(A, B, C, \dots)}{\partial b}$, $\frac{\partial F(A, B, C, \dots)}{\partial c}$, ..., вычисляя производные в точке, где аргументы принимают значения A , B , C , ...

Если дисперсии аргументов известны, то оценка дисперсии результата измерения $\sigma^2[Y]$ для косвенно измеряемой величины вычисляется по формуле

$$\begin{aligned} \tilde{\sigma}^2[Y] = & \left[\frac{\partial F(A, B, C, \dots)}{\partial a} \right]^2 \sigma^2[A] + \left[\frac{\partial F(A, B, C, \dots)}{\partial b} \right]^2 \sigma^2[B] + \\ & + \left[\frac{\partial F(A, B, C, \dots)}{\partial c} \right]^2 \sigma^2[C] + \dots \end{aligned} \quad (14-23)$$

Если вместо дисперсий аргументов известны их оценки $S^2[A]$, $S^2[B]$, $S^2[C]$, ..., то оценку дисперсии величины Y нужно определять по формуле, аналогичной (14-23), т. е.

$$\begin{aligned} S^2[Y] = & \left[\frac{\partial F(A, B, C, \dots)}{\partial a} \right]^2 S^2[A] + \left[\frac{\partial F(A, B, C, \dots)}{\partial b} \right]^2 S^2[B] + \\ & + \left[\frac{\partial F(A, B, C, \dots)}{\partial c} \right]^2 S^2[C] + \dots \end{aligned}$$

Для того чтобы найти доверительный интервал погрешности результата косвенного измерения, нужно определить закон распределения величины $(Y - Y_n) / \tilde{\sigma}[Y]$ или $(Y - Y_n) / S[Y]$.

Закон распределения этих величин может быть весьма сложным даже при нормальном законе распределения случайных погрешностей аргументов.

Если систематические погрешности при измерении аргументов не исключаются, то результат измерения $Y = F(A, B, C, \dots)$ косвенно измеряемой величины тоже содержит систематическую

погрешность, равную математическому ожиданию погрешности $\Delta Y = Y - Y_n$. На основании (14-21) эту погрешность можно представить в виде

$$\Delta_c Y = M[Y - Y_n] = \frac{\partial F}{\partial a} \Delta_c A + \frac{\partial F}{\partial b} \Delta_c B + \frac{\partial F}{\partial c} \Delta_c C + \dots, \quad (14-24)$$

где $\Delta_c A$, $\Delta_c B$, $\Delta_c C$, ... — систематическая погрешность результата измерения соответствующего аргумента. Заменяя значения частных производных, входящих в выражение (14-24), на значения этих производных в точке, где аргументы принимают значения A , B , C , ..., получим выражение для оценки систематической погрешности результата косвенного измерения в виде

$$\tilde{\Delta}_c Y = \frac{\partial F(A, B, C, \dots)}{\partial a} \Delta_c A + \frac{\partial F(A, B, C, \dots)}{\partial b} \Delta_c B + \dots \quad (14-25)$$

При этом необходимо иметь в виду следующее. Очевидно, что оценить систематическую погрешность результата косвенного измерения по выражению (14-25) невозможно, не зная оценок систематических погрешностей измерения аргументов. Но если они известны, то их необходимо сразу исключить из результатов измерения аргументов и оценивать результат косвенного измерения по значениям аргументов, не содержащих систематических погрешностей. Поэтому выражением (14-25) следует пользоваться в том случае, когда систематические погрешности измерения аргументов не могли быть выявлены и оценены в процессе эксперимента, а были оценены лишь после него. Это выражение может использоваться также при подготовке к эксперименту. Например, если предполагается, что погрешность результата косвенного измерения определяется только погрешностью средств измерений аргументов, причем у этих средств преобладающей является систематическая погрешность (случайной погрешностью можно пренебречь), то, пользуясь выражением (14-25), можно выбрать средства измерений с такими допустимыми предельными значениями систематических погрешностей, чтобы погрешность результата измерения косвенно измеряемой величины не превысила заданного значения.

При однократных измерениях аргументов процедура определения результата косвенно измеряемой величины сохраняется такой же, как и при многократных измерениях, с учетом замечаний, сделанных при рассмотрении однократных прямых измерений.

Совместные измерения. Целью совместных измерений является установление функциональной зависимости между величинами, например зависимости сопротивления от температуры. Отыскивая зависимость между величинами a и b , необходимо уста-

навливать и измерять различные размеры величины a и одновременно измерять величину b . Таким образом, можно получить координаты исследуемой зависимости $a_1, b_1; a_2, b_2; \dots; a_n, b_n$. Так как результаты измерения этих величин содержат погрешности, то полученные координаты не будут принадлежать истинной исследуемой зависимости. Исключив систематическую погрешность из каждого результата измерения, можно уточнить эти координаты, но и уточненные координаты все-таки будут отклоняться (рассеиваться) относительно истинной зависимости из-за случайных погрешностей.

Степень рассеивания характеризуется дисперсией. Правильной зависимостью, построенной по полученным координатным точкам, следует считать такую зависимость, при которой дисперсия координатных точек относительно этой зависимости будет минимальной. Для оценки дисперсии нужно вычислить сумму квадратов отклонений координатных точек от истинной зависимости. Минимальной дисперсии будет соответствовать минимальное значение суммы квадратов этих отклонений. Поэтому метод, с помощью которого отыскивается истинная зависимость, называется методом наименьших квадратов.

Рассмотрим применение этого метода на примере линейной зависимости между a и b . Предположим, нам известно, что зависимость между a и b должна описываться уравнением

$$a = \alpha + \beta b = \varphi(\alpha, \beta, b). \quad (14-26)$$

Результаты эксперимента после исключения систематических погрешностей дают нам координаты исследуемой зависимости $a_1, b_1; a_2, b_2; \dots; a_n, b_n$. Необходимо решить, как провести прямую линию, наилучшим образом согласующуюся с полученными координатами. Иными словами, зная координаты, полученные экспериментально, и вид функции, нужно определить коэффициенты α и β в уравнении (14-26).

В соответствии с уравнением (14-26), если b принимает значение b_i , то значение a должно быть равно $\varphi(\alpha, \beta, b_i)$, а эксперимент дает значение a_i . Следовательно, экспериментальная точка отклоняется от истинной точки на значение $a_i - \varphi(\alpha, \beta, b_i)$. Сумму квадратов отклонений экспериментальных точек от истинной зависимости можно найти по выражению

$$\sum_n [a_i - \varphi(\alpha, \beta, b_i)]^2, \quad (14-27)$$

где n — число экспериментальных точек.

Найдем значения коэффициентов α и β , обращающие выражение (14-27) в минимум. Для этого продифференцируем это выражение по α и β и приравняем производные нулю:

$$\left. \begin{aligned} \sum_n 2[a_i - \varphi(\alpha, \beta, b_i)] \left[-\frac{\partial \varphi(\alpha, \beta, b_i)}{\partial \alpha} \right] &= 0; \\ \sum_n 2[a_i - \varphi(\alpha, \beta, b_i)] \left[-\frac{\partial \varphi(\alpha, \beta, b_i)}{\partial \beta} \right] &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (14-28)$$

Систему уравнений (14-28) с учетом (14-26) приведем к виду

$$\left. \begin{aligned} \sum_n a_i &= n\alpha + \beta \sum_n b_i; \\ \sum_n a_i b_i &= \alpha \sum_n b_i + \beta \sum_n b_i^2. \end{aligned} \right\} \quad (14-29)$$

Решая эту систему уравнений, получим выражение для коэффициента β :

$$\beta = \left(n \sum_n a_i b_i - \sum_n a_i \sum_n b_i \right) / \left[n \sum_n b_i^2 - \left(\sum_n b_i \right)^2 \right], \quad (14-30)$$

а зная β , находим выражение для α :

$$\alpha = \frac{\sum_n a_i}{n} - \beta \frac{\sum_n b_i}{n}. \quad (14-31)$$

Полученные значения α и β в общем случае отличаются от истинных значений коэффициентов уравнения α_n и β_n и являются случайными величинами, так как координаты a_i, b_i , искаженные случайными погрешностями, тоже являются случайными величинами. Погрешностями определения коэффициентов являются дисперсиям соответствующих коэффициентов, т.е. $D[\Delta\alpha] = D[\alpha] = \sigma^2[\alpha]$ и $D[\Delta\beta] = D[\beta] = \sigma^2[\beta]$. Найдем эти дисперсии.

Сначала рассмотрим влияние погрешностей измерения a_i и b_i на рассеивание экспериментальных точек относительно исследуемой зависимости. Предположим, что мы хотим измерить величину a при $b = b_i$. Если измерения выполняются без погрешностей, то, установив значение b_i , получим значение величины a , соответствующее координатной точке 1 (рис. 14-1), лежащей на исследуемой зависимости. Теперь допустим, что величина a измеряется без погрешности, а величина b с погрешностью. Тогда при установке значения b_i истинное значение величины b может оказаться равным b_n за счет погрешности Δb . Значение величины a при этом будет соответствовать координатной точке 2, лежащей на исследуемой зависимости. Однако полагаем, что мы установили значение b_i , вместо координатной точки 2 мы будем рассматривать координатную точку 2', которая смещена с исследуемой

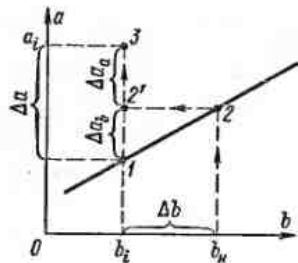


Рис. 14-1. Рассеивание экспериментальных точек из-за погрешностей измерения величин a и b

зависимости на $\Delta a_b = \beta_n \Delta b$, где β_n — истинный коэффициент наклона исследуемой зависимости. Если же и величина a измеряется с погрешностью, то координатная точка Z' сместится на величину этой погрешности Δa_a и окажется

в точке Z . Именно эту точку мы и рассматриваем как точку с координатами a_i, b_i . Точка Z смещена с исследуемой зависимости на $\Delta a = \Delta a_a + \beta_n \Delta b$. Очевидно, что экспериментальная точка Z не изменит своего положения, если при изменении погрешностей Δa_a и Δb значение Δa будет оставаться неизменным. При этом значения коэффициентов β и α , рассчитанных по выражениям (14-30) и (14-31), будут одни и те же, так как они определяются только положением экспериментальных точек. Поэтому мы можем считать, что измерение величины b осуществляется без погрешности, а рассеивание экспериментальных точек относительно исследуемой зависимости обусловлено только погрешностью измерения величины a , причем эта погрешность $\Delta a = \Delta a_a + \beta_n \Delta b$. Погрешности Δa_a и Δb являются независимыми случайными величинами. Применяя правила нахождения дисперсий, устанавливаем, что дисперсия, характеризующая рассеивание экспериментальных точек, $\sigma^2 [a] = D [\Delta a] = \sigma^2 [\Delta a_a] + \beta_n^2 \sigma^2 [\Delta b]$. Считаем, что эта дисперсия одинакова при измерении любых значений a_i .

Перейдем теперь к непосредственной оценке дисперсий коэффициентов β и α . Считая, что величина b измеряется без погрешности, мы имеем право рассматривать любые значения b_i , входящие в выражения для расчета коэффициентов, как случайные числа.

Выражение (14-30) путем алгебраических преобразований можно привести к виду

$$\beta = \frac{\sum a_i (b_i - \bar{b})}{\left(\sum b_i^2 - n\bar{b}^2 \right)},$$

где $\bar{b} = \left(\sum b_i \right) / n$ — среднее арифметическое значение координат величины b .

Так как все a_i — независимые случайные величины с дисперсией $\sigma^2 [a]$, то дисперсию коэффициента β согласно (14-4) и (14-5) можно найти по выражению

$$\sigma^2 [\beta] = \frac{\sum (b_i - \bar{b})^2}{\left(\sum b_i^2 - n\bar{b}^2 \right)^2} \sigma^2 [a] = \frac{1}{\sum b_i^2 - n\bar{b}^2} \sigma^2 [a]. \quad (14-32)$$

Для нахождения дисперсии коэффициента α удобнее вместо выражения (14-31) использовать выражение, которое можно получить, исключая из системы уравнений (14-29) коэффициент β и решая эту систему относительно коэффициента α :

$$\alpha = \frac{\sum a_i \left(b_i \bar{b} - \frac{\sum b_i^2}{n} \right)}{\left(n\bar{b}^2 - \sum b_i^2 \right)}.$$

Отсюда находим дисперсию коэффициента α :

$$\sigma^2 [\alpha] = \frac{\sum \left(b_i \bar{b} - \frac{\sum b_i^2}{n} \right)^2}{\left(n\bar{b}^2 - \sum b_i^2 \right)^2} \sigma^2 [a] = \frac{\sum b_i^2}{n} \sigma^2 [\beta]. \quad (14-33)$$

Для расчета дисперсий по выражениям (14-32) и (14-33) необходимо знать дисперсию рассеивания экспериментальных точек $\sigma^2 [a]$. Точное значение этой дисперсии найти нельзя даже при известных дисперсиях погрешностей измерения величин a и b , так как еще необходимо знать истинный коэффициент наклона β_n . Поэтому вместо дисперсий $\sigma^2 [\beta]$ и $\sigma^2 [a]$ получают их оценки $\bar{\sigma}^2 [\beta]$ и $\bar{\sigma}^2 [a]$, используя вместо $\sigma^2 [a]$ одну из следующих ее оценок:

1) при известных дисперсиях погрешностей измерения $\sigma^2 [\Delta a_a]$ и $\sigma^2 [\Delta b]$

$$\bar{\sigma}^2 [a] = \sigma^2 [\Delta a_a] + \beta^2 \sigma^2 [\Delta b];$$

2) при известных оценках дисперсий погрешностей измерения $S^2 [\Delta a_a]$ и $S^2 [\Delta b]$

$$S^2 [a] = S^2 [\Delta a_a] + \beta^2 S^2 [\Delta b];$$

3) при отсутствии предварительной информации о дисперсиях погрешностей или их оценках

$$S^2 [a] = \frac{\sum [a_i - (\alpha + \beta b_i)]^2}{(n-2)}.$$

Последнее выражение является аналогом выражения (14-9). В числителе этих выражений стоят суммы квадратов отклонений

отдельных результатов измерения от оценок их истинных значений, в знаменателе — число степеней свободы. В математической статистике доказано, что при обработке совместных измерений число степеней свободы определяется числом координатных точек n минус число неизвестных коэффициентов m в исследуемой функциональной зависимости. В рассматриваемом случае $m = 2$ (коэффициенты α и β), поэтому число степеней свободы равно $n - 2$.

Совокупные измерения. Если число проведенных различных совокупных измерений равно числу измеряемых величин, то по результатам измерений можно составить систему уравнений, в которой число уравнений равно числу измеряемых величин. Решая систему уравнений, каждую измеряемую величину можно косвенно выразить через результаты совокупных измерений. Дальнейшую обработку можно проводить по правилам обработки результатов наблюдений при косвенных измерениях. Если число различных совокупных измерений больше числа измеряемых величин, то обработку результатов измерения проводят с помощью метода наименьших квадратов.

14.3. СУММИРОВАНИЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ

В практике измерений часто встает задача определения результирующей (суммарной) погрешности по известным значениям составляющих этой погрешности.

При рассмотрении составляющих погрешности как случайных величин, результирующую погрешность следует определять по правилу суммирования случайных величин. Это правило основано на известных из теории вероятностей положениях:

1) математическое ожидание (систематическая погрешность) результирующей погрешности определяется алгебраической суммой математических ожиданий (систематических погрешностей) составляющих (14-1);

2) дисперсия результирующей погрешности определяется согласно (14-4) выражением

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \sum_n \sigma_i^2 + 2 \sum_{i < j} r_{ij} \sigma_i \sigma_j, \quad (14-34)$$

где σ_i^2 — дисперсия i -й составляющей погрешности; n — число суммируемых составляющих погрешностей; r_{ij} — коэффициент корреляции между i - и j -й составляющими, знак $i < j$ под суммой означает, что суммирование распространяется на все возможные попарные сочетания составляющих погрешностей, для которых $i < j$.

Нахождение результирующей систематической погрешности

по известным систематическим погрешностям суммируемых составляющих не вызывает трудностей. Использование же выражения (14-34) для расчета σ_{Σ}^2 затруднительно, так как точное значение коэффициента корреляции между составляющими обычно неизвестно. В этом случае при расчетах полагают r равным нулю, если случайные составляющие можно считать независимыми, или равным единице со знаком плюс или минус, если заметна корреляция между суммируемыми случайными составляющими погрешностей. Рассмотрим подробнее суммирование случайных погрешностей.

Суммирование случайных погрешностей при нормальных законах их распределения. Будем считать, что результирующая погрешность измерения состоит из n случайных составляющих, имеющих нормальный закон распределения; $\pm \delta_{im}$ — границы доверительного интервала i -й случайной составляющей.

Зная доверительную вероятность и доверительный интервал для каждой составляющей погрешности, можно найти среднее квадратическое отклонение каждой из них по формуле

$$\sigma_i = \delta_{im} / z_{p_i}, \quad (14-35)$$

где z_{p_i} — коэффициент, взятый из таблиц для нормального распределения и соответствующий доверительной вероятности P_i . Если доверительная вероятность для всех составляющих одинакова и равна P , то, используя выражения (14-34) и (14-35), получаем:

а) для коррелированных составляющих (r_{ij} равен $+1$ или -1)

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sum_n \sigma_i^2 \pm 2 \sum_{i < j} \sigma_i \sigma_j} = \sum_n \pm \sigma_i = \sum_n \pm \delta_{im} / z_p, \quad (14-36)$$

где знак « \pm » означает, что для составляющих с положительной корреляцией σ_i и δ_{im} нужно брать со знаком « $+$ », а для составляющих с отрицательной корреляцией — со знаком « $-$ »;

б) для независимых составляющих ($r_{ij} = 0$)

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sum_n \sigma_i^2} = \sqrt{\sum_n \delta_{im}^2 / z_p^2}. \quad (14-37)$$

При суммировании составляющих, имеющих нормальный закон распределения, результирующая погрешность будет иметь тоже нормальный закон распределения. Поэтому границы доверительного интервала результирующей погрешности с доверительной вероятностью P

$$\delta_{\Sigma} = \pm z_p \sigma_{\Sigma}. \quad (14-38)$$

С учетом (14-36) и (14-37) выражение (14-38) принимает вид:

а) для коррелированных составляющих

$$\delta_{\Sigma} = \pm \sum_n \pm \delta_{im}; \quad (14-39)$$

б) для независимых составляющих

$$\delta_{\Sigma} = \pm \sqrt{\sum_n \delta_{im}^2}. \quad (14-40)$$

Если в выражении (14-39) все составляющие имеют положительную корреляцию, то

$$\delta_{\Sigma} = \pm \sum_n \delta_{im}. \quad (14-41)$$

Суммирование погрешностей по выражению (14-41) называется арифметическим суммированием, а по выражению (14-40) — геометрическим суммированием.

Действительные значения коэффициентов корреляции по абсолютному значению могут находиться в пределах от нуля до единицы, поэтому арифметическое суммирование обычно дает завышенное значение суммарной погрешности.

Если для суммируемых составляющих погрешностей известны их предельные значения, то предельное значение результирующей погрешности находят путем арифметического суммирования предельных значений составляющих.

Суммирование случайных погрешностей при их законах распределения, отличных от нормального. Трудность нахождения суммарной погрешности в этом случае заключается в том, что закон ее распределения зависит от конкретных видов и характеристик законов распределения суммируемых составляющих. Например, при сложении двух независимых случайных погрешностей, имеющих равномерные законы распределения с одинаковыми дисперсиями, результирующая погрешность будет распределяться по треугольному закону. Если же эти равномерные законы имеют разные дисперсии, то результирующая погрешность будет распределяться по трапецидальному закону. Поэтому для установления доверительного интервала результирующей погрешности необходимо в каждом конкретном случае искать методами теории вероятностей закон распределения результирующей погрешности.

Зная закон распределения результирующей погрешности, можно найти доверительный интервал этой погрешности по выражению, аналогичному (14-38):

$$\delta_{\Sigma} = \pm k_{\Sigma}^{(P)} \sigma_{\Sigma},$$

где $k_{\Sigma}^{(P)}$ — коэффициент, зависящий от закона распределения результирующей погрешности и доверительной вероятности P .

Возможны приближенные способы определения доверительного интервала суммарной погрешности без установления закона распределения результирующей погрешности.

Первый способ базируется на центральной предельной теореме: если число суммируемых независимых составляющих достаточно велико (практически при $n \geq 5$)¹, то закон распределения результирующей погрешности близок к нормальному и в качестве коэффициента $k_{\Sigma}^{(P)}$ можно принимать z_p .

Второй способ основан на исследовании², показавшем, что при суммировании независимых составляющих, имеющих законы распределения, изложенные в ГОСТ 8.011—72, можно пользоваться приближенными значениями $k_{\Sigma}^{(P)}$: при доверительной вероятности $P=0,90$ коэффициент $k_{\Sigma}^{(0,90)} \approx 1,6$, а при доверительной вероятности $P=0,95$ — $k_{\Sigma}^{(0,95)} \approx 1,8$. При этом погрешность в определении δ_{Σ} не превышает $\pm 10\%$.

Глава пятнадцатая

ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ, МАГНИТНЫХ И НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

15-1. ИЗМЕРЕНИЯ СИЛЫ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ

Общие сведения. Токи³ и напряжения являются наиболее распространенными электрическими величинами, которые приходится измерять. Этим объясняется широкая номенклатура выпускаемых промышленностью средств измерений токов и напряжений. Выбор средства измерений может определяться совокупностью факторов: предполагаемым размером измеряемой величины, родом тока (постоянного или переменного), частотой, требуемой точностью измерения, условиями проведения эксперимента (лабораторные, цеховые, полевые и т. п.), влияни-

¹ Среди этих составляющих не должно быть существенно преобладающих над остальными.

² Петров В. П., Рясный Ю. В. Оценка суммарной погрешности средств измерений // Измерительная техника. — 1977. — № 2.

³ В литературе принято говорить об измерении токов, хотя, строго говоря, измеряют силу токов.

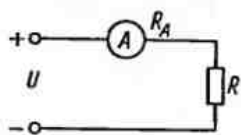


Рис. 15-1. Схема измерения тока амперметром

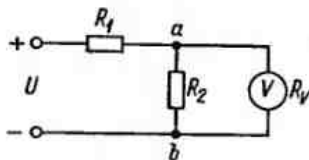


Рис. 15-2. Схема измерения напряжения вольтметром

ем внешних условий (температуры, магнитного поля, вибраций и т. д.) и др.

Определение значений напряжений осуществляют, как правило, прямыми измерениями; токов — кроме прямых измерений, широко используют косвенные измерения, при которых измеряется падение напряжения U на резисторе с известным сопротивлением R , включенном в цепь измеряемого тока I_x . Значение тока находят по закону Ома: $I_x = U/R$. В этом случае погрешность результата измерения ΔI_x определяется погрешностью измерения напряжения ΔU и погрешностью ΔR , обусловленной отличием номинального значения сопротивления R от истинного значения сопротивления R_n . Погрешность ΔI_x может быть найдена по правилам обработки результатов наблюдения при косвенных измерениях (см. § 14-2).

Измерения токов и напряжений всегда сопровождаются погрешностью, обусловленной сопротивлением используемого средства измерений. Включение в исследуемую цепь средства измерений искажает режим этой цепи. Так, например, включение амперметра, имеющего сопротивление R_A , в цепь, изображенную на рис. 15-1, приведет к тому, что вместо тока $I = U/R$, который протекал в этой цепи до включения амперметра, после включения амперметра пойдет ток $I_1 = U/(R + R_A)$. Погрешность $\Delta I = I_1 - I$ тем больше, чем больше сопротивление амперметра. Аналогичная погрешность возникает при измерении напряжений. Например, в цепи, представленной на рис. 15-2, при включении вольтметра, имеющего сопротивление R_V , для измерения напряжения между точками a и b режим цепи тоже нарушается, так как вместо напряжения $U_{ab} = UR_2/(R_1 + R_2)$, которое было в схеме до включения вольтметра, после его включения напряжение

$$U_{ab1} = \frac{U R_2 R_V / (R_2 + R_V)}{R_1 + R_2 R_V / (R_2 + R_V)}$$

Погрешность $\Delta U = U_{ab1} - U_{ab}$ тем больше, чем меньше сопротивление вольтметра.

Косвенным показателем сопротивления средств измерений является мощность, потребляемая средством из цепи, в которой

производится измерение. При протекании тока I через амперметр с сопротивлением R_A мощность, потребляемая амперметром, $P_A = I^2 R_A$. Мощность, потребляемая вольтметром, определяется выражением $P_V = U^2 / R_V$, где U — напряжение, измеряемое вольтметром; R_V — внутреннее сопротивление вольтметра. Следовательно, погрешность от искажения режима цепи при измерении токов и напряжений тем меньше, чем меньше мощность, потребляемая средством измерений из цепи, где производится измерение. Из средств измерений, используемых для измерений токов и напряжений, наименьшим потреблением мощности из цепи измерений обладают компенсаторы (потенциометры), электронные и цифровые приборы. Среди электромеханических приборов наименьшую мощность потребляют магнитоэлектрические и электростатические приборы. Весьма малая мощность, потребляемая из цепи измерений компенсаторами, позволяет измерять ими не только напряжения, но и ЭДС.

Диапазон измеряемых токов и напряжений весьма широк. Например, при биологических исследованиях, космических исследованиях, измерениях в вакууме необходимо измерять постоянные токи, составляющие доли фемтоампер (10^{-15} А), а в мощных энергетических установках, на предприятиях цветной металлургии, химической промышленности — токи, достигающие сотен килоампер. Для измерений токов и напряжений в таком широком диапазоне значений отечественной промышленностью выпускаются различные средства измерений, обеспечивающие возможность измерений в определенных поддиапазонах. Средства измерений токов и напряжений делают, как правило, многопредельными. Для расширения пределов измерений тока применяют шунты и измерительные трансформаторы постоянного тока — в цепях постоянного тока и измерительные трансформаторы переменного тока — в цепях переменного тока. Для расширения пределов измерений напряжения используют делители напряжения, добавочные резисторы и измерительные трансформаторы напряжения.

Весь диапазон измеряемых токов и напряжений можно условно разбить на три поддиапазона: малых, средних и больших значений. Наиболее обеспеченным средствами измерений является поддиапазон средних значений (ориентировочно: для токов — от единиц миллиампер до десятков ампер; для напряжений — от единиц милливольт до сотен вольт). Именно для этого поддиапазона созданы средства измерений с наименьшей погрешностью измерения токов и напряжений. Это не случайно, так как при измерении малых и больших токов и напряжений возникают дополнительные трудности.

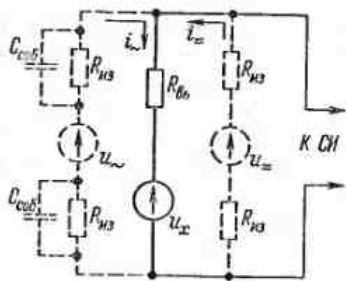


Рис. 15-3. Схема влияния собственных резистивных и емкостных связей

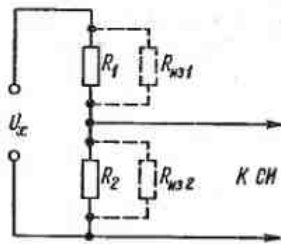


Рис. 15-4. Схема влияния сопротивления изоляции на коэффициент деления делителя напряжения

При измерении малых токов и напряжений эти трудности обусловлены термо-ЭДС в измерительной цепи, резистивными и емкостными связями измерительной цепи с посторонними источниками напряжения, влиянием внешнего магнитного поля, шумами элементов измерительной цепи и другими причинами. Термо-ЭДС возникают в местах соединения разнородных металлов (в местах пайки и сварки проводников, в местах соприкосновения подвижных и неподвижных контактов переключателей и т. п.) вследствие неравномерного температурного поля средства измерений. Влияние резистивных и емкостных связей иллюстрируется упрощенной схемой, представленной на рис. 15-3, где u_x — источник измеряемого напряжения с внутренним сопротивлением $R_{вн}$, u_- и $u_~$ — посторонние источники, соответственно, постоянного и переменного напряжения. Полагаем, что входное сопротивление средства измерений (СИ) гораздо больше $R_{вн}$, поэтому СИ на схеме не показано. Посторонние источники, не имея непосредственной связи с источником измеряемого напряжения, могут оказаться связанными с ним через изоляцию, имеющую сопротивление $R_{из}$ и емкость $C_{соеб}$ (емкостную связь u_x с u_- можно не рассматривать). Наличие паразитных связей приводит к появлению токов i_- и $i_~$. В результате на резисторе сопротивлением $R_{вн}$ возникает дополнительное падение напряжения $u_{доп} = R_{вн}(i_- + i_~)$, которое вместе с u_x подается на вход средства измерений, искажая представление об измеряемой величине u_x .

Внешнее переменное магнитное поле тоже может внести существенные искажения за счет ЭДС, наводимых в проводах и других элементах цепи, соединяющей источник малой измеряемой величины со средством измерений.

Полностью устранить влияние отмеченных факторов не удастся. Поэтому измерения малых токов и напряжений осуществляются с большей погрешностью.

Измерения больших токов и напряжений имеют свои особенности и трудности. Например, при измерении больших постоянных токов с использованием шунтов на шунтах рассеивается большая мощность, приводящая к значительному нагреву шунтов и появлению дополнительных погрешностей. Для уменьшения рассеиваемой мощности и устранения перегрева необходимо увеличивать габариты шунтов или применять специальные дополнительные меры по искусственному охлаждению. В результате шунты получаются громоздкими и дорогими. При измерении больших токов очень важно следить за качеством контактных соединений по которым протекает ток. Плохое качество контактного соединения может не только исказить режим цепи и, следовательно, результат измерения, но и привести к обгоранию контакта за счет большой мощности, рассеиваемой на контактном сопротивлении. При измерении больших токов могут возникнуть дополнительные погрешности от влияния на средства измерений сильного магнитного поля, создаваемого вокруг шин протекающим током.

При измерении больших напряжений возрастают требования к качеству изоляционных материалов, применяемых в средствах измерений, как для уменьшения погрешностей, возникающих от токов утечки через изоляцию, так и для обеспечения безопасности обслуживающего персонала. Например, если для расширения пределов измерений используется делитель напряжения, то с увеличением измеряемого напряжения сопротивление делителя нужно увеличивать. При измерении больших напряжений сопротивление делителя может оказаться сравнимым с сопротивлением изоляции, что приведет к погрешности деления напряжения и, следовательно, к погрешности измерений. Из рис. 15-4, иллюстрирующего влияние изоляции на коэффициент деления, следует, что вместо номинального коэффициента деления $K_{ном} = R_2 / (R_1 + R_2)$ реальный коэффициент деления будет определяться выражением $K = (R_2 \parallel R_{из2}) / [(R_1 \parallel R_{из1}) + (R_2 \parallel R_{из2})]$, где знак \parallel означает параллельное соединение. Трудность учета реального коэффициента деления заключается в том, что сопротивление изоляции может изменяться в зависимости от состояния окружающей среды (запыленности, влажности и т. п.).

Отсюда следует, что при измерении больших токов и напряжений, кроме обычных погрешностей, возникают погрешности, обусловленные спецификой этих измерений.

Характерное изменение погрешности измерений в зависимости от размера измеряемой величины иллюстрируется (рис. 15-5) качественно (для наглядности используется переменный мас-

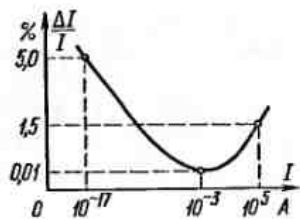


Рис. 15-5. Изменение погрешности измерений постоянного тока в зависимости от размера измеряемой величины

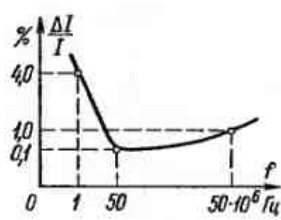


Рис. 15-6. Изменение погрешности измерений переменного тока (десятки миллиампер) в зависимости от частоты

штаб по осям) на примере рабочих средств измерений¹ постоянных токов, выпускаемых промышленностью.

При измерении переменных токов и напряжений большое значение имеет частота измеряемой величины. Частотный диапазон измеряемых токов и напряжений весьма широк: от долей герца (инфранизкие частоты) до сотен мегагерц и более.

Всем средствам измерений переменных токов и напряжений присуща частотная погрешность, обусловленная изменением сопротивлений индуктивных и емкостных элементов средств измерений с изменением частоты, потерями на перемагничивание ферромагнитных материалов, потерями на вихревые токи в металлических деталях средств измерений, влиянием паразитных индуктивностей и емкостей (на высоких частотах). Эти причины не позволяют получить одинаковую точность измерений во всем указанном диапазоне частот. В документации на средства измерений переменных токов и напряжений обязательно указывается область частот, в которой гарантируется определенная точность измерений данным средством. Область частот от 20 Гц до единиц килогерц является наиболее обеспеченной выпускаемыми промышленностью средствами измерений переменных токов и напряжений. В более широкой области частот используют электронные и цифровые приборы, а из электромеханических приборов — термоэлектрические и электростатические приборы. Электронные вольтметры позволяют измерять переменные напряжения с частотой до 10^3 МГц, однако погрешность измерения с увеличением частоты возрастает. Увеличение погрешности измерения с ростом частоты является общей закономерностью для средств измерений

¹ Здесь и далее, на рис. 15-6 и в табл. 15-1 — 15-4, числовые данные приведены для рабочих средств измерений, включенных в Справочник по электроизмерительным приборам под редакцией К. К. Илюнина (Л.: Энергоатомиздат, 1983).

токов и напряжений, что объясняется указанными выше причинами. При измерениях на частотах ниже 20 Гц появляются свои трудности, обусловленные недостаточной инерционностью подвижной части электромеханических приборов. При измерении переменных во времени величин вращающийся момент, действующий на подвижную часть прибора, тоже меняется во времени. С уменьшением частоты вращающего момента инерция подвижной части недостаточна для получения установившегося отклонения указателя. Эта особенность сильно проявляется на инфранизких частотах. Преодоление этой трудности путем увеличения инерции подвижной части измерительного механизма нецелесообразно, так как при этом будет уменьшаться чувствительность средства измерений. Поэтому для измерений токов и напряжений инфранизких частот требуются специальные устройства усреднения (интегрирования) измеряемых величин. Из серийно выпускаемых средств измерений следует отметить термоэлектрические приборы, например амперметр типа Т210, измеряющий переменные токи с частотой от 1 Гц. У этих приборов функцию интегрирования выполняет термоэлектрический преобразователь.

На рис. 15-6 качественно (для наглядности используется переменный масштаб по осям) иллюстрируется характерное изменение погрешности измерений в зависимости от частоты на примере рабочих средств измерений переменных токов (десятки миллиампер), выпускаемых промышленностью.

Измерения постоянных токов и напряжений. Наивысшая точность измерений постоянных токов и напряжений определяется точностью государственных первичных эталонов единицы силы постоянного электрического тока (ГОСТ 8.022—75) и единицы электродвижущей силы (ГОСТ 8.027—81). Государственные первичные эталоны обеспечивают воспроизведение соответствующей единицы со средним квадратическим отклонением результата измерений (S_0), не превышающим $4 \cdot 10^{-6}$ для силы постоянного тока и $5 \cdot 10^{-8}$ для ЭДС, при несключенной систематической погрешности (θ_0), не превышающей, соответственно, $8 \cdot 10^{-6}$ и $1 \cdot 10^{-6}$. Из рабочих средств измерений постоянных токов и напряжений наименьшую погрешность измерений дают компенсаторы постоянного тока. Например, компенсатор (потенциометр) типа Р332 имеет класс точности 0,0005 и позволяет измерять постоянные ЭДС и напряжения в диапазоне от 10 мВ до 2,121111 В. Постоянные токи измеряют с помощью компенсаторов косвенно с использованием катушек электрического сопротивления. При использовании катушек электрического сопротивления типа Р324 класса точности 0,002 и компенсатора типа Р332 можно измерять токи с погрешностью не более $\pm 0,0025$ %. Компенсаторы используют при точных измерениях постоянных

Таблица 15-1

Приборы, используемые при измерении постоянных токов	Верхний предел измерений, А				Наименьшая погрешность измерений, % соответствующая		
	наименьший	наибольший			наименьшему верхнему пределу измерений	наибольшему верхнему пределу измерений	значению внутри диапазона измерений
		прямое включение	с наружным шунтом	с трансформатором постоянного тока			
Цифровые	10^{-17}	10	$7,5 \cdot 10^3$	—	5,0	0,7	0,01
Электронные аналоговые	$5 \cdot 10^{-16}$	1	—	—	5,0	4,0	0,5
Магнитоэлектрические	$3 \cdot 10^{-7}$	50	$2 \cdot 10^4$	$1,5 \cdot 10^5$	0,5	1,5	0,2
Электромагнитные	$5 \cdot 10^{-3}$	30	—	—	0,5	1,5	0,5
Электродинамические	$5 \cdot 10^{-3}$	10	—	—	0,2	0,2	0,2

токов, ЭДС и напряжений и для поверки менее точных средств измерений.

Наиболее распространенными средствами измерений постоянных токов и напряжений являются амперметры (микро-, милли-, килоамперметры) и вольтметры (микро-, милли-, киловольтметры), а также универсальные и комбинированные приборы (например, микровольтнаноамперметры, нановольтамперметры и т. п.). Широко используемые средства измерений постоянных токов и напряжений представлены в табл. 15-1 и 15-2.

Для измерений весьма малых постоянных токов и напряжений применяют электрометры и фотогальванометрические приборы. В качестве примера можно указать цифровые универсальные микровольтметры-электрометры типа В7-29 с диапазоном измерений постоянного тока от 10^{-17} до 10^{-13} А и типа В7-30 с диапазоном измерений тока от 10^{-15} и до 10^{-7} А. Примером фотогаль-

Таблица 15-2

Приборы, используемые при измерении постоянных напряжений	Верхний предел измерений, В			Наименьшая погрешность измерений, % соответствующая		
	наименьший	наибольший		наименьшему верхнему пределу измерений	наибольшему верхнему пределу измерений	значению внутри диапазона измерений
		прямое включение	с добавочным сопротивлением			
Цифровые	$2 \cdot 10^{-2}$	10^3	—	1,0	$5 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-3}$
Электронные аналоговые	$5 \cdot 10^{-6}$	10^3	—	5,0	1,5	0,5
Магнитоэлектрические	$3 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^3$	$2 \cdot 10^4$	1,0	1,5	0,2
Электростатические	30	$7,5 \cdot 10^4$	—	0,5	1,5	0,5
Электромагнитные	1,5	$0,6 \cdot 10^3$	—	0,5	0,5	0,5
Электродинамические	7,5	$0,6 \cdot 10^3$	—	0,2	0,2	0,2

ванометрических приборов является нановольтамперметр типа Р341, имеющий наименьший диапазон измерений постоянных токов 0,5—0—0,5 нА и постоянных напряжений 50—0—50 нВ. При измерении малых и средних значений постоянных токов и напряжений наибольшее распространение получили цифровые и магнитоэлектрические приборы. Измерения больших постоянных токов осуществляют, как правило, магнитоэлектрическими килоамперметрами с использованием наружных шунтов, а весьма больших токов — с использованием трансформаторов постоянного тока. Для измерений больших постоянных напряжений используют магнитоэлектрические и электростатические киловольтметры. Измерения постоянных токов и напряжений можно выпол-

нять и другими приборами (см. табл. 15-1 и 15-2). Следует иметь в виду, что электродинамические амперметры и вольтметры редко используют для технических измерений токов и напряжений в цепях постоянного тока. Их чаще применяют (наряду с цифровыми и магнитоэлектрическими приборами высоких классов точности) в качестве образцовых приборов при поверке средств измерений более низкого класса точности. В табл. 15-1 и 15-2 не указаны термоэлектрические приборы, так как применять их в цепях постоянного тока нецелесообразно из-за относительно большой мощности, потребляемой ими из цепи измерения.

Измерения переменных токов и напряжений. В основу измерений переменных токов и напряжений положены государственный специальный эталон, воспроизводящий силу тока $0,01-10$ А в диапазоне частот $40-1 \cdot 10^5$ Гц (ГОСТ 8.183-76), и государственный специальный эталон, воспроизводящий напряжение $0,1-10$ В в диапазоне частот $20-3 \cdot 10^7$ Гц (ГОСТ 8.184-76). Точность этих эталонов зависит от размера и частоты воспроизводимых величин. Среднее квадратическое отклонение результата измерений для эталона переменного тока $S_0 = 1 \cdot 10^{-5} \div 1 \cdot 10^{-1}$ при неисключенной систематической погрешности $\theta_0 = 3 \cdot 10^{-5} \div 2 \cdot 10^{-4}$. Для эталона переменного напряжения эти погрешности равны, соответственно, $S_0 = 5 \cdot 10^{-6} \div 5 \cdot 10^{-5}$ и $\theta_0 = 1 \cdot 10^{-5} \div 3 \cdot 10^{-4}$.

Рабочими средствами измерений переменных токов и напряжений являются амперметры (микро-, милли-, килоамперметры), вольтметры (микро-, милли-, киловольтметры), компенсаторы переменного тока, универсальные и комбинированные приборы, а также регистрирующие приборы и электронные осциллографы.

Особенностью измерений переменных токов и напряжений является то, что они изменяются во времени. В общем случае изменяющаяся во времени величина может быть полностью представлена мгновенными значениями в любой момент времени. Переменные во времени величины могут быть также охарактеризованы своими отдельными параметрами (например, амплитудой) или интегральными параметрами, в качестве которых используют действующее значение

$$X = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt},$$

средневыпрямленное значение

$$X_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)| dt$$

Приборы, используемые при измерении переменных токов	Верхний предел измерений, А			Частотный диапазон, Гц	Наименьшая погрешность, %
	наименьший	наибольший			
		прямое включение	с измерительным трансформатором тока		
Цифровые	$2 \cdot 10^{-5}$	10	—	$45-2 \cdot 10^4$	0,4
Электронные аналоговые	10^{-5}	1	—	$10-10^7$	0,5
Термоэлектрические	$5 \cdot 10^{-3}$	50	10^2	$1-10^8$	1,0
Электромагнитные	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^2$	$2 \cdot 10^5$	$45-3 \cdot 10^3$	0,5
Выпрямительные	$2,5 \cdot 10^{-5}$	$2 \cdot 10^2$	10^4	$30-2 \cdot 10^4$	1,5
Электродинамические	$5 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^2$	$6 \cdot 10^3$	$45-4 \cdot 10^3$	0,1

и среднее значение

$$X_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt,$$

где $x(t)$ — изменяющаяся во времени величина. Таким образом при измерении переменных токов и напряжений могут измеряться их действующие, амплитудные, средневыпрямленные, средние и мгновенные значения. В практике электрических измерений чаще всего приходится измерять синусоидальные переменные токи и напряжения, которые обычно характеризуются действующим значением. Поэтому подавляющее большинство средств измерений переменных токов и напряжений градуируются в действующих значениях для синусоидальной формы кривой тока или напряжения.

Измерения действующих значений переменных токов и напряжений осуществляют различными средствами измерений, наи-

Таблица 15-4

Приборы, используемые при измерения переменных напряжений	Верхний предел измерений, В				Частотный диапазон, Гц	Наименьшая погрешность, %
	наименьший	наибольший				
		прямое включение	с внешним добавочным сопротивлением	с измерительным трансформатором напряжения		
Цифровые	0,01	10^3	—	—	$4-10^5$	0,15
Электронные аналоговые	$3 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^2$	—	—	$10-10^9$	0,5
Электромагнитные	0,5	$6 \cdot 10^2$	$7,5 \cdot 10^2$	$6 \cdot 10^5$	$45-10^4$	0,5
Выпрямительные	0,5	$1,2 \cdot 10^3$	—	$3 \cdot 10^4$	$30-2 \cdot 10^4$	0,5
Электростатические	30	$7,5 \cdot 10^4$	—	—	$20-1,4 \cdot 10^7$	0,5
Электродинамические	7,5	$6 \cdot 10^2$	—	$3 \cdot 10^4$	$45-2 \cdot 10^3$	0,1

более распространенные из которых приведены в табл. 15-3 и 15-4. Сравнение этих таблиц с табл. 15-1 и 15-2 показывает, что наименьшие верхние пределы измерений переменных токов и напряжений на несколько порядков больше, чем постоянных. Это объясняется тем, что воздействия внешнего переменного магнитного поля и паразитных резистивно-емкостных связей, отмеченные выше, особенно сильно влияют при измерении переменных величин. Малые переменные токи измеряют цифровыми, электронными и выпрямительными приборами, малые переменные напряжения — электронными вольтметрами. Наиболее широкий диапазон измерений переменных токов при прямом включении

средств измерений обеспечивают выпрямительные приборы. Они имеют относительно широкий диапазон и при измерении переменных напряжений. Эти приборы делают, как правило, многопредельными. Следует также учесть, что эти приборы при отключении выпрямителя используются как магнитоэлектрические приборы для измерений постоянных токов и напряжений. Благодаря такой универсальности и небольшим габаритам выпрямительные приборы широко применяются в лабораторной и производственной практике.

Переменные токи свыше килоампера и переменные напряжения свыше киловольта измеряют с помощью наружных измерительных трансформаторов тока или напряжения электромагнитными, выпрямительными и электродинамическими приборами. Измерения высоких переменных напряжений (до 75 кВ) при прямом включении средств измерений позволяют осуществлять электростатические киловольтметры, например киловольтметр типа С100.

В наиболее широком частотном диапазоне при измерении переменных токов работают термоэлектрические и электронные приборы, а при измерении переменных напряжений — электронные и электростатические приборы. Термоэлектрические вольтметры имеют ограниченное применение из-за большой мощности, потребляемой ими из цепи измерения, поэтому в табл. 15-4 они не приведены. В наиболее узком частотном диапазоне работают электродинамические и электромагнитные приборы. Верхняя граница их частотного диапазона обычно не превышает единиц килогерц. Следует иметь в виду, что цифры, приведенные в табл. 15-3 и 15-4, характеризуют предельные возможности различных приборов. При этом нельзя однозначно связывать цифры, характеризующие верхние пределы диапазона измерений, с цифрами, характеризующими частотный диапазон. Связь между диапазоном измеряемых величин и частотным диапазоном для разных средств измерений разная. Однако можно указать общую закономерность: с увеличением значения измеряемой величины верхняя граница частотного диапазона, как правило, уменьшается. При этом наблюдается и другая закономерность, отмеченная ранее: с увеличением частоты погрешность измерений увеличивается. Например, термоэлектрический миллиамперметр Т15 класса точности 1,0 на пределе измерений 100 мА имеет верхнюю граничную частоту 50 МГц, а на пределе 300 мА — 25 МГц. Этот же прибор допускает возможность измерений тока до 100 мА при частоте до 100 МГц и тока до 300 мА при частоте до 50 МГц с погрешностью не более $\pm 4,0$ %.

При измерениях действующих значений переменных токов и напряжений, форма кривой которых отличается от синусои-

дальней, возникает дополнительная погрешность. Эта погрешность минимальна у средств измерений, работающих в широкой полосе частот, при условии, что выходной сигнал этих средств определяется действующим значением входной величины. Наименее чувствительны к изменению формы кривой переменных токов и напряжений термоэлектрические, электростатические и электронные приборы.

Наиболее точные измерения действующих значений синусоидальных токов и напряжений можно осуществить электродинамическими приборами, цифровыми приборами и компенсаторами переменного тока. Однако погрешность измерений переменных токов и напряжений больше, чем постоянных. Например, компенсатор переменного тока типа К509 в области частот от 40 до 60 Гц измеряет ЭДС и напряжения с минимальной допускаемой основной погрешностью $\pm 0,1\%$. Такую же точность в более широкой области частот обеспечивают электродинамические амперметры и миллиамперметры типа Д5054 и вольтметры типа Д5055.

Отметим некоторые особенности измерений токов и напряжений в трехфазных цепях. В общем случае в несимметричных трехфазных цепях число необходимых средств измерений токов и напряжений соответствует числу измеряемых величин, если каждая измеряемая величина измеряется своим прибором. При измерениях в симметричных трехфазных цепях достаточно произвести измерение тока или напряжения только в одной линии (фазе), так как в этом случае все линейные (фазные) токи и напряжения равны между собой. Связь между линейными и фазными токами и напряжениями зависит от схемы включения нагрузки. Известно, что для симметричных трехфазных цепей эта связь определяется соотношениями: $I_n = I_\phi$ и $U_n = \sqrt{3}U_\phi$ при соединении нагрузки звездой и $I_n = \sqrt{3}I_\phi$ и $U_n = U_\phi$ при соединении нагрузки треугольником. В несимметричных трехфазных цепях при измерениях токов и напряжений с помощью измерительных трансформаторов можно сэкономить на количестве используемых измерительных трансформаторов. Для примера на рис. 15-7, а приведена схема измерений трех линейных токов с использованием двух измерительных трансформаторов тока, а на рис. 15-7, б — аналогичная схема измерений линейных напряжений. Эти схемы основаны на известных соотношениях для трехфазных цепей: $I_A + I_B + I_C = 0$ и $\dot{U}_{AB} + \dot{U}_{BC} + \dot{U}_{CA} = 0$. В схеме измерений токов токи I_A и I_B измеряются амперметрами A_1 и A_2 с учетом коэффициентов трансформации K_1 и K_2 измерительных трансформаторов тока, т. е. $I_A = K_1 I_1$ и $I_B = K_2 I_2$. Амперметр A_3 включен таким образом, что через него течет сумма токов, т. е. $I_3 = -I_1 - I_2$. Если $K_1 = K_2$, то $K I_3 = K I_1 + K I_2 = I_A + I_B = -I_C$. Так

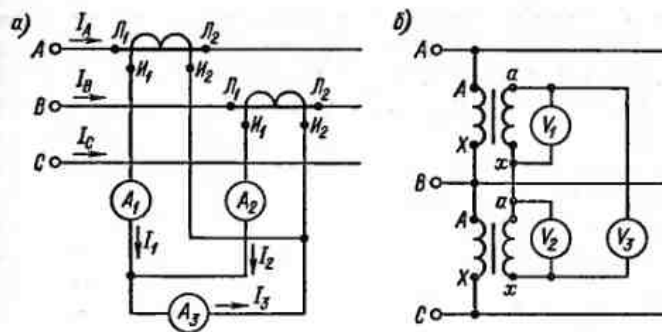


Рис. 15-7. Схема для измерения токов (а) и напряжений (б) в трехфазной цепи

как знак «минус» означает изменение фазы тока, а показания амперметров, как известно, не зависят от фазы измеряемого тока, то, следовательно, по показанию амперметра A_3 можно определить ток $I_C = K I_3$. Следует иметь в виду, что для правильного суммирования токов необходимо следить за правильностью включения генераторных зажимов измерительных трансформаторов. Неправильное включение генераторных зажимов одного из трансформаторов (в первичной или вторичной цепи) приведет к изменению фазы одного из суммируемых токов и результат получится неправильный. Схема для измерений линейных напряжений работает аналогично. Подобные схемы могут быть использованы для измерения фазных токов и напряжений. Для измерений токов и напряжений в трехфазных цепях можно использовать средства измерений этих величин, предназначенные для однофазных цепей. Кроме этих средств, промышленностью выпускаются специальные приборы для измерения в трехфазных цепях, позволяющие более быстро и удобно выполнить необходимые измерения. Например, цифровой комбинированный прибор типа Ф48611 предназначен для измерений действующих значений тока в фазах I_A, I_B, I_C и напряжений U_{AB}, U_{BC}, U_{CA} и других величин. Прибор используется в комплекте с внешними измерительными трансформаторами тока 10 000 А/5 А, трансформаторами напряжения 10 000 В/100 В и другими вспомогательными средствами. Режим измерений может быть ручной и автоматический, при котором прибор обеспечивает поочередное измерение каждой измеряемой величины. Результаты измерений воспроизводятся с учетом коэффициентов трансформации измерительных трансформаторов. Для измерений токов, напряжений и других величин в трехфазных цепях применяют также измерительные комплекты, например типа К506 (для трехпроводных сетей) и типа К505 (для трех- и четырехпроводных сетей).

Измерения средневыпрямленных $X_{срв}$ и амплитудных X_m значений синусоидальных токов и напряжений трудностей не вызывают, так как эти значения однозначно связаны с действующим значением X синусоиды: $X_{срв} = X/1,11$ и $X_m = \sqrt{2}X$. Для измерений средневыпрямленных токов и напряжений, форма кривой которых отличается от синусоидальной, нужно использовать средства измерений с выходным сигналом, определяющимся средневыпрямленным значением входной величины. К таким средствам относятся выпрямительные приборы и некоторые электронные и цифровые приборы. При градуировке этих средств в действующих значениях синусоиды измеряемое средневыпрямленное значение находят, деля показания приборов на коэффициент 1,11. Погрешность от изменения формы кривой токов и напряжений у этих приборов тем меньше, чем шире их частотный диапазон. Для измерений амплитудных значений токов и напряжений, форма кривой которых отличается от синусоидальной, нужно использовать средства измерений, выходной сигнал которых определяется амплитудным значением входной величины. К таким средствам относятся некоторые электронные приборы. При градуировке этих приборов в действующих значениях синусоиды измеряемое амплитудное значение находят, умножая показания приборов на коэффициент $\sqrt{2}$. Для измерений амплитуд импульсных токов и напряжений применяют импульсные электронные приборы.

Среднее значение переменного тока или напряжения характеризует постоянную составляющую, содержащуюся в измеряемом токе или напряжении. Для измерений средних значений переменных токов и напряжений обычно применяют магнитоэлектрические приборы.

Мгновенные значения переменных токов и напряжений измеряют регистрирующими приборами и электронными осциллографами, основные характеристики которых приведены в § 6-6 и 9-1. Следует иметь в виду, что по мгновенным значениям можно определить и другие значения токов и напряжений (средние, средневыпрямленные, действующие, амплитудные).

15-2. ИЗМЕРЕНИЯ МОЩНОСТИ, ЭНЕРГИИ И КОЛИЧЕСТВА ЭЛЕКТРИЧЕСТВА

Общие сведения. В настоящее время необходимо измерять мощность и энергию постоянного тока, активную мощность и энергию однофазного и трехфазного переменного тока, реактивную мощность и энергию трехфазного переменного тока, мгновенное значение мощности, а также количество электричества

в очень широких пределах. Так, мощность постоянного и однофазного переменного тока измеряют в диапазоне от 10^{-18} до 10^{10} Вт, причем нижний предел относится к мощности переменного тока высоких частот радиотехнических устройств. Требуемая точность измерения мощности постоянного и переменного тока различна для разных частотных диапазонов. Для постоянного и переменного однофазного и трехфазного тока промышленной частоты погрешность должна находиться в пределах $\pm (0,01-0,1) \%$; при сверхвысоких частотах погрешность может быть выше $\pm (1-5 \%)$.

Измерение реактивной мощности имеет практическое значение лишь у крупных потребителей электроэнергии, которые всегда питаются трехфазным переменным током. Нижний предел измерения реактивной мощности трехфазного переменного тока находится на уровне нескольких вар, а верхний предел примерно 10^6 вар. Погрешность измерения реактивной мощности должна находиться в пределах $\pm (0,1-0,5) \%$.

Диапазон измерения электрической энергии определяется диапазонами изменения номинальных (максимальных) токов и напряжений. Для энергии, потребляемой различными электротехническими устройствами, нижний предел диапазона измерения тока равен примерно 10^{-9} А, а напряжения — 10^{-6} В. Однако средств измерений для непосредственного измерения таких малых энергий не существует, а малые значения энергии определяются косвенными методами (например, определяется мощность и время). Верхний предел диапазона измерения тока достигает 10^4 А, а напряжение — 10^6 В. Допускаемая погрешность измерения энергии должна находиться в пределах $\pm (0,1-2,5) \%$.

Измерение реактивной энергии необходимо только для промышленных трехфазных цепей. Поэтому нижний предел диапазона измерения тока в этом случае находится на уровне 1 А, а напряжения — 100 В. Верхний предел диапазона измерения тока при непосредственном измерении энергии равен 50 А и напряжения — 380 В. Допускаемая погрешность измерения реактивной энергии должна находиться на уровне $\pm (1-2,5) \%$.

В широких пределах необходимо также производить измерения количества электричества: от измерения количества электричества в кратковременных импульсах тока (единицы милликюлон) до измерения количества электричества, протекающего в течение длительного времени (до 10^{11} Кл). Допускаемая погрешность измерения количества электричества должна находиться в пределах $\pm (0,1-5) \%$.

Диапазоны измерений мощности, энергии, количества электричества и наименьшая погрешность, достигаемая с помощью

Таблица 15-5

Измеряемая величина	Единица	Диапазон измерений	Достижимая наименьшая погрешность, %
Мощность:			
постоянного тока	Вт	$0,9-2,4 \cdot 10^5$	$\pm 0,02$
однофазного переменного тока	В·А	$2 \cdot 10^{-7}-8 \cdot 10^9$	$\pm 0,1$
трехфазного переменного тока	В·А	$40-3,5 \cdot 10^{10}$	$\pm 0,1$
реактивная трехфазного тока	вар	$40-8 \cdot 10^5$	$\pm 0,5$
Энергия:			
постоянного тока	кВт·ч	$I_{ном} = 5 \div 1000 \text{ А},$ $U_{ном} = 6 \div 3000 \text{ В}$	$\pm 1,0$
однофазного переменного тока	кВт·ч	$I_{ном} = 1 \div 1000 \text{ А},$ $U_{ном} = 110 \div 380 \text{ В}$	$\pm 2,0$
трехфазного тока (трехпроводной цепи)	кВ·ч	$I_{ном} = 1 \div 50 \text{ А},$ $U_{ном} = 100 \div 380 \text{ В}$	$\pm 0,5$
трехфазного тока (четырёхпроводной цепи)	кВт·ч	$I_{ном} = 1 \div 50 \text{ А},$ $U_{ном} = 100 \div 380 \text{ В}$	$\pm 1,0$
реактивная трехфазного тока	квар·ч	$I_{ном} = 1 \div 50 \text{ А},$ $U_{ном} = 100 \div 380 \text{ В}$	$\pm 1,5$
Количество электричества	Кл	$5 \cdot 10^{-3} \div 4 \cdot 10^{10}$	$\pm 0,5$

Примечание. $I_{ном}$ и $U_{ном}$ — номинальные ток и напряжение.

современных средств измерений, выпускаемых отечественной промышленностью, показаны в табл. 15-5.

Измерение мощности и энергии постоянного и переменного однофазного тока. Для измерения мощности в цепях постоянного и переменного однофазного тока применяют электродинамические и ферродинамические ваттметры, принцип действия и схемы включения которых рассмотрены в § 5-3.

Для точных измерений мощности постоянного и переменного тока на промышленной и повышенной частоте (до 5000 Гц) выпускают электродинамические ваттметры в виде переносных приборов классов точности 0,1—0,5.

Для измерений мощности в производственных условиях в цепях переменного тока промышленной или более высоких фиксированных частот (400, 500 Гц) применяют цитовые ферродинамические ваттметры классов точности 1,5—2,5.

Для измерений мощности на высоких частотах применяют термоэлектрические и электронные ваттметры.

При измерениях малых мощностей на сверхвысоких частотах возможно использование электрометров (см. § 5-3).

Для измерений мощности при больших токах и напряжениях ваттметры обычно включают через измерительные трансформаторы тока и напряжения.

Находят применение также косвенные методы измерения мощности постоянного и однофазного переменного тока. Мощность постоянного тока можно определить с помощью двух приборов: амперметра и вольтметра, а мощность однофазного переменного тока — с помощью трех приборов: амперметра, вольтметра и фазометра (или измерителя коэффициента мощности). При различных схемах включения приборов значения методических погрешностей измерения мощности оказываются различными, зависящими от соотношений сопротивлений приборов и нагрузки (аналогично погрешностям ваттметра, § 5-3). При косвенном измерении мощности необходимо производить одновременный отсчет по двум или трем приборам. Кроме того, при этом снижается точность измерения за счет суммирования инструментальных погрешностей приборов. Например, прямые измерения мощности однофазного переменного тока могут быть проведены с наименьшей погрешностью $\pm 0,1\%$ (см. табл. 15-5), в то время как при косвенных измерениях мощности измерение только коэффициента мощности возможно с наименьшей погрешностью $\pm 0,5\%$, а следовательно, общая погрешность будет превышать $\pm 0,5\%$.

Для измерения мощности переменного тока иногда применяют электронный осциллограф, в частности для определения мощности потерь на гистерезис в ферромагнитных материалах. При этом площадь гистерезисной петли оказывается пропорциональной мощности потерь.

Измерение энергии постоянного тока осуществляют с помощью счетчиков постоянного тока.

Энергию однофазного переменного тока измеряют индукционными счетчиками электрической энергии (см. § 5-3).

Электрическую энергию можно измерять также с помощью электронных счетчиков электрической энергии, не имеющих подвижных частей. Такие счетчики обладают лучшими метрологическими характеристиками и большей надежностью и являются перспективными средствами измерений электрической энергии.

В цепях однофазного переменного тока измерение реактивной мощности и энергии выполняют обычно лишь при лабораторных исследованиях. При этом под реактивной мощностью понимают $Q = UI \sin \varphi$. Реактивная мощность однофазной цепи может быть измерена как с помощью трех приборов (косвенный метод), так

и специальным ваттметром, имеющим усложненную схему параллельной цепи с целью получения фазового сдвига между векторами тока и напряжения этой цепи, равного 90° .

Измерение активной мощности и энергии в трехфазных цепях. В трехфазной системе независимо от схемы соединения нагрузки (треугольником или звездой) мгновенное значение мощности p системы равняется сумме мгновенных значений мощности отдельных фаз:

$$p = p_1 + p_2 + p_3.$$

Активная мощность P и энергия W за интервал времени Δt определяются, соответственно, выражениями:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = P_1 + P_2 + P_3 =$$

$$= U_{1\phi} I_{1\phi} \cos \varphi_1 + U_{2\phi} I_{2\phi} \cos \varphi_2 + U_{3\phi} I_{3\phi} \cos \varphi_3; \quad (15-1a)$$

$$W = \int_0^{\Delta t} P dt = \int_0^{\Delta t} U_{1\phi} I_{1\phi} \cos \varphi_1 dt +$$

$$+ \int_0^{\Delta t} U_{2\phi} I_{2\phi} \cos \varphi_2 dt + \int_0^{\Delta t} U_{3\phi} I_{3\phi} \cos \varphi_3 dt, \quad (15-1б)$$

где $U_{i\phi}$, $I_{i\phi}$ — фазные напряжения и токи; $\cos \varphi_i$ — косинус угла фазового сдвига между током и напряжением в фазах нагрузки; T — период изменения переменного напряжения.

Для симметричной трехфазной системы, в которой все фазные и линейные напряжения, токи и углы фазового сдвига между напряжениями и токами равны между собой, эти уравнения примут вид:

$$P = 3U_{\phi} I_{\phi} \cos \varphi = \sqrt{3} U_n I_n \cos \varphi; \quad (15-2a)$$

$$W = 3 \int_0^{\Delta t} U_{\phi} I_{\phi} \cos \varphi dt = \sqrt{3} \int_0^{\Delta t} U_n I_n \cos \varphi dt, \quad (15-2б)$$

где U_n , I_n — линейные напряжения и токи; $\cos \varphi$ — косинус угла фазового сдвига между током и напряжением в фазе нагрузки.

При соединении нагрузки звездой (рис. 15-8, а) мгновенная мощность $p = u_{AN} i_A + u_{BN} i_B + u_{CN} i_C$, где u_{AN} , u_{BN} , u_{CN} — мгновенные значения фазных напряжений; i_A , i_B , i_C — мгновенные значения фазных токов. Учитывая что $i_A + i_B + i_C = 0$, $u_{BC} = u_{BN} - u_{CN}$, $u_{AB} = u_{AN} - u_{BN}$ и $u_{CA} = u_{CN} - u_{AN}$, уравнение для

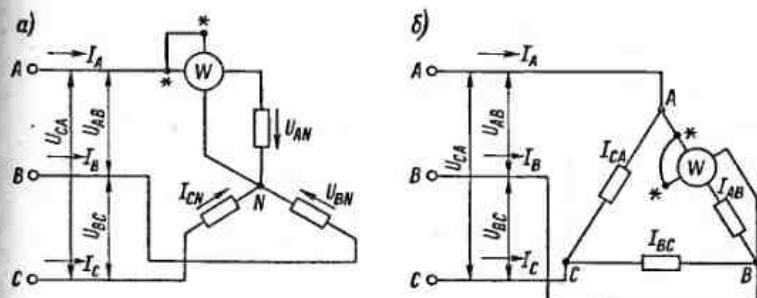


Рис. 15-8. Схема измерения активной мощности в трехфазной цепи одним ваттметром при включении нагрузки звездой (а) и треугольником (б)

мгновенного значения мощности трехфазной системы можно представить в трех формах: $p = u_{AC} i_A + u_{BC} i_B$; $p = u_{AB} i_A + u_{CB} i_C$; $p = u_{BA} i_B + u_{CA} i_C$.

К таким же выводам можно прийти и при включении нагрузки треугольником. Переходя от мгновенных к средним значениям, получаем выражения для активной мощности:

$$P = U_{AC} I_A \cos \beta_1 + U_{BC} I_B \cos \beta_2; \quad (15-3a)$$

$$P = U_{AB} I_A \cos \beta_3 + U_{CB} I_C \cos \beta_4; \quad (15-3б)$$

$$P = U_{BA} I_B \cos \beta_5 + U_{CA} I_C \cos \beta_6, \quad (15-3в)$$

где U_{AC} , U_{AB} и т. д., а также I_A , I_B , I_C — действующие значения линейных напряжений и токов; β_1 , β_2 и т. д. — углы фазового сдвига между соответствующими токами и напряжениями.

Из уравнений (15-1) — (15-3) видно, что для измерения мощности, а следовательно, и энергии трехфазной системы могут быть применены один прибор, два прибора или три прибора. Метод одного прибора основывается на использовании выражений (15-2) и применяется в симметричных трехфазных системах. В асимметричной системе, в которой значения токов, напряжений и углов фазового сдвига неодинаковы, используется метод двух приборов с использованием выражений (15-3).

Наконец, в самом общем случае, в том числе и в четырехпроводной асимметричной системе, на основании выражений (15-1) применяется метод трех приборов.

Рассмотрим методы измерения мощности, что дает также представление и о методах измерения энергии.

Метод одного прибора. Если трехфазная система симметрична, а фазы нагрузки соединены звездой с доступной нулевой

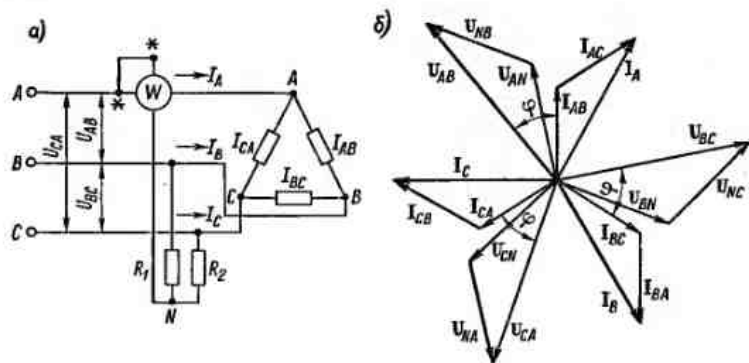


Рис. 15-9. Схема измерения активной мощности в трехфазной цепи с искусственной нулевой точкой (а) и векторная диаграмма (б)

точкой, то однофазный ваттметр включают по схеме рис. 15-8, а и измеряют мощность одной фазы. Для получения мощности всей системы показания ваттметра утраивают. Можно также измерить мощность при соединении фаз нагрузки треугольником, но при условии, что последовательную обмотку ваттметра можно включить в одну из фаз нагрузки (рис. 15-8, б).

Если нагрузка включена треугольником или звездой с недоступной нулевой точкой, то применяют включение ваттметра с искусственной нулевой точкой (рис. 15-9, а), которая создается с помощью двух дополнительных резисторов с активным сопротивлением R_1 и R_2 . При этом необходимо чтобы $R_1 = R_2 = R_U$ (R_U — сопротивление параллельной цепи ваттметра). На рис. 15-9, б показана векторная диаграмма, соответствующая схеме рис. 15-9, а. Напряжения U_{AN} , U_{BN} и U_{CN} на параллельной обмотке и резисторах, образующих искусственную нулевую точку, равны фазным напряжениям. Углы между фазными напряжениями и фазными токами нагрузки обозначены через φ . Поскольку углы между векторами I_{AB} и I_A , а также между векторами U_{AN} и U_{AB} равны 30° , то угол между вектором напряжения, приложенного к параллельной цепи ваттметра, и вектором тока $I_A = I_{AB} + I_{AC}$ в последовательной обмотке также равен φ . Следовательно, показание ваттметра $P = U_{AN} I_A \cos(U_{AN} I_A) = U_{AN} I_A \cos \varphi$. Поскольку $U_{AN} = U_{AB} / \sqrt{3}$ и $I_A = I_{AB} \sqrt{3}$, то $P = U_{AB} I_{AB} \cos \varphi$, т. е. ваттметр показывает мощность одной фазы. Для получения мощности всей системы показание ваттметра нужно утроить. То же самое будет и при соединении нагрузки звездой.

Для измерения энергии такая схема не применяется из-за большой индуктивности параллельной цепи счетчика.

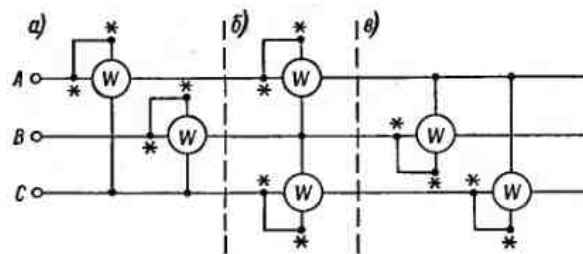


Рис. 15-10. Схемы включения двух ваттметров для измерения активной мощности трехфазной сети

Метод двух приборов. Этот метод применяют в асимметричных трехпроводных цепях трехфазного тока. На основе выражений (15-3) имеем три варианта схемы включения двух приборов (рис. 15-10, а — в). Анализ работы ваттметров по этим схемам показывает, что в зависимости от характера нагрузки фаз знак показаний каждого из ваттметров может меняться. Активная мощность трехфазной системы в этом случае должна определяться как алгебраическая сумма показаний обоих ваттметров.

Метод трех приборов. В том случае когда несимметричная нагрузка включается звездой с нулевым проводом, т. е. когда имеется асимметричная трехфазная четырехпроводная система, применяют три ваттметра, включенные по схеме рис. 15-11. При таком включении каждый из ваттметров измеряет мощность одной фазы. Полная мощность системы определяется как арифметическая сумма показаний ваттметров.

Методы одного, двух и трех приборов применяют главным образом в лабораторной практике. В промышленных условиях применяют двух- и трехфазные ваттметры и счетчики, которые представляют собой сочетание в одном приборе двух- (двухэле-

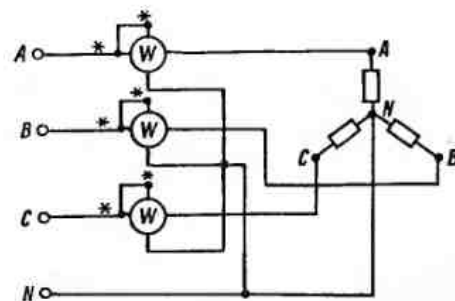


Рис. 15-11. Схема измерения активной мощности тремя ваттметрами

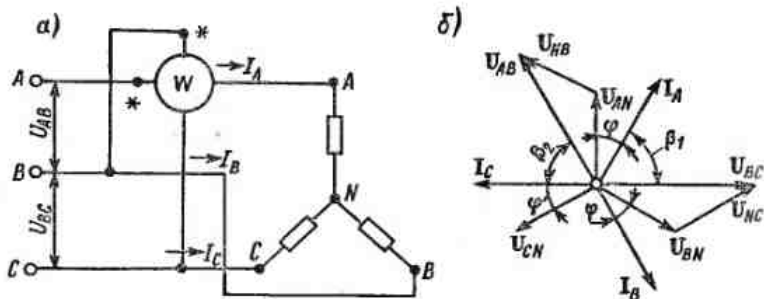


Рис. 15-12. Схема включения ваттметра (а) для измерения реактивной мощности в симметричной трехфазной сети и векторная диаграмма (б)

ментные) или трех-(трехэлементные) однофазных измерительных механизма, имеющих общую подвижную часть, на которую действует суммарный вращающийся момент всех элементов.

Измерение реактивной мощности и энергии в трехфазной цепи. Реактивную мощность трехфазной сети можно представить как сумму реактивных мощностей отдельных фаз, т. е.

$$Q = U_{1\phi} I_{1\phi} \sin \varphi_1 + U_{2\phi} I_{2\phi} \sin \varphi_2 + U_{3\phi} I_{3\phi} \sin \varphi_3.$$

При полной симметрии системы реактивная мощность

$$Q = 3U_{\phi} I_{\phi} \sin \varphi = \sqrt{3} U_{\lambda} I_{\lambda} \sin \varphi.$$

Измерить реактивную мощность (энергию) трехфазной сети можно различными способами: при помощи обычных ваттметров (счетчиков), включаемых по специальным схемам, и при помощи реактивных ваттметров (счетчиков).

При полной симметрии трехфазной сети реактивную мощность можно измерить одним ваттметром, включенным по схеме рис. 15-12, а. Показания ваттметра (с учетом векторной диаграммы рис. 15-12, б)

$$P = U_{BC} I_A \cos \beta_1 = U_{\lambda} I_{\lambda} \cos (90^{\circ} - \varphi) = U_{\lambda} I_{\lambda} \sin \varphi.$$

Для определения реактивной мощности всей системы показания ваттметра умножают на $\sqrt{3}$. Схема с одним ваттметром даже при незначительной асимметрии системы дает большие погрешности. Лучшие результаты получают при измерении реактивной мощности двумя ваттметрами (рис. 15-13), и при этом сумма показаний ваттметров $P_1 + P_2 = U_{BC} I_A \cos \beta_1 + U_{AB} I_C \cos \beta_2$.

Анализ работы схемы при асимметричной нагрузке достаточно сложен, поэтому ограничимся частным случаем, когда $\beta_1 = \beta_2 = 90^{\circ} - \varphi$ и система симметрична. В этом случае $P_1 + P_2 =$

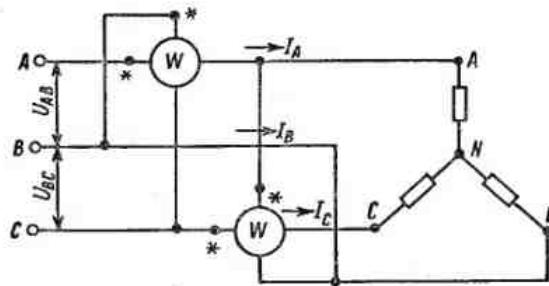


Рис. 15-13. Схема включения двух ваттметров при измерении реактивной мощности в асимметричной трехфазной цепи

$= 2U_{\lambda} I_{\lambda} \sin \varphi$. Для получения мощности трехфазной системы сумму показаний ваттметров умножают на $\sqrt{3}/2$.

При включении нагрузки по схеме треугольника приборы (ваттметры или счетчики) включаются аналогично изображенному на рис. 15-12, а и 15-13.

При неравномерной нагрузке фаз, но симметричной системе напряжений (частичная асимметрия) реактивная мощность трехфазной сети может быть измерена двумя одинаковыми ваттметрами активной мощности с искусственной нулевой точкой (рис. 15-14, а). Для создания искусственной нулевой точки N используют резистор R , сопротивление которого равно сопротивлению параллельной цепи ваттметра. В частном случае равномерной нагрузки фаз, когда $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = \varphi$ сумма показаний ваттметров

$$\begin{aligned} P_1 + P_2 &= I_A U_{NC} \cos (60^{\circ} - \varphi) + I_C U_{AN} \cos (120^{\circ} - \varphi) = \\ &= I_{\phi} U_{\phi} \left(\frac{1}{2} \cos \varphi + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \varphi - \frac{1}{2} \cos \varphi + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \varphi \right) = \\ &= \sqrt{3} I_{\phi} U_{\phi} \sin \varphi = \sqrt{3} Q_{\phi}. \end{aligned}$$

Для получения реактивной мощности трехфазной сети сумму показаний ваттметров умножают на $\sqrt{3}$.

Подробный анализ схемы рис. 15-14, а¹ для неравномерной нагрузки фаз при симметричной системе напряжений приводит к такому же результату.

При измерении реактивной мощности и энергии в трехпроводной и четырехпроводной асимметричных сетях может быть приме-

¹ Электрические измерения /Под ред. А. В. Фремке.— 4-е изд.— Л.: Энергия, 1973.

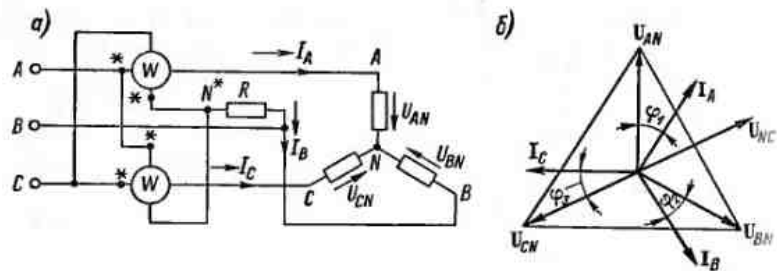


Рис. 15-14. Схема включения двух ваттметров (а) для измерения реактивной мощности в трехфазной сети с частичной асимметрией и векторная диаграмма (б)

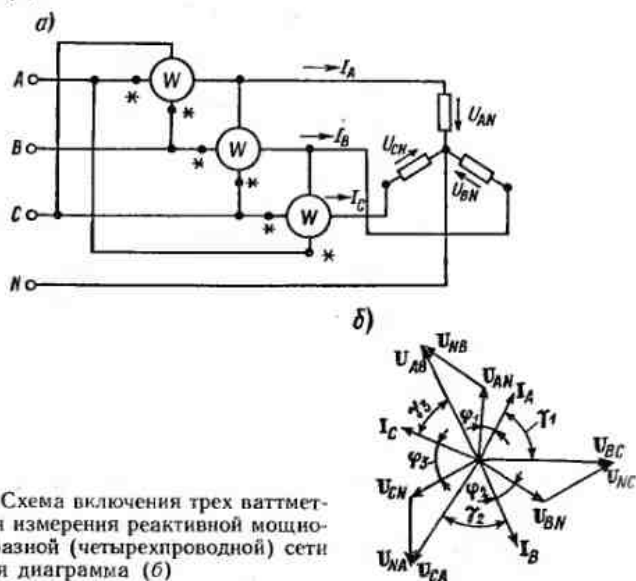


Рис. 15-15. Схема включения трех ваттметров (а) для измерения реактивной мощности в трехфазной (четырёхпроводной) сети и векторная диаграмма (б)

нен один трехэлементный прибор или три прибора (ваттметра или счетчика) — рис. 15-15, а. Доказательство возможности измерения рассмотрим для частного случая. Сумма показаний приборов с учетом чередования фаз при включении параллельных обмоток так, как показано на рис. 15-15, а $P_1 + P_2 + P_3 = U_{BC}I_A \cos \gamma_1 + U_{CA}I_B \cos \gamma_2 + U_{AB}I_C \cos \gamma_3$.

Из векторной диаграммы (рис. 15-15, б) найдем $\gamma_1 = 90^\circ - \varphi_1$, $\gamma_2 = 90^\circ - \varphi_2$; $\gamma_3 = 90^\circ - \varphi_3$. Так как $U_{AB} = U_{BC} = U_{CA} = U_\Delta$, то $P_1 + P_2 + P_3 = U_\Delta (I_A \sin \varphi_1 + I_B \sin \varphi_2 + I_C \sin \varphi_3)$. Чтобы найти реактивную мощность системы, сумму показаний ваттметров необходимо разделить на $\sqrt{3}$.

На основе этого метода выпускают реактивные счетчики, пригодные как для трехпроводных, так и четырехпроводных цепей трехфазного тока.

При косвенных методах измерения электрической энергии, например при поверке счетчиков электрической энергии, используют электродинамические ваттметры и секундомеры.

Измерение количества электричества. Для измерения количества электричества (см. § 5-3) применяют баллистические гальванометры, кулонметры и счетчики ампер-часов. Все эти приборы включают последовательно в цепь измеряемого тока либо непосредственно, либо с помощью шунта.

Баллистические гальванометры применяют для измерения малых количеств электричества, протекающих в течение коротких промежутков времени. Погрешность измерения количества электричества баллистическим гальванометром в значительной мере зависит от соотношения времени прохождения импульса тока через катушку гальванометра и периода свободных колебаний его подвижной части и может составлять $\pm (5-10) \%$.

Кулонметры служат для измерения количества электричества в импульсах тока, протекающих за время от 0,05 до 2 с при амплитуде тока от 20 до 200 мА. Приведенная погрешность измерения кулонметром не превышает $\pm 5 \%$. Особенностью работы кулонметра является необходимость постоянства амплитуды импульса измеряемого тока, т. е. применение его ограничивается измерением количества электричества прямоугольных импульсов.

Счетчики ампер-часов применяют для измерения количества электричества, протекающего в течение длительного времени. Их используют, например, для учета количества электричества, протекающего в цепи нагрузки аккумуляторных батарей, для учета количества электричества в электролизных цехах и т. п. Приведенная погрешность магнитоэлектрических счетчиков ампер-часов не превышает $\pm 0,5 \%$. Приведенная погрешность электронных счетчиков ампер-часов не более $\pm 1 \%$. Приведенная погрешность электролитических счетчиков ампер-часов больше и может достигать $\pm (2-4) \%$.

15-3. ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ, ФАЗЫ, ВРЕМЕННЫХ ИНТЕРВАЛОВ, АНАЛИЗ СПЕКТРА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Общие сведения. При научных исследованиях и в производственной практике часто встречается необходимость измерения частоты, временных интервалов, фазового сдвига между напряжением и током нагрузки в цепях промышленной частоты и между периодическими напряжениями одинаковой частоты любой

формы. Большое значение, особенно в научных исследованиях, имеет анализ спектра электрических сигналов.

Диапазон частот периодических сигналов, используемых в различных областях науки и техники, очень широк — от долей герца до десятков гигагерц. Весь спектр частот электромагнитных колебаний делят на два диапазона — низких и высоких частот. К низким частотам относят инфразвуковые (ниже 20 Гц), звуковые (20—20 000 Гц) и ультразвуковые (20—200 кГц). Высокочастотный диапазон, в свою очередь, разделяют на высокие частоты (200 кГц — 30 МГц), ультравысокие (30—300 МГц) и сверхвысокие (выше 300 МГц). Измерения частоты в высокочастотном диапазоне (ультра- и сверхвысокие частоты) относят к радиоизмерениям.

Измерение частоты по сравнению с измерениями других физических величин возможно с очень большой точностью, обусловленной высокой помехозащищенностью частотного сигнала и возможностью преобразования частоты с большой точностью в цифровой код. Погрешность измерения частоты зависит от используемых средств и методов измерений и различна для разных диапазонов частот.

Временной интервал отличается многообразием форм представления. Так, временной интервал может быть в виде периода синусоидальных колебаний, периода следования импульсов, интервала между двумя импульсами, в виде длительности импульса и т. п. Диапазон измеряемых временных интервалов очень широк: от долей микросекунды до десятков часов и более.

В некоторых случаях частота и время связаны между собой обратно пропорциональной зависимостью и могут быть измерены с одинаковой точностью. Предельная точность измерений временных интервалов и частоты определяется точностью государственного первичного эталона, обеспечивающего воспроизведение единиц времени и частоты со средним квадратическим отклонением результата измерения, не превышающим $1 \cdot 10^{-13}$ при неисключенной систематической погрешности, не превышающей $1 \cdot 10^{-12}$. Государственный первичный эталон передает размер единиц времени и частоты через вторичные эталоны, эталоны-копии, рабочие эталоны образцовым средствам измерений времени и частоты, средние квадратические отклонения результата поверки которых составляют от $1 \cdot 10^{-11}$ до $1 \cdot 10^{-5}$. В свою очередь, образцовые средства измерений времени и частоты передают размер единиц рабочим средствам, средние квадратические отклонения результата поверки которых составляют от $1 \cdot 10^{-11}$ до $1 \cdot 10^{-3}$.

Диапазон измерения угла фазового сдвига составляет $\varphi = 0 \div 360^\circ$. Некоторые средства измерений градуируют не в еди-

Измеряемая величина	Единица	Диапазон измерений	Достигнутая наименьшая погрешность, %
Частота	Гц	$10^{-2} - 2 \cdot 10^{10}$	$\pm 10^{-7}$
Длительность электрических импульсов	с	$10^{-9} - 10^6$	$\pm 10^{-7}$
Угол фазового сдвига в однофазной цепи	...°	0—360	$\pm 0,1$
Коэффициент мощности: в цепях промышленной частоты	—	—1—0—1	$\pm 0,5$
в цепях повышенной частоты (до 500 Гц)	—	—1—0—1	$\pm 1,5$

ницах угла сдвига, а в безразмерных единицах коэффициента мощности $\cos \varphi$ — для синусоидальных напряжений (токов) или $\cos \Phi = P_n / P_{\Sigma}$ — для несинусоидальных напряжений (токов), где P_n и P_{Σ} — активная и полная мощность соответственно; $\cos \varphi$ (или $\cos \Phi$) измеряют в диапазоне от 0 до ± 1 .

Точность измерения угла фазового сдвига зависит от частоты напряжений (токов), фазовый сдвиг между которыми измеряется, а также от применяемых средств и методов измерений.

Предельная точность измерений угла фазового сдвига определяется государственным специальным эталоном угла фазового сдвига между двумя электрическими напряжениями в диапазоне частот $1 \cdot 10^{-3} - 2 \cdot 10^5$ Гц, обеспечивающим воспроизведение единицы со средним квадратическим отклонением результата измерения от $0,3 \cdot 10^{-3}$ до $10 \cdot 10^{-3}$ градуса в зависимости от измеряемой величины. Пределы допускаемых абсолютных погрешностей образцовых средств измерений 1-го разряда не должны превышать $0,1^\circ$, а 2-го разряда — $0,3^\circ$. Для рабочих средств измерений пределы допускаемых абсолютных погрешностей составляют от $0,03$ до 5° .

Диапазоны измерений частоты, длительностей электрических импульсов, угла фазового сдвига и коэффициента мощности, а также наименьшая погрешность, достигаемая с помощью средств измерений, выпускаемых отечественной промышленностью, приведены в табл. 15-6.

Измерение частоты. В зависимости от диапазона измерений и требуемой точности используют различные средства и методы измерений.

Для измерения частоты в узком диапазоне (45—55; 450—550 Гц и т. д.) при наибольшей частоте 2500 Гц применяют элек-

тродинамические и электромагнитные частотомеры. Классы точности электродинамических частотомеров 1; 1,5; электромагнитных частотомеров — 1,5; 2,5.

Для измерения низкой частоты в узком диапазоне (48—52, 45—55 Гц и т. д.) могут применяться резонансные частотомеры. Класс точности таких частотомеров 1—2,5.

В диапазоне высоких и сверхвысоких частот частота может измеряться высокочастотными резонансными частотомерами, в которых, в отличие от электромеханических резонансных частотомеров, используется колебательный контур из катушки индуктивности и конденсатора. Погрешность измерения частоты в этом случае составляет $\pm (0,05-0,1) \%$.

Для измерения частоты в широком диапазоне (от 10 Гц до нескольких мегагерц) могут применяться электронные аналоговые частотомеры (см. § 6-3). Класс точности 0,5—2,5.

Для измерения частоты электрических сигналов получил распространение метод сравнения, отличающийся относительной простотой, сравнительно высокой точностью и пригодностью для использования в широком диапазоне частот. Измеряемая частота определяется по равенству или кратности известной частоте. Индикатором равенства или кратности частот может служить электронный осциллограф. Этот способ измерения частоты пригоден для измерения частот в пределах полосы пропускания электронно-лучевой трубки. Измерение частоты можно производить при линейной, синусоидальной и круговой развертках.

При линейной развертке период сигнала измеряемой частоты f_x сравнивается с периодом развертки, либо с периодом меток времени калибратора длительности T_m . В первом случае учитывается коэффициент развертки m_l (см. § 6-6), а результат измерения частоты f_x определяется по формуле $f_x = 1/(m_l l)$, где l — период сигнала частоты f_x , отсчитанный в делениях шкалы на экране осциллографа. При измерении частоты с помощью меток времени калибратора длительности устанавливаются на экране несколько периодов измеряемой частоты и регулируют период меток T_m так, чтобы их изображение попадало в одну и ту же точку каждого периода. В этом случае измеряемая частота $f_x = 1/(nT_m)$, где n — число меток, находящихся в пределах одного периода исследуемого напряжения. Преимуществом этих способов является возможность исследования колебаний любой формы, недостатком — низкая точность: погрешность может достигать $\pm (5-10) \%$.

Более точные результаты могут быть получены при сравнении двух колебаний синусоидальной формы методом фигур Лиссажу. На одну из пар отклоняющих пластин осциллографа подают синусоидальное напряжение известной частоты, а на другую —

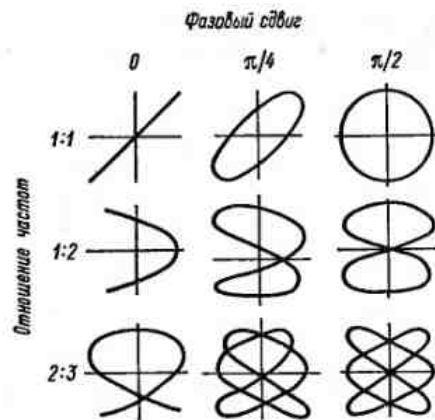


Рис. 15-16. Фигуры Лиссажу

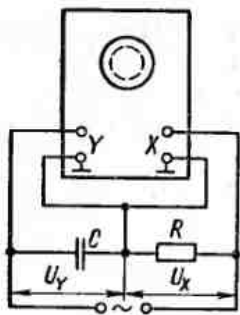
исследуемое напряжение. Изменяя известную частоту, добиваются получения кривой на экране в виде неподвижной или медленно перемещающейся фигуры Лиссажу. По виду фигуры Лиссажу судят о частоте и фазовом сдвиге исследуемого напряжения.

На рис. 15-16 показаны фигуры Лиссажу для нескольких соотношений частот и углов фазового сдвига. Кратность частот при любой форме неподвижного изображения фигуры определяют по числу пересечений изображения фигуры горизонтальной n_x и вертикальной n_y линиями. Отношение $n_x/n_y = f_x/f_y$, где f_x и f_y — частоты напряжений, поданных на горизонтально и вертикально отклоняющие пластины соответственно. Если напряжение измеряемой частоты f_x подано на вертикально отклоняющие пластины, а напряжение известной, образцовой, частоты f_0 — на горизонтально отклоняющие пластины, то $f_x = f_0 n_x/n_y$.

Этот метод применяют лишь при относительно небольшой кратности частот, обычно не превышающей 10, так как в противном случае фигуры Лиссажу становятся запутанными и с трудом поддаются расшифровке.

При большей кратности сравниваемых частот предпочтительным оказывается метод круговой развертки. В этом случае два равных напряжения U_x , U_y низкой частоты f_x с фазовым сдвигом 90° подают на оба входа осциллографа (см. рис. 15-17). Под действием этих напряжений луч на экране описывает окружность с частотой напряжений U_x , U_y . Напряжение измеряемой частоты f_x подают к электроду, модулирующему яркость электронного луча (канал Z) (см. § 6-6). При кратности частот на

Рис. 15-17. Схема получения круговой развертки луча электронно-лучевой трубки



экране будет изображение окружности в виде штриховой линии. Число темных или светлых штрихов n равно кратности частот, откуда $f_x = n f_0$.

При круговой развертке сравнивать частоты можно до кратности 50, а при фотографировании осциллограммы — до нескольких сотен.

Погрешность осциллографических методов измерения частоты определяется главным образом погрешностью определения f_0 и может быть доведена до 10^{-4} — 10^{-6} .

В последнее время перечисленные методы и средства измерений частоты все более вытесняются измерением с помощью цифровых частотомеров (см. § 8-3). Выпускаемые промышленностью цифровые частотомеры могут измерять частоту в диапазоне от 0,01 Гц до 17 ГГц. Погрешность цифровых частотомеров главным образом зависит от нестабильности образцового (кварцевого) генератора и меняется от 10^{-8} до $5 \cdot 10^{-5}$.

Измерение временных интервалов. Для измерения временных интервалов применяют электронно-лучевые осциллографы и цифровые измерители временных интервалов.

При применении электронно-лучевого осциллографа временной интервал измеряют, используя метки времени калибратора с периодом длительности T_m либо учитывая коэффициент развертки m . Результат измерения в первом случае определяется по формуле $t_x = n T_m$, где n — число меток, находящихся в пределах измеряемого временного интервала. Во втором случае на экране осциллографа определяют временной интервал в делениях шкалы l и результат рассчитывают по формуле $t_x = m l$. Погрешность измерения временных интервалов в этом случае достигает 5—10 %.

Для измерения временных интервалов однократно протекающих импульсных процессов необходимо применять осциллографы с достаточным послесвечением.

Для измерения временных интервалов очень малой длительности импульсов (10^{-9} — 10^{-10} с) используют стробоскопические осциллографы, принцип действия которых состоит в измерении мгновенных значений повторяющихся сигналов с помощью коротких так называемых стробирующих импульсов напряжения.

Цифровые приборы для измерения временных интервалов являются наиболее точными при измерении относительно боль-

ших интервалов (миллисекунды и более). При измерении малых интервалов времени погрешность дискретности, определяемая конечным значением частоты заполнения, может оказаться значительной. Для уменьшения этой погрешности применяют способ растяжения измеряемого интервала в определенное число раз, а при измерении периода колебаний — способ усреднения.

В способе растяжения применяют поочередное интегрирование двух стабилизированных напряжений постоянного тока U_1 и U_2 различной полярности. Напряжение U_1 интегрируется в течение измеряемого интервала времени t_x , а напряжение U_2 — в течение интервала t'_x , определяемого от момента окончания интервала t_x до момента времени, когда напряжение на выходе интегратора станет равным нулю. Интервалы времени t'_x и t_x связаны соотношением $t'_x = t_x U_1 / U_2$.

При способе усреднения измеряется период, больший измеряемого в определенное число раз. Увеличение периода осуществляется с помощью делителя частоты (см. гл. 8). Результатом измерения в этом случае будет среднее значение периода исследуемого колебания.

При измерении длительности коротких (десятки наносекунд) однократных импульсов применяют нониусный способ измерения.

Измерение фазового сдвига. Для измерения фазового сдвига между напряжением и током нагрузки в цепях промышленной частоты применяют электродинамические фазометры (см. § 5-3) классов точности 0,2; 0,5.

В симметричных трехфазных цепях коэффициент мощности может измеряться специальными трехфазными фазометрами, классы точности которых 1,5; 2,5.

В несимметричной трехфазной цепи измеряют фазовые сдвиги между напряжением и током в каждой фазе отдельно. При этом токовые зажимы фазометра включают последовательно в фазу трехфазной цепи, а потенциальные — между фазой и нулевой точкой трехфазной цепи. Если нулевая точка недоступна, то ее создают искусственно (см. § 15-2).

Большое распространение получили цифровые фазометры, имеющие частотный диапазон входных напряжений до 150 МГц. Приведенная погрешность цифровых фазометров $\pm (0,1 - 0,5)$ %.

Для измерения фазового сдвига применяют электронно-лучевые осциллографы. Проще всего измерения фазового сдвига выполняют с помощью двухлучевых или двухканальных осциллографов. В этом случае на экране получают изображение двух напряжений, что дает возможность измерить временной сдвиг t_x между напряжениями и период T_x и оценить фазовый сдвиг (в градусах) по формуле $\varphi_x = 360 t_x / T_x$. Погрешность измерения

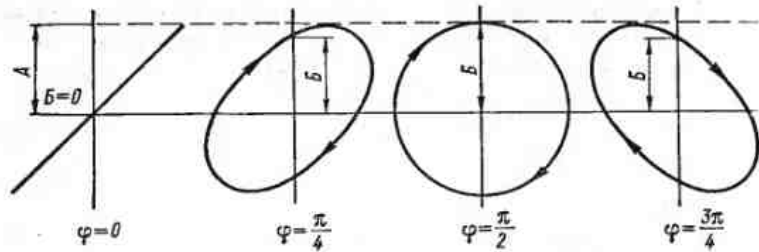


Рис. 15-18. Фигуры Лиссажу, используемые для измерения фазовых сдвигов

φ_x определяется погрешностью измерения t_x и T_x и может достигать $\pm (5-10) \%$.

Фазовый сдвиг может быть измерен также с использованием фигур Лиссажу. На рис. 15-18 показаны фигуры Лиссажу, получающиеся при подаче на два входа X и Y осциллографа двух синусоидальных напряжений U_x и U_y одинаковой частоты при разных фазовых сдвигах.

Значение фазового сдвига $\varphi = \arcsin(B/A)$, где A и B — отрезки осей координат, определяемые по изображению. Погрешность определения фазового сдвига составляет $\pm (5-10) \%$.

Более высокую точность измерения можно получить, используя электронно-лучевой осциллограф как нуль-индикатор. В этом случае между источником одного напряжения (положим, U_x) и соответствующим входом осциллографа (X) включается фазовращающее устройство. Фазовый сдвиг регулируется фазовращающим устройством до тех пор, пока фигура Лиссажу на экране осциллографа не превратится в прямую линию. Измеряемый фазовый сдвиг в этом случае отсчитывается по шкале фазовращателя.

Для измерения фазового сдвига, а также коэффициента мощности (или косинуса угла сдвига) можно воспользоваться также косвенным методом трех приборов: амперметра, вольтметра и ваттметра. Недостатком этого метода является суммирование погрешностей отдельных средств измерений и необходимость одновременного отсчета показаний трех приборов и вычисления значения искомой величины.

Анализ спектра электрических сигналов. Анализ спектра электрических сигналов используется для количественной оценки искажений импульсных и периодических сигналов, нелинейности различных объектов в задачах распознавания образов и т. п. и производится с помощью анализаторов спектра (§ 6-4) и так называемых селективных вольтметров (§ 6-2).

Детерминированная функция времени $f(t)$ полностью описывается амплитудами и фазами ее частотных составляющих — спектральной функцией или просто спектром

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt.$$

Так как измерения выполняют в течение конечного интервала времени T , то выражение для спектральной функции преобразуется в следующее:

$$S_T(\omega) = \int_0^T f(t) e^{-j\omega t} dt;$$

$S_T(\omega)$ называют текущим спектром сигнала. Видно, что текущий спектр, являясь функцией частоты и времени измерения, приближается к истинному спектру при увеличении времени измерения.

Для определения спектра периодического несинусоидального сигнала измеряют амплитуды и частоты его гармонических составляющих. При этом применяется два способа анализа спектра: последовательный и параллельный. Последовательный способ анализа предполагает поочередное определение спектральных составляющих, параллельный способ — одновременное определение составляющих спектра сигнала. Преимущественное распространение получил последовательный способ анализа спектра как более простой.

Для высокочастотных колебаний и одиночных импульсов применяют анализаторы спектра, использующие параллельный способ анализа.

Выпускаются анализаторы спектра в диапазоне частот от 10 Гц до 40 ГГц с полосой пропускания фильтров от единиц герц в низкочастотных анализаторах до 300 кГц и более в анализаторах сверхвысоких частот. Время анализа 0,01—20 с, погрешность измерения частоты 1—2 %, амплитуды — 5—15 %.

Анализ спектра электрических сигналов производят также с помощью селективных вольтметров, которые в отличие от анализаторов спектра измеряют только напряжение отдельных гармонических составляющих сигнала на установленной частоте. Частотный диапазон таких вольтметров от 20 Гц до 30 МГц. Погрешность измерения 5—15 %.

Иногда определяют не отдельные гармонические составляющие сигнала, а коэффициент гармоник

$$k_r = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2} / U_1$$

либо коэффициент нелинейных искажений

$$k = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2} / \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2}$$

где U_1, U_2, \dots, U_n — действующие значения напряжений всех гармоник. Коэффициенты k_r и k связаны соотношением $k_r = k / \sqrt{1 - k^2}$. При малых искажениях ($k < 0,1$) $k_r \approx k$.

Измерители нелинейных искажений выпускаются для работы в диапазоне частот исследуемого сигнала от 20 Гц до 200 кГц. Коэффициент нелинейных искажений измеряется в пределах 0,03—100 % при входных напряжениях от 0,1 до 100 В. Погрешность измерения 4—10 %.

Анализ спектра случайных сигналов имеет свои особенности, которые рассмотрены в гл. 16.

15-4. ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЦЕПЕЙ ПОСТОЯННОГО И ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Измерение сопротивления постоянному току. Диапазон измеряемых в настоящее время сопротивлений достаточно широк (от 10^{-8} до 10^{17} Ом) и имеет тенденцию к дальнейшему расширению. Для измерений в столь широком диапазоне применяют самые разнообразные средства измерений, позволяющие прямо или косвенно находить значения неизвестных сопротивлений. Выбор средств и способов измерений в значительной мере зависит как от значений сопротивлений, так и от требуемой точности, условий измерений и других факторов. Особенности измерений сопротивлений в различных диапазонах обусловили существенное различие в достигнутой точности измерений. Так, если в диапазоне 1— 10^6 Ом относительная погрешность измерения может составлять тысячные доли процента, то при измерении малых и больших сопротивлений она увеличивается до единиц процентов и более.

Прямые измерения. Сопротивления в диапазоне от единиц ом до единиц и десятков мегом измеряют мостами (одинарными) постоянного тока, цифровыми, электронными и магнитоэлектрическими омметрами. Промышленность выпускает различные типы этих приборов, различающиеся точностью, удобством эксплуатации, габаритами, массой и другими характеристиками. В табл. 15-7 приведены классы точности или допускаемые основные погрешности (в процентах) на верхних пределах измерений, достигнутые в настоящее время для широко используемых средств измерений сопротивления постоянному току.

Для измерения с высокой точностью применяют мосты постоянного тока. Так, мосты Р369 и Р4056 в диапазоне 1— 10^6 Ом позволяют измерять сопротивление с относительной погрешностью $\pm 0,005$. Такие мосты имеют ручное уравнивание и тре-

Приборы для измерения сопротивления	Классы точности или пределы допустимых основных погрешностей (в процентах) при верхних пределах измерений, Ом, равных										
	10^{-6}	10^{-4}	10^{-2}	10^0	10^2	10^4	10^6	10^8	10^{10}	10^{12}	10^{14}
Мосты постоянного тока одинарные	1,0 0,1 0,05 0,02 0,005 0,01 0,02 0,02 0,02 0,05 1,0 2,0 10										
Мосты постоянного тока двойные	2,0 0,2 0,05 0,02 0,01										
Цифровые	0,05 0,005 0,005 0,01 0,01 0,5 2,0 2,0 2,0										
Электронные	4 1,5 1,5 1,5 1,5 1,5 1,5 1,5 1,5 1,5 2,5 2,5 2,5 4 6 10 10										
Магнитоэлектрические	1,0 — 1,5										
Магнитоэлектрические с логарифмическим механизмом	1,0 1,0 1,0 1,0 1,0										

буют внешних источников питания и высокочувствительных нуль-индикаторов, в качестве которых наиболее часто используют гальванометры. Выпускают переносные мосты со встроенными гальванометром и источником питания. Однако они имеют меньшую точность измерений. Имеются также автоматические мосты, которые используются в основном для измерений сопротивлений терморезисторов (см. § 7-7).

Высокую точность измерений можно получить, применяя цифровые приборы (см. табл. 15-7). Например, универсальный вольтметр типа Ц31 в режиме измерений сопротивления на поддиапазонах 1; 10 и 100 кОм имеет пределы допускаемой основной погрешности $\delta = \pm 0,005 + 0,001 (R_k/R - 1) \%$, где R_k — верхний предел поддиапазона; R — измеряемое сопротивление. В отличие от мостов постоянного тока с ручным уравниванием в цифровых приборах измерение производится автоматически, что является их существенным достоинством. Кроме того, они имеют специальные выходы, позволяющие подключать цифровые печатающие устройства для регистрации или ЭВМ для обработки результатов измерения.

При измерениях, когда не требуется высокой точности, применяют электронные и магнитоэлектрические омметры, выпускаемые в виде отдельных приборов, например Е6-10 или М371, или в составе комбинированных универсальных приборов, например

В7-26, Ш4312, Щ4380, предназначенных также для измерений токов и напряжений. Наиболее точные из этих приборов имеют класс точности 1,0—1,5 (см. табл. 15-7). Следует иметь в виду, что такие омметры часто имеют неравномерную шкалу с диапазоном показаний $0 - \infty$ Ом. Погрешности в таких приборах усугубляются в процентах от длины шкалы (см. § 4-3).

Измерение малых сопротивлений. Сопротивления в диапазоне от единиц Ом до 10^{-8} Ом измеряют двойными мостами постоянного тока, одинарными мостами и электронными миллиомметрами. При измерении таких сопротивлений существенное влияние на результат измерения оказывают сопротивления контактов и подводных проводов, а также контактная термо-ЭДС. Для уменьшения этого влияния применяют четырехзажимную схему подключения исследуемого объекта к приборам, а измерения производят при разных направлениях постоянного тока (в мостах) или на переменном токе (в электронных миллиомметрах).

Наиболее точными в данном диапазоне являются двойные мосты. В табл. 15-7 приведены классы точности и диапазоны измерений для двойных мостов, в частности для моста типа Р3009.

При измерении очень малых сопротивлений для обеспечения необходимой чувствительности моста требуется через исследуемый объект пропускать большие токи. Так, при измерении мостом Р3009 в диапазоне 10^{-8} — 10^{-6} Ом питание моста осуществляется током 200 А, при измерении сопротивлений 10^{-6} — 10^{-5} Ом — 15 А. Это ограничивает область его применения.

Измерение малых сопротивлений одинарными мостами производят в более узком диапазоне — начиная с 10^{-3} Ом. Точность измерения такими мостами малых сопротивлений ниже точности измерения двойными мостами (см. табл. 15-7).

В электронных миллиомметрах измерения производятся на переменном токе, что позволяет значительно снизить мощность, выделяемую на объекте измерений (см. § 6-5). Обычно напряжение на исследуемом объекте составляет десятки милливольт.

Измерение больших сопротивлений. При измерении сопротивлений, больших 10^6 — 10^8 Ом, применяют одинарные мосты постоянного тока, электронные тераомметры (мегомметры), цифровые омметры и магнитоэлектрические мегомметры. Сложность измерения больших сопротивлений определяется прежде всего шунтирующим влиянием сопротивления изоляции между входными зажимами приборов, которое при изготовлении и дестабилизирующем влиянии внешних факторов (температуры, влажности, загрязнения и др.) не может быть обеспечено постоянным. Кроме того, токи, протекающие через объекты с большим сопротивлением, становятся весьма малыми, что предъявляет высокие требо-

вания к чувствительности средств измерений. В связи с этим приходится повышать напряжение на исследуемом объекте до сотен и даже тысяч вольт. Это предъявляет соответствующие требования к измеряемым объектам.

Для измерения таких сопротивлений с наибольшей точностью применяют одинарные мосты постоянного тока (см. табл. 15-7). Верхние пределы измерений таких мостов равны 10^{15} Ом (Р4056), 10^{16} Ом (Р4053). Цифровые омметры (Щ300) существенно уступают мостам по верхнему пределу измерений (10^{12} Ом) и по точности. Широкий диапазон измерений имеют электронные тераомметры — до 10^{17} Ом (Е6-13А, Е6-14). Однако погрешности измерений ими составляют единицы процентов и более. Наиболее простыми являются магнитоэлектрические мегомметры, построенные на основе логометрического механизма. Диапазон измерений таких приборов весьма узок (10^5 — 10^9 Ом).

Для измерений относительного отклонения сопротивлений от требуемого (или установленного) значения применяют процентные омметры и компараторы сопротивлений. Процентные омметры (Щ30) применяют для измерений относительного отклонения сопротивлений в процентах от номинальных значений. Компараторы сопротивлений применяют для измерений относительной разности $Z = (R_x - R_N) / R_N$ сопротивлений двух резисторов R_x и R_N , один из которых R_N является образцовым. Компараторы сопротивлений могут обеспечить очень высокую точность определения относительной разности сопротивлений — до 0,0001 %.

Косвенные измерения. Наиболее распространенным является способ амперметра и вольтметра (см. рис. 15-19). Этот способ может применяться для измерения различных по значению сопротивлений. Достоинство этого способа заключается в том, что через резистор можно пропускать такой же ток, как и ток, протекающий через объект в рабочих условиях, что важно при измерении нелинейных сопротивлений, т. е. таких сопротивлений, значения которых зависят от тока. Значение сопротивления можно определить по закону Ома: $R'_x \approx U/I$. Однако при этом возникает погрешность за счет шунтирующего влияния вольтметра (рис. 15-19, а) и внутреннего сопротивления амперметра (рис. 15-19, б). Действительные значения сопротивления:

для схемы рис. 15-19, а

$$R_x = U/I_x = U/(I - I_V) = U/(I - U/R_V), \quad (15-4a)$$

для схемы рис. 15-19, б

$$R_x = (U - I_x R_A) / I_x. \quad (15-4б)$$

Поэтому погрешности при определении значений сопротивления по формуле $R'_x \approx U/I$ равны, соответственно, $\delta = (R'_x - R_x) / R_x =$

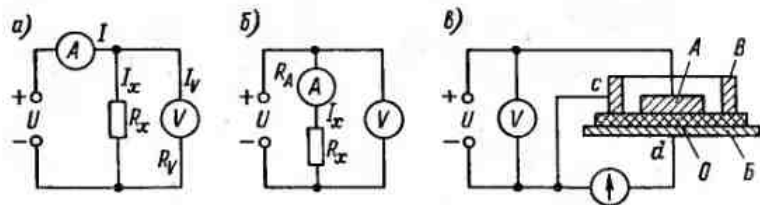


Рис. 15-19. Схемы измерений сопротивлений способом амперметра — вольтметра

$= -R_x / (R_x + R_V)$; $\delta = R_A / R_x$. Отсюда следует, что схема рис. 15-19, а предпочтительна для измерения относительно малых сопротивлений, а схема рис. 15-19, б — относительно больших сопротивлений. В тех случаях, когда требуется точное определение сопротивления, следует пользоваться формулами (15-4).

Схемой рис. 15-19, а можно пользоваться для измерений весьма малых сопротивлений. В этом случае исследуемый объект необходимо подключать по четырехпроводной схеме. Для повышения чувствительности через R_x пропускают большой ток, а напряжение на нем измеряют микровольтметром.

Способ амперметра и вольтметра может быть использован и для измерения очень больших сопротивлений, например сопротивления изоляционных материалов. Технические условия и стандарты на различные электронизоляционные материалы предъявляют определенные требования к допустимым значениям удельного объемного и поверхностного сопротивлений. На рис. 15-19, в приведена схема для измерения объемного сопротивления образца О листового материала. Образец помещают между двумя металлическими электродами А и Б. Электрод А находится внутри так называемого охранного кольца В. Поверхностные токи на образце отводятся охранным кольцом непосредственно к источнику питания, минуя гальванометр. Через гальванометр протекает только «объемный» ток, и, следовательно, подсчитанное сопротивление будет объемным. Если проводники, идущие от гальванометра к точкам с и d поменять местами, то можно определить поверхностное сопротивление.

Для точных измерений сопротивлений и для измерений нелинейных сопротивлений могут быть использованы схемы, основанные на методе сравнения.

В схеме рис. 15-20, а, последовательно изменяя положение переключателя В, измеряют токи I_x и I_0 , протекающие через объект R_x и образцовый резистор R_0 . При постоянном напряжении U справедливо равенство $I_x R_x = I_0 R_0$, т. е. $R_x = R_0 I_0 / I_x$.

При точных измерениях может быть использована схема рис. 15-20, б, где последовательно измеряют напряжения U_x и U_0

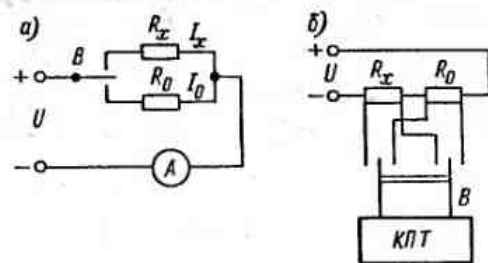


Рис. 15-20. Схемы измерений сопротивлений методом сравнения

на R_x и R_0 компенсатором постоянного тока КПТ. Очевидно, что $R_x = R_0 U_x / U_0$. Достоинствами таких схем являются относительно невысокие требования, предъявляемые к стабильности источника питания (требуется неизменность U только на время измерений U_0 и U_x), и возможность точных измерений при использовании высокоточных резисторов R_0 .

Большие сопротивления можно измерять, используя заряд конденсатора С (см. рис. 15-21) через объект с неизвестным сопротивлением R_x с последующим измерением баллистическим гальванометром накопленного количества электричества Q за некоторое время t . Для этого переключатель В на время t устанавливается в положение 1. Полученное конденсатором за это время количество электричества $Q = UC (1 - e^{-t/(R_x C)})$. Затем переключатель В ставят в положение 2.

Первое максимальное отклонение баллистического гальванометра $\alpha_{1m} = Q / C_Q$, где C_Q — баллистическая постоянная гальванометра. Отсюда

$$C_Q \alpha_{1m} = UC (1 - e^{-t/(R_x C)}); R_x = t / [C \ln \{ UC / (UC - C_Q \alpha_{1m}) \}]$$

или

$$R_x \approx tU / (C_Q \alpha_{1m}) \text{ при } t \ll R_x C.$$

Для измерения таким способом требуется конденсатор с хорошим сопротивлением изоляции.

Погрешности измерения сопротивлений определяют по методике оценки погрешностей косвенных измерений (см. § 14-2).

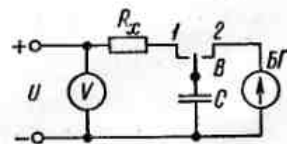


Рис. 15-21. Схема измерений больших сопротивлений по заряду и разряду конденсатора

Измерение емкости, тангенса угла потерь, индуктивности, добротности и взаимной индуктивности.

Диапазоны измерений емкости C и индуктивности L средствами измерений, выпускаемыми промышленностью, весьма широки и составляют ориентировочно для емкости 10^{-8} — 10^4 мкФ и для индуктивности 10^{-7} — 10^3 Гн. Точность измерений существенно зависит от средств измерений и от значений измеряемых C и L .

Прямые измерения. Для измерения емкости и индуктивности наибольшее распространение получили мосты переменного тока с ручным уравниванием, цифровые мосты, куметры, приборы, работа которых основана на резонансном методе с индикацией нулевых биений, комбинированные приборы и некоторые другие.

Наиболее точными приборами для измерения C и L являются мосты переменного тока. Имеются специальные мосты переменного тока, предназначенные для измерения (поверки) емкости образцовых конденсаторов и индуктивности образцовых катушек. Погрешности таких мостов могут составлять тысячные доли процента. Имеются также измерительные установки для точного измерения C и L . Так, измерительная установка У592М, в составе которой имеется мост переменного тока, позволяет измерять емкость в диапазоне 1 пФ — 10 мкФ с относительной погрешностью $\delta = \pm (0,02 + 1/C) \%$ и индуктивность в диапазоне 0,02 мкГн — 1 Гн с погрешностью $\delta = \pm (0,03 + 1/L) \%$, где C — емкость, пкФ; L — индуктивность, мкГн.

Мосты переменного тока широкого применения имеют классы точности 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 2,0; 5,0. Кроме основных параметров C и L , мосты предназначены также для измерения тангенса угла потерь $\operatorname{tg} \delta$ конденсаторов и добротности Q катушек. Одним из наиболее точных мостов является мост типа Р571М, имеющий класс точности 0,1 и диапазон измерений емкости 10 — 10^9 пФ, индуктивности 10^{-6} — 10^3 Гн, тангенса угла потерь 10^{-3} —1, добротности 4,5—200. Основная погрешность мостов нормируется для диапазона измерений и не должна превышать (в процентах) для универсальных мостов при измерении емкости $\delta = \pm [k + 10/C (1+k)]$, при измерении индуктивности $\delta = \pm [k + 3/L (1+k)]$, где k — класс точности моста; C — емкость, пФ; L — индуктивность, мкГн. Погрешности измерений $\operatorname{tg} \delta$ и Q также зависят от класса точности и составляют единицы и десятки процентов.

Наибольшую сложность представляет измерение малых емкостей и индуктивностей. Это обусловлено влиянием паразитных реактивных параметров, токов утечки и других факторов. При измерении малых C и L приходится переходить на относительно высокие частоты питания моста, что еще более усиливает влияние

паразитных параметров. Применяя специальные конструкции мостов и используя различные схемные решения, удается существенно снизить погрешность при измерении малых C и L . В этом диапазоне одним из лучших мостов является Е82, имеющий диапазон измерений емкости $2 \cdot 10^{-8}$ —11,1 мкФ с погрешностью, не превышающей $\pm (0,25 \% + 0,02 \text{ пФ})$.

Важным параметром мостов является диапазон рабочих частот. Существуют низкочастотные мосты, работающие в звуковом диапазоне, и высокочастотные, работающие на частотах до сотен мегагерц. Это вызвано необходимостью измерения параметров C , L , $\operatorname{tg} \delta$, Q на частотах, близких или равных их рабочим частотам. Кроме того, как уже отмечалось, малые значения параметров могут быть измерены на высоких частотах. Частота питающего напряжения моста оказывает влияние на точность измерений. Наибольшую точность измерения мосты имеют на частоте 1 кГц.

Высокую точность измерения имеют цифровые мосты, близкие по точности к мостам с ручным уравниванием. Автоматизация процесса измерения и наличие кодового выхода делают их более удобными в эксплуатации. Один из наиболее точных цифровых мостов Р5016 имеет диапазоны измерений: для C — от 10^{-6} до 10^2 мкФ, для L — от 10^{-7} до 10^2 Гн, для $\operatorname{tg} \delta$ — от 10^{-4} до 1. Минимальная погрешность измерения C , равная $\pm 0,02 \%$, достигается в диапазоне 10^{-2} — 10^{-1} мкФ, а погрешность измерения L , равная $\pm 0,05 \%$, — в диапазоне 0,01—1 Гн на частоте 1 кГц. Эти погрешности существенно возрастают при измерении в других диапазонах и на других частотах. Например, при измерении емкости в диапазоне 10^{-6} — 10^{-5} мкФ и индуктивности в диапазоне 10^{-3} — 10^{-5} Гн на частоте 50 кГц погрешность достигает 5 % и более.

На повышенных частотах параметры C , L , $\operatorname{tg} \delta$, Q можно измерять куметрами (измерителями добротности) и измерителями, работа которых основана на резонансном методе с индикацией нулевых биений. Наиболее точным и относительно низкочастотным является измеритель типа Е7-9, имеющий погрешность измерения емкости 0,5—5 % в диапазоне 1—5000 пФ (на частотах 300—700 кГц) и погрешность измерения индуктивности 1—2 % в диапазоне 10^{-3} —100 мкГн (на частотах 10 — $1,55 \cdot 10^3$ кГц).

Измерять емкость также можно комбинированными приборами с магнитоэлектрическим измерительным механизмом, имеющими класс точности 2,5 и 4. Такие приборы имеют, как правило, один или два верхних предела измерений для емкости (0,03; 0,5 мкФ). Наибольшее число пределов измерений (0,05; 0,5; 5; 50; 500 мкФ) имеет прибор Ф4318 класса точности 2,5.

Косвенные измерения. На рис. 15-22 приведены схемы измерения в общем случае комплексного сопротивления Z с помощью

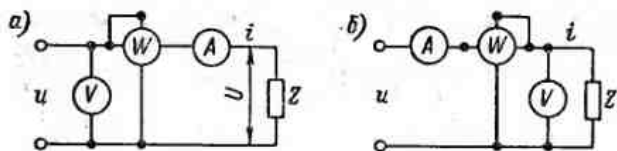


Рис. 15-22. Схемы косвенных измерений параметров цепи переменного тока

трех приборов — амперметра, вольтметра и ваттметра. Если пренебречь потреблением мощности измерительными приборами, то можно записать $Z = U/I = \sqrt{R^2 + X^2}$, $R = P/I^2 = U^2/R$, $X = \sqrt{Z^2 - R^2}$. При измерении индуктивности и добротности катушек $L = X/\omega$, $Q = \omega L/R$; при измерении емкости и тангенса угла потерь конденсатора $C = 1/(\omega X)$, $\text{tg } \delta = 1/(\omega CR)$ — для параллельной схемы замещения конденсатора (см. § 7-4) и $\text{tg } \delta = \omega CR$ — для последовательной схемы замещения. Точность измерений в этом случае невысока — она определяется точностью измерительных приборов и их потребляемой мощностью, а также точностью установки частоты. Для уменьшения влияния потребляемой мощности приборами схема рис. 15-22, а используется для относительно больших Z , а схема рис. 15-22, б — для малых Z . Основное достоинство этих схем — возможность измерения неизвестных параметров в требуемом режиме по току i и напряжению u , что важно при исследовании нелинейных элементов.

Измерение взаимной индуктивности. Для измерения взаимной индуктивности M могут быть использованы способы измерения индуктивности L . При этом производят измерение индуктивностей L_c и L_n катушек при их согласном и встречном включении (рис. 15-23, а). Поскольку $L_c = L_1 + L_2 + 2M$, а $L_n = L_1 + L_2 - 2M$, то $M = (L_c - L_n)/4$. Погрешность такого измерения M зависит от погрешностей измерений L_c и L_n и может быть значительной при малых M , когда $L_c \approx L_n$.

Взаимную индуктивность можно также измерять, используя соотношение $M = k \sqrt{L_1 L_2}$, где k — коэффициент связи. Измерение k производят по схеме рис. 15-23, б. Если $\omega L_1 \gg R_1$ и сопротивление вольтметра $V_2 R_{V_2} \gg \sqrt{(\omega L_2)^2 + R_2^2}$, то $k = U_2 \omega_1 / (U_1 \omega_2) \approx U_2 \sqrt{L_1} / (U_1 \sqrt{L_2})$, где ω_1, ω_2 — число витков катушек L_1 и L_2 . Для достоверности можно дважды измерить k , поменяв обмотки катушек местами. При этом $k^2 = U_2^2 U_1^2 / (U_1^2 U_2^2)$, где штрихами обозначаются результаты измерений в первом и втором опытах.

Если требуется определить M катушки при определенном токе в ее обмотке, можно воспользоваться схемой, приведенной на

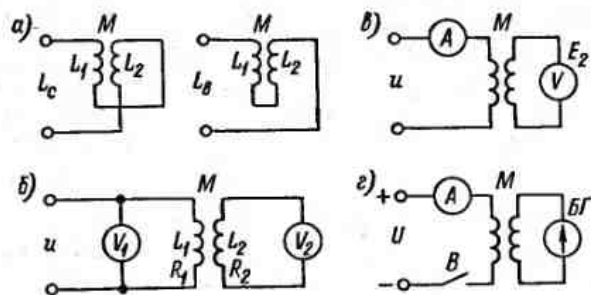


Рис. 15-23. Схемы измерений взаимной индуктивности

рис. 15-23, в. При большом сопротивлении вольтметра можно записать $M \approx U_2 / (\omega I_1)$.

Взаимную индуктивность можно измерять с помощью баллистического гальванометра или веберметра (рис. 15-23, з). При замыкании ключа B имеем $M = \Delta\psi / I = C_\Phi \alpha_{im} / I$, где C_Φ — постоянная баллистического гальванометра или веберметра; α_{im} — первое максимальное отклонение указателя баллистического гальванометра или изменение показания указателя веберметра.

Точность измерений M рассмотренными способами определяется точностью используемых средств измерений и принятыми допущениями и может быть оценена по методике, приведенной в § 14-2.

15-5. ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ МАГНИТНОГО ПОЛЯ, ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК И ПАРАМЕТРОВ МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

В настоящее время необходимость измерять параметры магнитных полей возникает во многих областях науки и техники. Например, при исследовании магнитного поля Земли, планет и космического пространства; при геологической разведке полезных ископаемых; в криогенной электроэнергетике; при исследовании магнитных полей биологических объектов в медицине; при неразрушающем контроле материалов и изделий; при измерении больших токов без разрыва цепи; в приборостроительной, машиностроительной, электронной и радиотехнической промышленности и т. д. Каждая из этих областей предъявляет свои требования к диапазону и точности измерений, частотному диапазону измеряемых величин, условиям эксплуатации средств

Таблица 15-8

Тесламетр	Диапазон измерений, Тл	Частотный диапазон, Гц
Индукционный	$10^{-12} - 10$	$1 - 30 \cdot 10^6$
Магнитомеханический	$10^{-11} - 10^{-6}$	$0 - 10$
Гальваномагнитный	$10^{-5} - 10^2$	$0 - 10^5$
Ферро модуляционный	$10^{-10} - 10^{-4}$	$0 - 10^3$
Квантовый	$10^{-12} - 10^{-3}$	$0 - 2 \cdot 10^3$
Сверхпроводниковый	$10^{-14} - 10^{-4}$	$0 - 10^3$

измерений. Так, например, магнитную индукцию необходимо измерять в диапазоне от 10^{-14} до 10^2 Тл, частотный диапазон полей колеблется в пределах от нуля до нескольких десятков мегагерц. Погрешность измерения должна быть в пределах от тысячных долей до единиц процентов.

В табл. 15-8 приведены данные о предельных характеристиках — диапазонах измерений и частотных диапазонах современных тесламетров (первая цифра в графе «Диапазон измерений» соответствует порогу чувствительности). В табл. 15-9 приведены основные характеристики магнитноизмерительных приборов, серийно выпускаемых отечественной промышленностью.

Для измерения параметров постоянных магнитных полей широко используется индукционно-импульсный способ. Схема измерения этим способом приведена на рис. 15-24, где ИК — измери-

Таблица 15-9

Магнитноизмерительный прибор	Верхние пределы диапазона	Основная приведенная погрешность, %
Магнитоэлектрический веберметр	$500 - 10^4$ мкВб	$\pm 1,5; \pm 2,5; \pm 4$
Фотогальванометрический веберметр	$2 - 500$ мкВб	$\pm 1,5; \pm 2,5; \pm 4$
Электронный веберметр	$25 - 25 \cdot 10^2$ мкВб	$\pm 1,0; \pm 2,5$
Цифровой веберметр	$10^{-2} - 10$ мкВб	$\pm 0,5$
Тесламетр с преобразователем Холла	$10^{-3} - 2$ Тл	$\pm 1,5; \pm 2,5$
Ферро модуляционный тесламетр	$5 \cdot 10^{-7} - 5 \cdot 10^{-3}$ Тл	$\pm 1,0; \pm 1,5; \pm 2,5; \pm 5$
Ядерно-резонансный тесламетр	$2,5 \cdot 10^{-2} - 2,5$ Тл	$\pm 0,01; \pm 0,03$

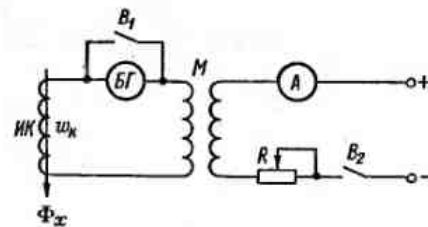


Рис. 15-24. Схема измерения магнитного потока индукционно-импульсным методом с помощью баллистического гальванометра

тельная катушка; БГ — баллистический гальванометр; М — обр-азцовая катушка взаимной индуктивности.

При изменении потока, сцепленного с витками измерительной катушки ИК, например от Φ_x до 0, на зажимах измерительной катушки возникает ЭДС, которая уравновешивается падением напряжения и ЭДС индуктивности в цепи гальванометра:

$$e_x = -\omega_k \frac{d\Phi_x}{dt} = iR + L \frac{di}{dt}, \quad (15-5)$$

где ω_k — число витков измерительной катушки; i — сила тока в цепи катушки; R — сопротивление гальванометра, измерительной катушки и обмотки катушки М; L — индуктивность цепи.

Первое наибольшее отклонение указателя гальванометра определяется интегралом по времени от силы тока импульса (см. § 5-3), т. е. количеством электричества в импульсе тока.

Интегрируя левую и правую части выражения (15-5) в пределах времени изменения потокоцепления и учитывая, что в момент начала и окончания изменения потокоцепления сила тока равна нулю, получим

$$\Delta\psi = \omega_k \Delta\Phi_x = RC_Q I_{1m} = C_\Phi I_{1m}, \quad (15-6)$$

где $\Delta\Phi_x$ — изменение потока за указанное время (в нашем случае $\Delta\Phi_x = \Phi_x$); C_Q — баллистическая постоянная гальванометра; I_{1m} — первое наибольшее отклонение указателя гальванометра; $C_\Phi = RC_Q$ — постоянная баллистическая гальванометра по магнитному потоку.

В левой части последнего выражения знак «минус» опущен, так как измеряется абсолютное значение изменения магнитного потока.

Из выражения (15-6) видно, что постоянная баллистического гальванометра C_Φ зависит от сопротивления цепи, поэтому определять ее необходимо при том сопротивлении цепи, при котором производится измерение магнитного потока. Кроме того, так как точность интегрирования импульса зависит от его длительности,

изменение потока должно происходить достаточно быстро. Чтобы погрешность интегрирования не превышала 0,1—0,3 %, продолжительность импульса должна быть в 20—30 раз меньше периода колебаний подвижной части гальванометра.

Для определения постоянной баллистического гальванометра по магнитному потоку используют катушку с известным коэффициентом взаимной индуктивности (см. рис. 15-24). При изменении силы тока в первичной обмотке катушки взаимной индуктивности на ΔI во вторичной обмотке, присоединенной к баллистическому гальванометру, произойдет изменение потокосцепления $\Delta \Psi = M \Delta I$, что вызовет отклонение указателя гальванометра b_{1m} . Отсюда постоянная баллистического гальванометра по магнитному потоку

$$C_{\Phi} = M \Delta I / b_{1m} \quad (15-7)$$

Измерение магнитного потока описанным способом упрощается при использовании веберметра (см. рис. 10-1), так как в этом случае исключается определение постоянной прибора.

При использовании баллистического гальванометра и веберметра измеряют потокосцепление $\Delta \Psi = \omega_k \Delta \Phi_k$, по которому можно подсчитать значения магнитного потока Φ_k , магнитной индукции B_k и напряженности поля H_k (в вакууме и в воздухе), применяя следующие соотношения:

$$\Phi_k = \Delta \Psi / \omega_k; B_k = \Delta \Psi / (\omega_k s_k); H_k = \Delta \Psi / (\mu_0 \omega_k s_k), \quad (15-8)$$

где ω_k — число витков измерительной катушки; s_k — площадь ее витка; μ_0 — магнитная постоянная.

Погрешность измерения параметров магнитного поля описанным способом и указанными средствами измерений находится в пределах 0,5—4,0 %.

Баллистический гальванометр обладает высокой чувствительностью и позволяет определять параметры магнитных полей с погрешностью 0,5—1 % (см. § 10-2), но требует определения постоянной в каждом эксперименте и работы в лабораторных условиях. Веберметры градуированы в единицах магнитного потока, просты и удобны в эксплуатации, однако многие их модификации обладают меньшей, чем баллистические гальванометры, чувствительностью и точностью. Исключения составляют цифровые веберметры (см. табл. 15-9).

Фотогальванометрические веберметры сложнее и дороже магнитоэлектрических, поэтому ими целесообразно пользоваться тогда, когда чувствительность магнитоэлектрических веберметров недостаточна для выполнения необходимых измерений.

Электронные аналоговые и цифровые веберметры имеют широкий диапазон измерений и высокую точность.

С помощью индукционного преобразователя (измерительной катушки), помещенного в измеряемое магнитное поле, и вольтметра для измерения наводимой в нем ЭДС, могут быть измерены параметры переменного магнитного поля. Более подробно этот способ рассмотрен далее.

Для измерения магнитной индукции и напряженности магнитного поля используют различные виды тесламетров и приборов для измерений напряженности магнитного поля (см. § 10-2 и табл. 15-8 и 15-9), которые упрощают процесс измерений по сравнению с описанным выше способом, а иногда позволяют расширить диапазон измеряемых величин и повысить точность измерений.

По значению магнитной индукции различают слабые поля — 10^{-14} — 10^{-5} Тл, средние поля — 10^{-5} — 10^{-1} Тл и сильные поля — 10^{-1} — 10^2 Тл. При этом поля могут быть различных частот.

Рассмотрим области применения наиболее распространенных и перспективных приборов.

Тесламетрами с преобразователем Холла измеряют параметры средних и сильных магнитных полей. Преобразователи в этих приборах имеют малые габариты; приборы просты и удобны в эксплуатации. Тесламетры с квантовыми преобразователями (различных видов), обладающие высокой чувствительностью и точностью, используют для измерения параметров слабых и средних, постоянных и переменных (до 20 кГц) магнитных полей. Ферромодуляционные тесламетры обладают высокой чувствительностью и средней точностью, имеют малые габариты преобразователя, просты и надежны. Они широко используются для измерения параметров слабых и средних, постоянных и переменных (до 1 кГц) магнитных полей. Сверхпроводниковые тесламетры обладают уникальной чувствительностью (теоретический порог чувствительности 10^{-15} Тл), высокой точностью, стабильностью, но они сложны и дороги. Их используют для измерения параметров слабых постоянных и переменных (до 1 кГц) магнитных полей.

МАГНИТНЫЕ МАТЕРИАЛЫ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Магнитные материалы делят на три основные группы: магнитомягкие — обычно используются в качестве магнитопроводов; магнитотвердые — используются как источники магнитного поля; материалы со специальными свойствами (терромагнитные, магнитострикционные и др.).

Для рационального использования магнитных материалов в соответствии с назначением и режимом работы необходимо

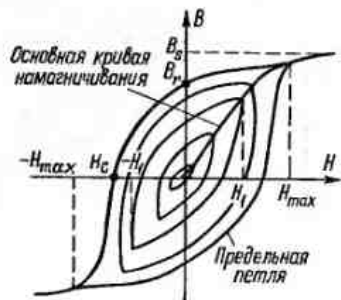


Рис. 15-25. Основная кривая намагничивания и семейство петель магнитного гистерезиса

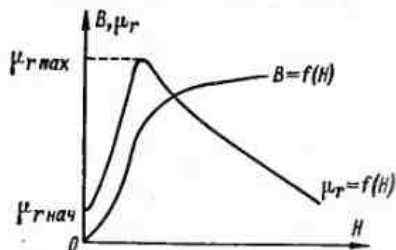


Рис. 15-26. Кривые намагничивания и магнитной проницаемости

располагать сведениями об их характеристиках и параметрах.

Характеристики магнитных материалов, определенные в постоянном магнитном поле, называют статическими. Характеристики, определенные в переменном поле, называют динамическими. Основные характеристики магнитных материалов и методы их определения регламентируются соответствующими государственными стандартами СССР.

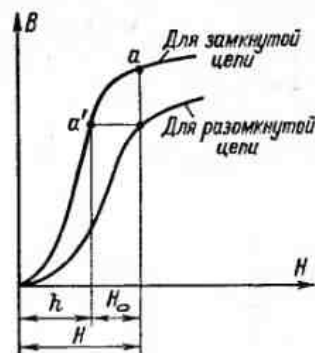
К основным статическим характеристикам и параметрам магнитных материалов относят: основную кривую намагничивания; симметричную предельную петлю магнитного гистерезиса, площадь которой пропорциональна энергии, затраченной на перемагничивание вещества, и точки пересечения ее с осями координат — остаточную индукцию B_r , коэрцитивную силу H_c , индукцию насыщения B_s ; относительную магнитную проницаемость μ_r , ее начальное $\mu_{r \text{ нач}}$ и максимальное $\mu_{r \text{ max}}$ значения (рис. 15-25 и 15-26).

По основной кривой намагничивания $B=f(H)$ можно определить значения относительной нормальной магнитной проницаемости для каждой точки основной кривой и построить зависимость магнитной проницаемости от напряженности намагничивающего поля $\mu_r=f(H)$ (рис. 15-26).

Магнитная индукция и напряженность магнитного поля связаны соотношением $B=\mu_0\mu_r H$, где B — магнитная индукция; H — напряженность намагничивающего поля; μ_0 — магнитная постоянная ($\mu_0=4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м); μ_r — относительная магнитная проницаемость материала.

Все характеристики, рассмотренные выше, относятся к характеристикам магнитного вещества, и при их определении магнитная цепь образца должна быть замкнута. При разомкнутой магнитной цепи необходимо учитывать собственное поле образ-

ца — так называемое размагничивающее поле H_0 , которое направлено встречно внешнему намагничивающему полю. Из рис. 15-27 видно, что если магнитная цепь образца разомкнута, то при помещении его в поле напряженностью H индукция в материале определяется не точкой a , а точкой a' , соответствующей напряженности поля h .



Построение характеристик материала по данным, полученным для разомкнутой цепи, возможно лишь для некоторых форм образцов (например, эллипсоида).

Динамические характеристики в значительной степени зависят не только от качества самого материала, но и от формы и размеров образца, формы кривой и частоты намагничивающего поля и т. д.

При намагничивании магнитного материала переменным периодическим изменяющимся магнитным полем магнитная индукция изменяется по кривой, которая называется динамической петлей.

Площадь динамической петли определяет полную энергию, рассеиваемую за цикл перемагничивания, т. е. потери энергии за счет гистерезисных явлений, вихревых токов, магнитной вязкости и др. Семейство симметричных динамических петель характеризует магнитный материал при данных размерах образца, форме кривой и частоте поля. Геометрическое место вершин динамических петель называется динамической кривой намагничивания.

Важными параметрами магнитных материалов при намагничивании в переменных магнитных полях являются различные виды магнитной проницаемости.

Так, например, если динамическая петля гистерезиса имеет форму эллипса, либо ее можно заменить эквивалентным эллипсом, используют комплексную магнитную проницаемость $\hat{\mu}$ — отношение комплексов индукции \hat{B} и напряженности магнитного поля \hat{H} :

$$\hat{\mu} = \hat{B} / (\mu_0 \hat{H}) = \mu_n e^{-j\delta},$$

где $\mu_n = B_m / \mu_0 H_m$ — амплитудная проницаемость; B_m и H_m — амплитуды магнитной индукции и напряженности магнитного поля; δ — угол потерь.

Важной динамической характеристикой являются потери энергии в материале при его намагничивании. При испытаниях магнитных материалов определяют суммарные потери как функцию амплитуды индукции и частоты. Часто пользуются понятием «удельные потери», понимая под ним потери при намагничивании единицы массы образца.

Динамические характеристики магнитных материалов изменяются, если на материал, кроме переменного поля, действует еще и постоянное. Магнитное состояние материала в этом случае изменяется по несимметричной петле магнитного гистерезиса, форма и размеры которой зависят от соотношения напряженности постоянного и переменного полей и свойств материала.

Образцы для испытаний. Испытания магнитных материалов стремятся проводить при равномерном намагничивании материала, когда индукция в различных сечениях образца одинакова. Магнитная цепь при испытаниях может быть замкнутой или разомкнутой. Намагничивающая обмотка может быть одно- и многовитковой. Образец из испытуемого материала обычно имеет форму кольца, стержня или пластины.

Форма и размеры образца, способ намагничивания, метод испытания и аппаратура, определяемые параметры и характеристики регламентируются соответствующими государственными стандартами.

Наилучшей формой образца для испытания магнитного материала в замкнутой магнитной цепи является кольцо. Кольцевые образцы при правильном выборе их размеров не испытывают влияния собственных полей рассеяния и обеспечивают достаточно равномерное намагничивание. Обычно размеры кольца выбирают так, чтобы $R_n/R_b \leq 1,3$. Намагничивающую и измерительную обмотки навивают по периметру кольца. Напряженность намагничивающего поля в этом случае подсчитывается по формуле $H = I/(2\pi R_{cp})$, где w — число витков намагничивающей обмотки; I — сила тока в намагничивающей обмотке; $R_{cp} = (R_n + R_b)/2$ — средний радиус; R_n и R_b — наружный и внутренний радиусы.

Испытание материала при кольцевой форме образца обеспечивает наибольшую точность результатов, однако изготовление таких образцов и наматывание на них обмоток отличаются сложностью и трудностью получения в них больших напряженностей намагничивающих полей.

При испытаниях магнитных материалов часто пользуются специальными устройствами — пермеаметрами, которые позволяют проводить испытания образцов в виде полос и стержней в замкнутой магнитной цепи, образуемой массивным ярмом из магнитомягкого материала или из испытуемого материала.

При испытании магнитомягких материалов с высокой магнитной проницаемостью и малой коэрцитивной силой используют обычно кольцевые образцы, а при невозможности их изготовления испытания проводят в разомкнутой магнитной цепи.

Испытание в разомкнутой цепи часто применяют при определении коэрцитивной силы магнитотвердых материалов.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК И ПАРАМЕТРОВ МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

Определение статических характеристик и параметров магнитных материалов. Наиболее распространенным при определении статических характеристик магнитных материалов является индукционно-импульсный метод.

Схема установки для испытания магнитных материалов индукционно-импульсным методом приведена на рис. 15-28.

Измерительная часть схемы состоит из двух измерительных катушек: для измерения магнитной индукции — w_B и для измерения напряженности поля — w_H , баллистического гальванометра $BГ$, двух магазинов сопротивлений R_B и R_H (для изменения чувствительности установки), вторичной обмотки катушки M .

Баллистический гальванометр можно заменить веберметром, что значительно упростит эксперимент, но приведет к увеличению погрешности измерения.

Порядок работы на установке следующий.

А. Подбор чувствительности схемы (раздельно для цепей измерения B и H) состоит в подборе значения сопротивлений R_B и R_H , при которых изменение напряженности намагничивающего поля от $+H_m$ до $-H_m$, путем соответствующего изменения намагничивающего тока, вызовет максимальное отклонение указателя гальванометра на всю длину шкалы.

Чувствительность схемы подбирают следующим образом. Переключатель B_2 ставят в положение I , в обмотку w катушки HK подают ток, соответствующий максимальному значе-

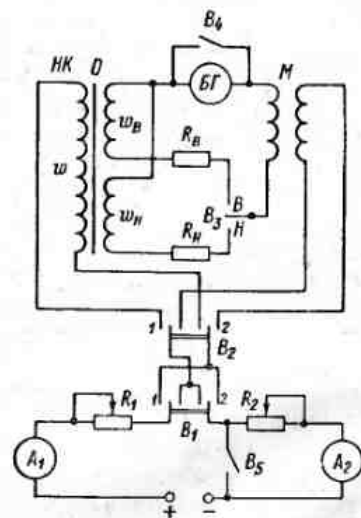


Рис. 15-28. Схема индукционно-импульсной установки для определения характеристик магнитных материалов

нию напряженности магнитного поля H_m ; переключатель B_1 ставят в положение B и изменяют направление поля путем изменения с помощью переключателя B_1 направления тока в обмотке катушки HK . При этом наблюдают отклонение указателя гальванометра. Оно должно находиться в пределах шкалы и у ее конца. При необходимости регулируют сопротивление магазина R_D . Аналогично поступают и при подборе чувствительности в цепи измерения H .

Б. Определение постоянной баллистического гальванометра по магнитному потоку проводят отдельно для цепей измерения B и H при трех значениях силы тока в первичной обмотке катушки M , обеспечивающих при изменении направления тока отклонения указателя гальванометра приблизительно на 0,4; 0,6 и 0,8 длины шкалы. За действительное значение постоянной принимается среднее арифметическое из полученных значений. Методика определения постоянной баллистического гальванометра по магнитному потоку (C_{Φ}) описана выше; значение постоянной определяется по формуле (15-7).

В. Размагничивание образца O производится путем снижения намагничивающего тока от максимального значения до нуля при одновременном непрерывном изменении его направления.

Для проведения размагничивания переключатель B_2 ставят в положение I , увеличивают ток до значения, соответствующего $H \geq H_m$, и плавно снижают ток, одновременно изменяя его направление с помощью переключателя B_1 . Гальванометр при этом должен быть отключен (переключатель B_3 — в нейтральном положении). Размагничивание может быть проведено и переменным полем с убывающей до нуля амплитудой. Для этой цели применяются специальные размагничивающие устройства.

Г. Определение точек основной кривой намагничивания начинают с малых значений напряженности поля.

Переключатель B_2 ставят в положение I , т. е. подключают цепь питания к катушке HK . В намагничивающей катушке с помощью реостатов R_1 устанавливает силу тока I_1 , соответствующую напряженности поля H_1 .

Для получения установившейся (замкнутой) петли гистерезиса производят магнитную подготовку, которая состоит в многократном (5—10 раз) изменении направления намагничивающего поля. После магнитной подготовки (переключатель B_1 находится в положении I , цепь катушки HK замкнута) магнитное состояние образца характеризуется точкой a на основной кривой намагничивания (рис. 15-29).

Для определения магнитной индукции B_1 необходимо замкнуть цепь гальванометра, поставив переключатель B_3 в положение B , и изменить направление намагничивающего поля, пере-

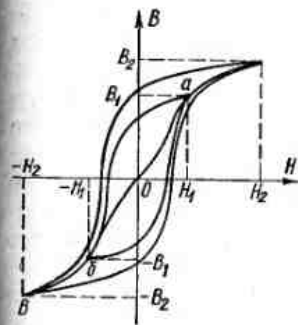


Рис. 15-29. Определение точек основной кривой намагничивания

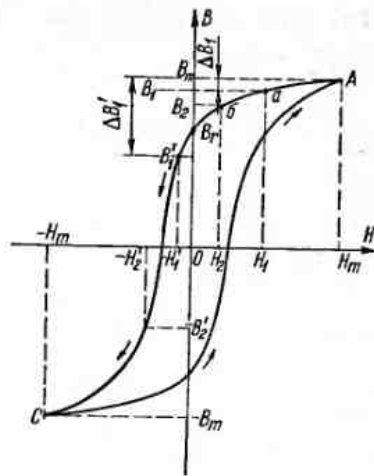


Рис. 15-30. Определение точек петли магнитного гистерезиса

ключив B_1 из положения I в положение 2 . При этом необходимо отметить первое наибольшее отклонение указателя гальванометра l_{1m} . Магнитное состояние образца характеризуется теперь точкой b , так как напряженность поля изменилась от $+H_1$ до $-H_1$.

Для измерения напряженности поля H_1 следует поставить B_3 в положение H и, изменив направление тока в катушке HK переключателем B_1 , отметить первое наибольшее отклонение указателя гальванометра b_{1m} .

Согласно выражению (15-8) значения B_1 и H_1 определяют по формулам:

$$B_1 = C_{\Phi B} l_{1m} / (2\omega_B s_{обр}); \quad H_1 = C_{\Phi H} b_{1m} / [2\mu_0 (\omega s)_H],$$

где $s_{обр}$ — площадь сечения образца; $(\omega s)_H$ — постоянная измерительной катушки поля.

Напряженность поля можно также найти по значению силы тока в обмотке намагничивающей катушки, числу ее витков и параметрам образца (или постоянной пермеаметра).

Для определения последующих точек основной кривой намагничивания увеличивают ток в намагничивающей катушке, производят магнитную подготовку, находя B_2 и H_2 таким же образом, как B_1 и H_1 , и т. д.

При определении точек основной кривой и петли гистерезиса (см. ниже) следует помнить о том, что магнитное состояние об-

раза должно изменяться по той кривой, точки которой подлежат определению.

Так, например, при определении точек основной кривой намагничивания сила намагничивающего тока должна только возрастать от 0 до I_m ; уменьшение силы тока приведет к появлению данных, не соответствующих определяемой характеристике.

Д. Определение точек петли гистерезиса осуществляют одним из наиболее распространенных методов, который основан на измерении изменения индукции ΔB_k при изменении напряженности намагничивающего поля от максимальной $+H_m$ до некоторого значения H_k , соответствующего интересующей нас точке петли (рис. 15-30). Искомая индукция B_k определяется как разность между индукцией B_m , соответствующей напряженности поля H_m (точка А на петле), и измеренным значением ΔB_k , т. е. $B_k = B_m - \Delta B_k$.

Точки петли гистерезиса на участке от $+B_m$ до B , определяются следующим образом. Проводят магнитную подготовку при максимальной напряженности намагничивающего поля H_m и находят описанным выше способом B_m и H_m . Затем размыкают ключ B_5 (рис. 15-28) и с помощью реостатов R_2 устанавливают некоторый ток $I_1 < I_m$, соответствующий напряженности поля H_1 . При этом магнитное состояние материала будет характеризоваться точкой a на петле гистерезиса (рис. 15-30). Для того чтобы найти изменение индукции $\Delta B_1 = B_m - B_1$, необходимо снова «попасть» в точку А, что можно сделать путем «обхода» петли гистерезиса в направлении, указанном стрелками. Для этого ставят переключатель B_1 в нейтральное положение (рис. 15-28), замыкают ключ B_5 , а затем ставят B_1 в положение 2; магнитное состояние будет определяться точкой С. Ставят B_1 в положение 1, магнитное состояние определяется точкой А. Проводят магнитную подготовку, после которой переключатель B_1 должен остаться в положении 1. Переключатель B_3 ставят в положение В, и, размыкая ключ B_5 , наблюдают первое отклонение указателя гальванометра I_{B_1} , соответствующее изменению индукции $\Delta B_1 = B_m - B_1$.

Аналогично можно определить значение напряженности намагничивающего поля H_1 , используя для этого измерительную катушку w_H (переключатель B_3 ставят в положение Н).

Значения индукции и напряженности поля, например, для точки a , определяют по формулам:

$$B_1 = C_{\Phi B} (I_{B_m} - I_{B_1}) / (w_B s_{\text{обр}}); H_1 = C_{\Phi H} (b_{H_m} - b_{H_1}) / [\mu_0 (ws)_H],$$

где I_{B_m} и b_{H_m} — отклонения указателя гальванометра при измерении, соответственно, B_m и H_m ; I_{B_1} и I_{H_1} — то же при измерении B_1 и H_1 .

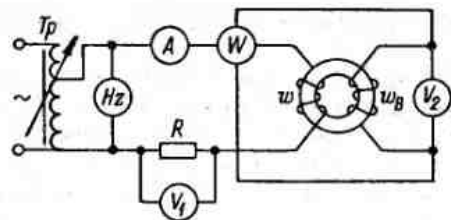


Рис. 15-31. Схема для определения динамических характеристик способом амперметра, вольтметра и ваттметра

Точки петли гистерезиса во втором и третьем квадрантах определяются так же, как в первом, только при размыкании ключа B_5 одновременно изменяют направление намагничивающего поля, переключая B_1 из положения 1 в положение 2.

Описанный способ определения статических характеристик магнитных материалов реализован в установках У5045 и У5056 (см. § 10-3).

При массовых испытаниях листовых магнитных материалов для определения точек основной кривой намагничивания широко применяется дифференциальный метод, основанный на сравнении испытуемого образца с нормальным, характеристики которого известны и близки к характеристикам испытуемого образца.

Определение динамических характеристик и параметров магнитных материалов. Основными способами испытаний магнитных материалов в переменных магнитных полях являются индукционный и параметрический.

Ввиду особенностей динамических характеристик сведения об их значении следует дополнять данными об условиях проведения эксперимента, средствах и методах измерений.

Рассмотрим некоторые, наиболее распространенные способы определения динамических характеристик магнитных материалов.

Способ амперметра, вольтметра и ваттметра. Это простейший способ испытания магнитных материалов в переменных полях. Схема приведена на рис. 15-31. С помощью этой схемы можно определить динамическую кривую намагничивания — зависимость амплитуды магнитной индукции от амплитуды напряженности поля: $B_m = f(H_m)$, амплитудную магнитную проницаемость и потери на перемагничивание (для измерения частоты в этом случае в схеме предусмотрен частотомер).

Если испытания проводятся при синусоидальной индукции в образце (а так обычно и бывает), то для определения амплитуды напряженности намагничивающего поля используют образцовый резистор R и вольтметр амплитудных значений V_1 . Значение

напряженности определяют по формуле

$$H_m = U_m \omega / (R L_{ср}),$$

где U_m — амплитудное значение падения напряжения на резисторе R ; ω — число витков намагничивающей обмотки; $L_{ср}$ — средняя длина линии.

Если испытания проводятся при синусоидальной напряженности намагничивающего поля в образце (при большом активном сопротивлении намагничивающей цепи), то для определения амплитуды напряженности поля измеряют действующее значение намагничивающего тока I . И тогда $H_m = \sqrt{2} I \omega / L_{ср}$. Индукцию в материале определяют с помощью вольтметра средних значений V_2 по индуцированной в измерительной обмотке ω_B ЭДС:

$$B_m = E_{2ср} / (4 f \omega_B S_{об}) \approx U_{2ср} / (4 f \omega_B S_{об}), \quad (15-9)$$

где $U_{2ср}$ — показание вольтметра V_2 ($U_{2ср} \approx E_{2ср}$); $S_{об}$ — площадь сечения образца.

По полученным значениям B_m и H_m можно построить зависимость $B_m = f(H_m)$ и подсчитать амплитудную магнитную проницаемость $\mu_0 = B_m / (\mu_0 H_m)$.

Погрешность измерения H_m , B_m и μ_0 при использовании этого способа составляет обычно 8—10 %.

Для измерения потерь на перемагничивание служит ваттметр, последовательная обмотка которого включается в цепь намагничивающей катушки ω , параллельная — к зажимам измерительной обмотки ω_B .

Амперметр и частотомер включены для контроля тока и частоты.

Определение потерь на перемагничивание проводят при синусоидальной индукции в образце. В этом случае показания ваттметра $P_W = U I \cos \varphi$, где U — действующее значение напряжения на обмотке ω_B ($U \approx E$); I — действующее значение первой гармоники намагничивающего тока; φ — угол фазового сдвига между U и I . Так как угол φ обычно близок к 90° , то при определении потерь необходимо использовать малокосинусный ваттметр, для которого номинальное значение $\cos \varphi = 0,1 \div 0,2$.

Мощность, измеренная ваттметром, включает в себя, кроме потерь на перемагничивание, потери в вольтметре, параллельной обмотке ваттметра и самой обмотке ω_B (последними, ввиду их малости, пренебрегают).

Потери на перемагничивание определяются по формуле:

$$P = P_W \omega / \omega_B - U_2^2 (R_V + R_W) / (R_V R_W),$$

где U_2 — действующее значение напряжения на обмотке ω_B

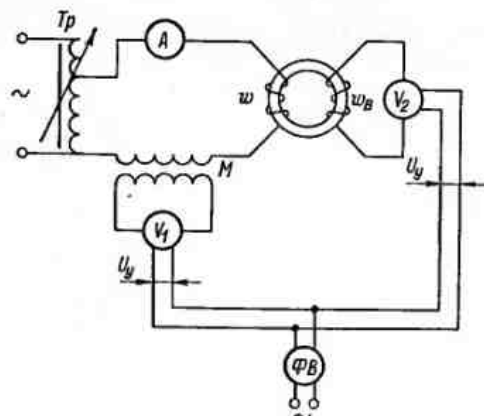


Рис. 15-32. Схема для определения динамических характеристик способом вольтметра с управляемым выпрямителем

($U_2 = 1,11 U_{2ср}$); R_V — сопротивление вольтметра; R_W — сопротивление параллельной обмотки ваттметра.

Необходимое при определении потерь значение индукции в материале устанавливают в соответствии с формулой (15-9) по показаниям вольтметра V_2 . Таким образом можно определить потери в материале для различных значений индукции и частоты. Погрешность измерения потерь составляет 5,0—7,0 %.

При массовых испытаниях магнитных материалов для определения потерь на перемагничивание применяется дифференциальный ваттметровый метод, основанный на сравнении потерь испытуемого образца с потерями нормального образца.

Способ вольтметра с управляемым выпрямителем. На рис. 15-32 приведена схема установки, с помощью которой можно определить практически все динамические характеристики магнитомягкого материала.

Основными элементами схемы являются: испытуемый образец с намагничивающей ω и измерительной ω_B обмотками; фазочувствительные вольтметры среднего значения V_1 и V_2 ; источник управляющего напряжения U_y — фазовращатель ΦB , катушка взаимной индуктивности M , выполняющая роль дифференцирующего устройства.

Мгновенные значения индукции и напряженности магнитного поля определяют по показаниям фазочувствительных вольтметров V_1 и V_2 . При этом необходимо, чтобы кривые индукции и напряженности магнитного поля не содержали четных гармоник (любые два значения индукции и напряженности магнитного поля, сдвинутые на половину периода, должны быть равны по величине и обратны по знаку).

Показания вольтметра V_1 (при однополупериодном выпрямлении) определяются соотношениями:

$$U_{1\text{cp}} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T/2} u_1 dt; \quad u_1 = e_1 R_{V_1} / R_1; \quad e_1 = -M \frac{di}{dt};$$

$$U_{1\text{cp}} = -\frac{MR_{V_1}}{R_1 T} \int_{i_1}^{i_1+T/2} di = -MR_{V_1} / [R_1 T (i_{1+T/2} - i_1)].$$

Так как $i_{t_1} = -i_{t_1+T/2}$ и $H_{t_1} = i_{t_1} \omega / L_{\text{cp}}$, то

$$U_{1\text{cp}} = 2MR_{V_1} f i_{t_1} / R_1 = 2MR_{V_1} f L_{\text{cp}} H_{t_1} / (R_1 \omega),$$

где e_1 — ЭДС на зажимах вторичной обмотки катушки M ; R_1 — сопротивление цепи, в которую включен вольтметр V_1 ; R_{V_1} — сопротивление вольтметра V_1 ; i — ток в намагничивающей обмотке; $f = 1/T$ — частота; M — коэффициент взаимной индуктивности катушки; L_{cp} — средняя длина силовой линии; H_{t_1} — мгновенное значение напряженности магнитного поля.

Следовательно, среднее значение напряжения (показания вольтметра V_1) пропорционально мгновенному значению напряженности намагничивающего поля.

Показания вольтметра V_2 определяются такими соотношениями:

$$U_{2\text{cp}} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T/2} u_2 dt; \quad u_2 = e_2 R_{V_2} / R_2; \quad e_2 = -\omega_B \frac{d\Phi}{dt};$$

$$U_{2\text{cp}} = -\frac{\omega_B R_{V_2}}{R_2 T} \int_{\Phi_{t_1}}^{\Phi_{t_1+T/2}} d\Phi = -\frac{\omega_B R_{V_2}}{R_2 T} (\Phi_{t_1+T/2} - \Phi_{t_1}).$$

Так как $\Phi_{t_1} = -\Phi_{t_1+T/2}$, то

$$U_{2\text{cp}} = 2R_{V_2} \omega_B S_{\text{обр}} f B_{t_1} / R_2,$$

где e_2 — ЭДС на зажимах измерительной обмотки ω_B ; R_2 — сопротивление цепи, в которую включен вольтметр V_2 ; R_{V_2} — сопротивление вольтметра V_2 ; $S_{\text{обр}}$ — площадь поперечного сечения образца; B_{t_1} — мгновенное значение магнитной индукции.

Следовательно, среднее значение напряжения (показание вольтметра V_2) пропорционально мгновенному значению индукции в материале.

Изменяя угол фазового сдвига между управляющим и измеряемым напряжениями, можно определить значения B_t и H_t в лю-

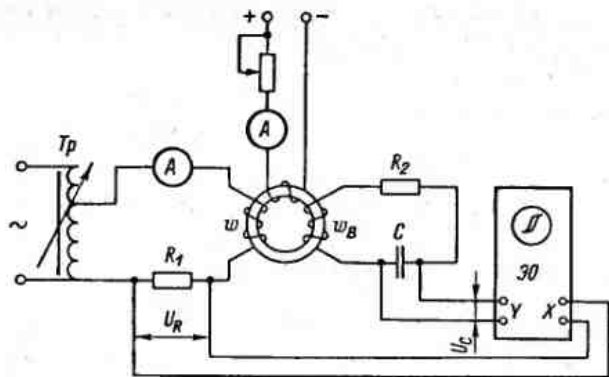


Рис. 15-33. Схема для определения динамических характеристик осциллографическим способом

бой момент периода, т. е. снять динамическую петлю гистерезиса — зависимость $B_t = f(H_t)$.

Для определения динамической кривой индукции $B_m = f(H_m)$ как вершины динамических петель необходимо при каждом значении намагничивающего тока плавно изменять фазу управляющего напряжения до получения наибольших показаний вольтметров.

Описанный способ определения динамических характеристик магнитомягких материалов реализован в серийно выпускаемой установке Ф5063 (см. § 10-3).

Осциллографический способ. Осциллографический способ испытания магнитных материалов нагляден и прост. Он дает возможность визуально наблюдать и фотографировать динамические кривые в весьма широком диапазоне частот. Кроме того, он позволяет наблюдать характер влияния различных факторов (например, подмагничивания постоянным полем) и изменений режима намагничивания на форму и размеры динамической петли. Недостатком этого способа является низкая точность — погрешность измерения значений B и H достигает 10%.

На рис. 15-33 приведена схема для определения динамических характеристик с помощью электронного осциллографа. На входы X и Y осциллографа подается два напряжения u_R и u_C , соответственно пропорциональные мгновенным значениям напряженности намагничивающего поля H и магнитной индукции в материале B .

Напряжение на входе X

$$u_R = i R_1 = R_1 L_{\text{cp}} H_t / \omega,$$

где $L_{cp} = \pi d_{cp}$; ω — число витков намагничивающей обмотки; H_t — мгновенное значение намагничивающего поля; d_{cp} — средний диаметр образца (кольца); R_1 — сопротивление резистора

Напряжение на входе Y

$$u_C = \frac{1}{C} \int \frac{e}{R_2} dt = -\omega_B s_{обр} B_t / (R_2 C),$$

где $e = -\omega_B \frac{d\Phi}{dt}$ — ЭДС измерительной катушки ω_B ; R_2 и C — параметры интегрирующей RC -цепочки, $R_2 \gg 1/(\omega C)$; $s_{обр}$ — площадь сечения образца.

Таким образом в результате приложения к осциллографу напряжений u_R и u_C на его экране появляется изображение динамической петли.

Для определения значений B и H по изображению на экране необходимо произвести градуировку осциллографа. Один из способов градуировки сводится к градуировке осциллографа в единицах напряжения. Для этого на входы осциллографа подаются известные напряжения и подсчитываются масштабы:

$$m_X = 2 \sqrt{2} U_X / n_X; \quad m_Y = 2 \sqrt{2} U_Y / n_Y,$$

где U_X и U_Y — действующие значения напряжений, поданных на входы осциллографа; n_X и n_Y — длины световых полосок по горизонтали и по вертикали, соответствующие двойным амплитудам приложенных напряжений.

Значения напряженности поля и индукции подсчитывают по формулам:

$$H_t = M_H a_H; \quad B_t = M_B a_B,$$

где $M_H = m_X \omega / (R_1 L_{cp})$ — масштаб по горизонтальной оси, $A \cdot m^{-1} / \text{дел}$; a_H — отклонение луча по горизонтальной оси, дел; $M_B = m_Y R_2 C / (\omega_B s_{обр})$ — масштаб по вертикальной оси, $Tл / \text{дел}$; a_B — отклонение луча по вертикальной оси, дел.

По изображению петли можно подсчитать удельные потери в материале:

$$p = s_n M_H M_B f / \gamma,$$

где s_n — площадь динамической петли; γ — плотность материала; f — частота.

Параметрический (мостовой) способ. Этот способ основан на измерении с помощью моста переменного тока индуктивности L_x и сопротивления переменному току R_x катушки, сердечником которой является испытуемый магнитный материал.

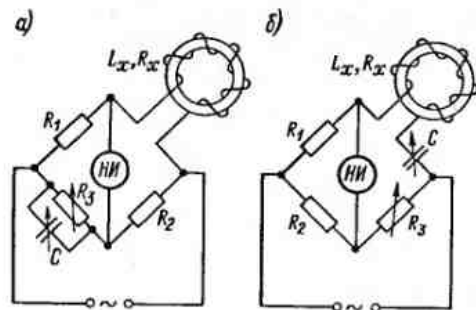


Рис. 15-34. Схемы мостов для определения динамических характеристик

По результатам измерения L_x и R_x вычисляют основные параметры магнитного материала и данные для построения характеристик.

На рис. 15-34 приведены в качестве примера две мостовые схемы. Схему, изображенную на рис. 15-34, а, используют на частотах от 100 Гц до 100 кГц, на частотах до нескольких мегагерц предпочитают резонансный мост (рис. 15-34, б).

Значения параметров цепи образца определяют по формулам:

для схемы рис. 15-34, а

$$L_x = CR_1 R_2; \quad R_x = R_1 R_2 / R_3;$$

для схемы рис. 15-34, б

$$L_x = 1/(\omega^2 C); \quad R_x = R_1 R_3 / R_2,$$

где R_1, R_2, R_3, C — значения сопротивлений и емкостей соответствующих магазинов в плечах уравновешенных мостов.

Амплитудная проницаемость определяется из соотношений:

$$\mu_n = L_x \pi d_{cp} / (\mu_0 \omega s_{обр} \cos \delta); \quad \delta = \arctg [(R_x - R) / (\omega L_x)],$$

где d_{cp} — средний диаметр образца; ω — число витков обмотки; $s_{обр}$ — площадь сечения образца; δ — угол потерь образца; R — активное сопротивление обмотки.

Удельные потери на гистерезис и вихревые токи

$$p = (R_x - R) I^2 / m,$$

где m — масса образца; I — сила тока в намагничивающей обмотке. Напряженность намагничивающего поля можно определить по силе тока в намагничивающей обмотке и ее параметрам (ток измеряется в неразветвленной цепи моста и по нему рассчитывается ток в намагничивающей обмотке)

$$H_m = \sqrt{2} I \omega / (\pi d_{cp}).$$

Максимальное значение индукции

$$B_m = \mu_0 \mu_n H_m.$$

Для измерения магнитной индукции (если не измеряется напряженность намагничивающего поля) необходимо на образец нанести вторую (измерительную) обмотку w_B и с помощью вольтметра средних значений измерить напряжение U_{cp} на ее зажимах:

$$B_m = U_{cp} / (4f w_B s_{обр}).$$

Для получения достоверных результатов при использовании мостов следует проводить испытания в слабых полях, так как при сильных полях искажается форма кривой напряжения на образце, что препятствует уравниванию моста.

Параметрический способ обеспечивает высокую точность определения магнитных параметров материала образца: погрешность измерения на низких и звуковых частотах составляет 3,0–5,0 %, на более высоких частотах — не превышает ± 10 %.

К недостаткам мостовых схем следует отнести влияние на результаты измерения на высоких частотах индуктивных и емкостных связей и остаточных индуктивностей отдельных элементов схемы моста.

Определение характеристик магнитных материалов при одновременном намагничивании постоянным и переменным полями производится теми же методами, что и определение характеристик материалов в переменных магнитных полях. Разница заключается лишь в наличии дополнительной намагничивающей обмотки для создания постоянного (подмагничивающего) поля.

Наиболее распространенными способами определения характеристик и параметров магнитных материалов на повышенных и высоких частотах являются: способ амперметра, вольтметра и ваттметра (на частотах до 10–15 кГц); осциллографический способ (на частотах от 50 Гц до 100 кГц), параметрический способ (от нескольких килогерц до десятков мегагерц). Погрешность измерения параметров магнитных материалов этими способами достигает ± 10 %.

Для точного измерения потерь в магнитных материалах в широком диапазоне частот (до десятков мегагерц) и магнитных индукций применяют калориметрический способ, при котором потери энергии на перемагничивание материала определяют по изменению температуры среды, в которую помещен испытуемый образец. Погрешность определения потерь на перемагничивание составляет 1–2 %.

15-6. ИЗМЕРЕНИЯ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Общие сведения. Неэлектрические величины приходится измерять при научных исследованиях, например при изучении новых физических явлений, космоса, океана, недр земли, при определении состава и свойств веществ и новых материалов, при контроле и управлении технологическими производственными процессами, при контроле качества выпускаемой продукции и т. д. В измерении большого числа неэлектрических величин нуждается сельское хозяйство, медицина, служба охраны окружающей среды.

Перечень различных электрических средств измерений, выпускаемых промышленностью и предназначенных для измерения неэлектрических величин, весьма обширен.

Ввиду большого разнообразия как выпускаемых средств измерений, так и числа неэлектрических величин, которые необходимо измерять, невозможно рассмотреть измерения всех или даже значительного числа этих величин. Поэтому здесь рассматриваются измерения только некоторых величин, наиболее часто встречающихся в промышленности и при научных исследованиях. Например, необходимость измерения температуры, определение концентрации газообразных и жидких сред, давления жидкостей и газов встречается в химических производствах, в газовой и нефтяной промышленности, металлургии, теплоэнергетике, пищевой промышленности, в сельском хозяйстве, медицине, в службах охраны окружающей среды и т. п. Измерения давлений, размеров, перемещений осуществляются в машиностроении, приборостроении, в частности в гибких автоматизированных производствах с использованием промышленных роботов. Поэтому в параграфе рассматриваются измерения температуры, давления, размеров и расстояний, концентрации жидких и газообразных сред.

Измерения температуры. *Общие сведения.* Диапазон измеряемых в настоящее время температур очень широк: от температур близких к «абсолютному нулю», до температур, достигающих десятков тысяч градусов. На практике наиболее часто требуется измерять стационарные или медленно изменяющиеся температуры (скорость примерно 1°C в минуту). Вместе с этим встречается необходимость в измерении температур, изменяющихся на сотни градусов в секунду, например температур в газозооном тракте авиационного двигателя. Максимальная частота пульсаций измеряемой температуры в настоящее время ограничивается десятками килогерц (пульсация температуры кипения сжиженных газов). Требования к точности измерений температуры в некоторых случаях приближаются к требованиям метрологических измерений с наивысшей точностью.

Предельная точность измерений определяется точностью эталона температуры, который состоит из аппаратуры для воспроизведения шкалы между реперными точками. Наименьшая погрешность воспроизведения единицы температуры в диапазоне от -200 до $+1000$ °С характеризуется средним квадратическим отклонением результатов измерения S , не превышающим $0,0005$ °С при неисключенной систематической погрешности Θ , не превышающей $0,0002$ °С. Единица температуры за пределами указанной области воспроизводится со значениями $S=0,02$ °С и $\Theta=0,005$ °С.

Средства измерений температуры разнообразны и различаются диапазонами измерений, типом используемого термопреобразователя, наличием или отсутствием контакта между термопреобразователем и объектом измерений. По последнему признаку все средства измерений температуры делят на контактные и бесконтактные.

Средства для бесконтактных измерений применяют в случаях, когда измеряемая температура превышает 2500 °С, когда контакт термопреобразователя с объектом измерения затруднен или невозможен (движущийся или удаленный объект, агрессив-

ная среда и т. п.) или когда недопустимо искажение температурного поля объекта за счет размещения в нем термопреобразователя.

Для измерения температуры в зависимости от ее значения, требуемой точности и условий измерений могут быть использованы различные приборы. В табл. 15-10 приведены ориентировочные значения диапазонов измеряемых температур и достигнутая точность измерений наиболее распространенными приборами для измерения температур.

Контактные измерения температуры. Для измерения температуры контактными средствами в основном используют термометры сопротивления и термоэлектрические термометры (см. § 11-3).

Измерения температуры в диапазоне от -270 до $+1100$ °С производят обычно термометрами сопротивления с платиновыми, медными или полупроводниковыми терморезисторами, термометрами с термотранзисторами, а также кварцевыми термометрами. Для точных измерений в указанном диапазоне температур рекомендуется применять термометры со стандартными платиновыми терморезисторами или цифровые кварцевые термометры. Однако для измерений нестационарных температур, изменяющихся со скоростью более 1 °С в минуту, эти термометры мало пригодны ввиду их инерционности. В этом случае в указанном диапазоне применяют термометры с полупроводниковыми терморезисторами, с термотранзисторами или термоэлектрические термометры, чувствительные элементы которых отличаются малыми габаритами.

При температурах ниже -260 °С термометры с металлическими терморезисторами имеют малые чувствительность и сопротивление. Поэтому при таких температурах используют термометры с полупроводниковыми терморезисторами, отличающимися повышенной чувствительностью в этой области температур. Термометры, чувствительный элемент которых выполнен из германия (типа ТГС-2), применяют при измерении температуры от $1,5$ до 30 К с погрешностью $\pm 0,1$ К.

Измерения температур, достигающих сотен и тысяч градусов (до $+2500$ °С), производят термоэлектрическими контактными термометрами. Эти термометры по точности уступают термометрам сопротивления. Максимальную точность измерений в пределах до $+1800$ °С обеспечивают термометры с термопарами из благородных металлов (типа ТПП, ТПР), приведенная погрешность которых не превышает ± 1 %. Термоэлектрические термометры с термопарами из неблагородных металлов (типа ТХА, ТХК и др.) используют для измерения температур, не превышающих 1000 °С, и когда не требуется высокой точности.

Таблица 15-10

Приборы для измерения температуры	Диапазон измерений, °С	Достигнутая погрешность, %
Контактные		
Термометры сопротивления с терморезисторами:		
из благородных металлов	$-260 \div +1300$	$\pm 0,002$
из неблагородных металлов	$-200 \div +200$	$\pm 0,5$
из полупроводниковых материалов	$-270 \div +300$	$\pm 1,0$
Термометры сопротивления с термотранзисторами	$-60 \div +100$	$\pm 1,0$
Кварцевые термометры	$-50 \div +100$	$\pm 0,05$
Термоэлектрические термометры с термопарами:		
из благородных металлов	$20-1800$	$\pm 0,1$
из неблагородных металлов	$-200 \div +1300$	$\pm 1,0$
из неблагородных тугоплавких металлов	$0-2500$	$\pm 1,0$
Бесконтактные		
Пирометры излучения:		
радиационные	$20-4000$	$\pm 1,0$
оптические (яркостные)	$700-10000$	$\pm 0,5$
цветовые	$900-3000$	$\pm 1,0$

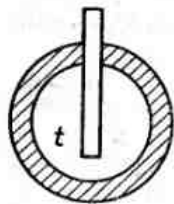


Рис. 15-35. Расположение теплочувствительной части термометра сопротивления для измерения температуры

Для измерения высоких температур (2000—2500 °С) применяют термометры с термопарами из тугоплавких металлов (вольфрам, молибден, рений). Термоэлектроды таких

термопар для защиты от разрушающего термического и химического воздействия среды помещают в огнеупорную защитную арматуру.

При контактных измерениях температуры расплавленных металлов может быть применен метод, заключающийся в кратковременном погружении термопары в расплав на короткий интервал времени (0,4—0,5 с), в течение которого измеряется время от момента погружения и температура рабочего конца термопары путем измерения термо-ЭДС. Переходный процесс нагрева термопреобразователя описывается зависимостью

$$\Theta = \Delta T (1 - e^{-t/\tau}),$$

где Θ — приращение температуры термопреобразователя за промежуток времени t ; ΔT — разность температур расплава и преобразователя до его погружения в расплав; τ — постоянная времени преобразователя. Определив Θ в момент времени t и зная t , находят ΔT , т. е. температуру расплава.

При измерениях температуры контактными термометрами появляется погрешность, возникающая за счет потерь теплоты через термопреобразователь. Любой термометр фактически измеряет температуру своего чувствительного элемента, помещенного в исследуемую среду. Температура же чувствительного элемента отличается от температуры среды вследствие постоянного теплообмена между ними.

Предположим, что преобразователь термометра погружен в измеряемую среду (рис. 15-35). Нижний конец преобразователя, содержащий чувствительную часть, находится в измеряемой среде, а верхний выступающий конец — вне ее. Допустим, что температура окружающего воздуха, в котором находится выступающий конец преобразователя, ниже, чем температура t контролируемой среды. Тогда от более нагретого конца преобразователя теплота будет переходить в менее нагретый выступающий конец и рассеиваться в окружающем пространстве. Этот процесс будет продолжаться до тех пор, пока температуры контролируемой среды и воздуха различны. На всем пути потока теплоты должен существовать градиент температуры, который обуславливает возникновение погрешности, т. е. разность температур среды и преобразователя. Аналогичная погрешность возникает при по-

терях теплоты в результате лучистого теплообмена преобразователя с окружающими телами (стенками, ограничивающими контролируемую среду).

Для уменьшения этих погрешностей необходимо улучшать условия теплообмена теплочувствительной части преобразователя с контролируемой газовой или жидкой средой и уменьшать потери теплоты преобразователем. Практически это достигается размещением теплочувствительной части преобразователя в том месте, где скорость перемещения среды наибольшая; выступающая часть преобразователя для уменьшения потерь теплоты тщательно изолируется.

Изменение теплообмена преобразователя с окружающей средой приводит к изменению показаний термометра, поэтому глубинное погружение преобразователей термометров нельзя произвольно изменять.

Выбор приборов для осуществления контактных измерений температуры должен производиться с учетом рекомендаций ГОСТ 6651—78 для термометров сопротивления и ГОСТ 3044—77 для термоэлектрических термометров.

Бесконтактные измерения температуры. Измерение температуры бесконтактными методами производят с помощью пирометров излучения.

Для измерения температур поверхностей нагретых тел в диапазоне от 30 до 2500 °С применяют радиационные пирометры, приведенная погрешность которых $\pm 1\%$. На точность измерения температуры такими пирометрами влияет состояние среды между пирометром и объектом исследования (наличие дыма, тумана, копоти и др.), в которой возможно поглощение или рассеяние энергии, излучаемой объектом. Более высокие точности при бесконтактных измерениях температуры удается получить с помощью оптических и фотоэлектрических пирометров.

Оптические (яркостные) пирометры применяют для измерения температур выше 700 °С. При измерениях температур до +6000 °С погрешность измерения оптическими пирометрами может достигать $\pm 0,5\%$.

Пирометрам излучения свойственна погрешность, обусловленная неполнотой излучения нагретых тел (см. § 11-3). Поэтому их показания зависят от излучательной способности объекта измерений, характеризуемой коэффициентом излучения ϵ , значения которого для поверхностей некоторых тел и сред известны.

У цветковых пирометров, показания которых определяются отношением интенсивностей излучения в двух длинах волн λ_1 и λ_2 , эта погрешность отсутствует при условии, что $\epsilon_{\lambda_1} = \epsilon_{\lambda_2}$.

Для автоматического измерения температуры, не превышающей 3000 °С, широко используют автоматические цветковые

и фотоэлектрические пирометры (приведенная погрешность 0,6 %).

Измерение температур от 5000 до 10 000 °С (температура плазмы) производят оптическими пирометрами и приборами, основанными на определении спектральной энергетической яркости плазмы.

Для бесконтактного измерения и регистрации температур в диапазоне от 30 до 5000 °С выпускают приборы агрегатного комплекса АПИР-С. Комплекс включает в себя преобразователи интегрального и монохроматического излучения, вторичные преобразователи и устройства для отсчета и регистрации температуры.

ИЗМЕРЕНИЯ ДАВЛЕНИЙ, ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ РАЗМЕРОВ

И РАССТОЯНИЙ. Измерения давлений. Значения измеряемых давлений жидких и газообразных сред в разных областях науки и техники существенно различаются. На практике требуется измерять давления от 10^{-6} Па (при исследованиях космоса) и до 10^{12} Па (при подземных взрывах). Достаточно широк и частотный диапазон измеряемых давлений, характеризуемый областью частот от 0 до десятков килогерц.

Наивысшие точности, требуемые при метрологических измерениях давления, характеризуются пределами допускаемых основных погрешностей образцовых средств измерений $\pm (0,01-0,02)$ % в диапазоне давлений от 0,05 до 250 МПа. Измерения в диапазоне давлений от 10^{-3} до 10^3 Па производят с меньшей точностью (допускаемая основная погрешность образцовых средств измерений ± 2 %).

Выпускаемые электрические средства измерений давления используют в диапазоне от 10^{-4} до 10^{10} Па; они имеют приведенную погрешность $\pm (0,1-5)$ %.

Давления ниже 0,01 Па, встречающиеся при измерении степени разреженности газов, измеряют тепловыми вакуумметрами (см. § 11-2). Еще меньшие давления (порядка 10^{-4} Па и ниже) можно измерять с помощью ионизационных вакуумметров (см. § 11-2). Погрешность тепловых и ионизационных вакуумметров составляет $\pm (2,5-5)$ %.

Измерение давлений от 0,01 до 10^{-6} Па в статическом и динамическом режимах производят в основном с помощью электрических манометров, построенных по схеме прямого и уравнивающего преобразования давления. Манометры прямого преобразования с тензорезистивными преобразователями (см. § 11-4) применяют для измерения и регистрации давлений, изменяющихся с частотой от 0 до 50 кГц. Приведенная погрешность манометров $\pm (0,5-1)$ %. При необходимости измерения давления во многих точках применяют многоканальную тензометрическую

аппаратуру (тензостанции); приведенная погрешность $\pm 1,5$ %.

Измерение давлений с высокой точностью в диапазоне частот 0—500 Гц может быть выполнено манометрами уравнивающего преобразования; приведенная погрешность $\pm 0,05$ %.

Для измерения давлений более 10^7 Па обычно применяют манометры прямого преобразования с пьезоэлектрическими или магнитоупругими преобразователями. При этом манометры с пьезоэлектрическими преобразователями (приведенная погрешность $\pm 2,5$ %), как правило, используют при измерении давлений, изменяющихся с частотой 1—50 кГц.

При измерении больших динамических давлений (например, давлений при взрывах) также используют пьезоэлектрические преобразователи. Регистрацию давления в таком случае производят электронным осциллографом.

Для измерения давлений в диапазоне от 0,01 до 40 МПа в статическом и динамическом режимах предназначены серийно выпускаемые манометры ГСП. Основная приведенная погрешность этих манометров составляет $\pm (0,6-1,5)$ %.

Измерения геометрических размеров и расстояний. Диапазон измеряемых на практике геометрических размеров и расстояний достаточно широк. Измеряемые угловые размеры ограничиваются полной окружностью (360°), линейные размеры и расстояния — от долей микрометра до нескольких тысяч и более километров.

Метрологическое обеспечение линейных и угловых измерений находится на высоком уровне. Погрешность воспроизведения единицы длины — метра — характеризуется средним квадратическим отклонением результата измерения, не превышающим $5 \cdot 10^{-9}$.

Измерения размеров и расстояний, в основном, производят приборами с преобразователями перемещений. Наиболее часто используют аналоговые приборы с реостатными, индуктивными или емкостными преобразователями (см. § 11-2). Также применяют цифровые приборы с преобразователями считывания (см. § 8-5) или с лазерными интерферометрами (см. § 11-4).

В табл. 15-11 даны примерные значения диапазонов измеряемых линейных размеров и расстояний, а также достигнутая точность наиболее распространенных аналоговых и цифровых приборов указанного назначения.

Для измерения угловых размеров наиболее распространены аналоговые приборы с реостатными и индуктивными преобразователями ввиду их простоты, надежности и дешевизны. Погрешности измерения углов составляют $\pm (0,5-1,0)'$. Более высокую точность обеспечивают цифровые приборы с преобразователями считывания, погрешность которых $\pm (1-10)''$. Такую же по-

Таблица 15-11

Приборы для измерения линейных размеров и расстояний	Измеряемые размеры и расстояния, мм	Достижимая погрешность, %
Аналоговые с преобразователями: реостатными емкостными индуктивными	$10^{-1} - 10^2$	$\pm 0,05$
	$10^{-3} - 10^3$	$\pm 0,5$
	$10^{-4} - 10$	$\pm 0,5$
Цифровые с преобразователями: лазерными (интерферометры) лазерными (дальномеры) считывания	$10^{-4} - 10^2$	$\pm 0,0025$
	$10 - 10^7$	$\pm 0,005$
	$10^{-2} - 10^3$	$\pm 0,005$

погрешность при измерении малых углов дают приборы с индуктонами (см. § 11-2).

Измерения линейных размеров и расстояний от долей микрометров до 100 мм часто встречаются в машиностроении. Для измерения таких величин используют аналоговые и цифровые приборы. В аналоговых приборах с индуктивными и емкостными преобразователями приведенная погрешность составляет $\pm 1\%$. При измерении линейных размеров на металлорежущих станках с числовым программным управлением применяют цифровые приборы с кодирующими преобразователями линейных перемещений. Погрешность измерения размеров такими приборами в пределах 10 мм не превышает 0,3 мкм.

Для точных измерений малых длин в пределах единиц и десятков миллиметров, а также шероховатости поверхностей применяют приборы с лазерными интерферометрами, приведенная погрешность которых $\pm 0,0025\%$. Применение лазерной техники позволяет осуществлять бесконтактный контроль и измерение размеров объектов, находящихся в труднодоступных местах, в сложных условиях производства (изготовление деталей в вакууме, при высоких или низких температурах и т. п.).

Измерения уровней жидких и сыпучих материалов в пределах от 100 мм до 100 м обычно производят аналоговыми приборами прямого и уравновешивающего преобразования с преобразователями больших перемещений (реостатными, емкостными). Измерение уровней в широком диапазоне изменений с приведенной погрешностью $\pm 2,5\%$ обеспечивают емкостные уровнемеры. Их применяют при измерении уровня жидкости, находящейся при повышенном давлении, взрывоопасной жидкости. Для бесконтактных измерений уровня различных веществ используют ионизационные, ультразвуковые или акустические уровнемеры.

Для измерения больших расстояний (десятки километров) с высокой точностью получили распространение цифровые лазерные дальномеры. Серийно выпускаемые лазерные дальномеры используют для измерения расстояний до 20—30 км в любое время суток с погрешностью ± 10 мм. Лазерные дальномеры используют также при исследовании космического пространства («Луноход-1» для измерения расстояний был снабжен лазерным дальномером). При измерении расстояний, достигающих сотен и тысяч километров, применяют радиодальномеры.

Измерения геометрических размеров и расстояний производятся при работе промышленных роботов. В роботах эти функции выполняются как аналоговыми преобразователями перемещений (реостатными, индуктивными), так и цифровыми (считывания). Для определения расстояний движущиеся элементы робота оснащаются лазерными дальномерами дальнего (до 10 м), ближнего (до 10 см) и сверхближнего (доли миллиметров) действия, позволяющие роботу автоматически ориентироваться в зоне обслуживания и перемещать требуемые предметы. Точность определения положения (точность позиционирования) современных роботов характеризуется погрешностью $\pm (0,05 - 0,1)$ мм при расстояниях 30—50 мм и $\pm 1^\circ$ угла поворота в пределах 180° .

Измерения концентрации компонентов газообразных и жидких сред. В промышленном производстве, сельском хозяйстве, при научных исследованиях, в процессе контроля качества окружающей среды, в медицине и т. д. необходимо производить анализ газовых и жидких сред. Основной задачей анализа является определение вида компонентов этих сред и измерение их концентрации.

Измерения концентрации газов. При анализе состава газов чаще всего приходится измерять концентрацию кислорода, водорода, оксида и диоксида углерода, озона, метана, сернистых соединений и т. п. Диапазон измеряемых концентраций газов необычайно широк. Для газов, используемых в технологических процессах производства, измеряемые концентрации достигают единиц и десятков процентов, например концентрация водорода в системах охлаждения электрических машин, кислорода в металлургии и др. Концентрация газов, представляющих опасность для населения и окружающей среды, не должна превышать долей и единиц процентов. Нормальная концентрация, например, озона в воздухе составляет $7 \cdot 10^{-6}\%$, углекислого газа $3 \cdot 10^{-2}\%$, оксида углерода $10^{-10}\%$ и т. д.

Точность измерения концентрации газов определяется в значительной мере состоянием метрологического обеспечения приборов газового анализа. С учетом трудности изготовления и хранения образцовых газовых смесей, используемых при градуировке

и проверке соответствующих приборов, эта точность для концентраций более 0,1 % характеризуется минимальной погрешностью $\pm 0,5$ %. При измерении концентраций менее 0,1 % погрешность превышает ± 1 %.

Для измерения концентрации газов используют газоанализаторы. Для измерения и регистрации концентрации смесей (обычно двухкомпонентных) применяют автоматические газоанализаторы с приведенной погрешностью $\pm (2,5-5)$ %.

При контроле топочных режимов на теплоэлектростанциях, при испытаниях двигателей, работающих на жидком топливе, при осуществлении мер защиты атмосферы от продуктов неполного сгорания топлива и т. п. необходимо измерять концентрацию газов CO и CO₂. Для измерения концентрации CO₂ обычно используют приборы, основанные на изменении теплопроводности газов (см. § 11-3). С их помощью измеряют концентрацию CO₂ с приведенной погрешностью $\pm 2,5$ % в диапазонах концентраций 10—40 %.

Измерения концентрации водорода в пределах до 80 % производят также тепловыми газоанализаторами с приведенной погрешностью $\pm 1,5$ %. Для измерения концентрации кислорода используют приборы, основанные на парамагнитных свойствах кислорода, — термомагнитные газоанализаторы. С их помощью определяют концентрацию кислорода в воздухе, а также в промышленных смесях (до 80—100 %) с приведенной погрешностью $\pm (3-5)$ %.

Большинство газоанализаторов отличаются малым быстродействием (запаздывание 60—180 с). При измерениях быстро изменяющихся концентраций применяют ионизационные или термомеханические газоанализаторы.

Для бесконтактных измерений концентраций агрессивных или взрывоопасных газов (сернистый газ, сероводород и др.) используют ионизационные газоанализаторы, способные к тому же работать при повышенных давлении и влажности газов.

Точные измерения (с погрешностью примерно ± 1 %) концентраций сложных газовых смесей с одновременным определением их состава осуществляют оптическими газоанализаторами (спектрофотометрами) или хроматографами. Спектрофотометры используют при исследованиях атмосферы Земли и других планет.

Для контроля и соблюдения предельно допустимых концентраций вредных газов (CO, CO₂, SO₂, озона и др.) в атмосфере используют соответствующие типы газоанализаторов и автоматические системы контроля загрязнения воздуха.

Для измерения концентрации газов предназначаются приборы агрегатированного комплекса средств аналитической техники

(АСАТ), в который включены тепловые, ионизационные, акустические и хроматографические газоанализаторы.

Измерения концентрации растворов. В лабораторной и производственной практике чаще всего требуется измерять концентрацию водных растворов. Компонентами водных растворов бывают неорганические вещества (металлы, соли, кислоты, основания и т. д.) и органические (нефтепродукты, микроорганизмы и др.).

Диапазон измеряемых концентраций таких компонентов различен. Например, в природной воде концентрация солей может меняться от 0,01 до 100 мг/л, концентрация в ней нефтепродуктов не должна превышать $5 \cdot 10^{-5}$ мг/л, концентрация водородных ионов, характеризующая кислотность или щелочность водных растворов, изменяется от 10^{-14} до 1 г-ион/л и т. д.

Разнообразие анализируемых растворов, широкий диапазон измеряемых концентраций, специфика создания и хранения образцовых растворов ограничивают точность используемых средств измерений. В среднем приведенная погрешность приборов, используемых для измерения концентраций растворов, составляет $\pm (0,5-2,5)$ %.

При измерении кислотности и щелочности растворов в промышленности и сельском хозяйстве широко применяют pH-метры (см. § 11-5). С их помощью измеряют кислотность почвы, удобрений, красителей, химических реактивов и др. Достижимая точность измерения pH растворов характеризуется минимальной основной погрешностью средств измерений, используемых для воспроизведения шкалы pH. Согласно стандарту эта погрешность составляет $\pm 0,01$ единиц pH.

Измерения pH растворов в диапазоне от 0 до 14 единиц pH с погрешностью $\pm (0,02-0,04)$ единиц pH производится электронными лабораторными pH-метрами. В производственных условиях для автоматического измерения и регистрации pH растворов в широком интервале их температур применяют автоматические pH-метры с погрешностью $\pm (0,1-0,5)$ единиц pH.

В теплоэнергетике, пищевой промышленности, в службах водоснабжения необходим контроль жесткости воды, характеризуемой концентрацией в ней солей Ca, Na и Mg. Для измерения концентрации солей в воде применяют кондуктометры (солемеры) с электролитическими преобразователями; приведенная погрешность $\pm 1,5$ %. Кондуктометры также используют при измерении концентрации кислот в воде. Автоматические измерения и регистрация концентраций жидких сред с выдачей унифицированного электрического сигнала производят автоматические кондуктометры ГСП с приведенной погрешностью $\pm (1-2,5)$ %.

ИЗМЕРЕНИЯ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

16-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Измерения вероятностных характеристик случайных процессов (статистические измерения) составляют один из наиболее быстро развивающихся разделов измерительной техники. В настоящее время область распространения статистических методов исследования и обработки сигналов измерительной информации практически безгранична. Связь, навигация, управление, диагностика (техническая, медицинская), исследование среды и многие другие области немислимы без знания и использования свойств сигналов и помех, описываемых их вероятностными характеристиками.

Потребность в изучении свойств случайных процессов привела к развитию соответствующих методов и средств (преимущественно электрических). Появление анализаторов функций распределения вероятностей, коррелометров, измерителей математического ожидания, дисперсиометров и других видов измерителей вероятностных характеристик открыло новые возможности в области создания современной информационной и управляющей техники.

Рассмотрим необходимые исходные определения и общие сведения о статистических измерениях (см. также § 2-2, 4-4).

В теории статистических измерений используют следующие понятия и их аналоги, заимствованные из теории случайных функций (аналоги из математической статистики): реализация случайного процесса (выборочная функция), мгновенное значение (выборочное значение), совокупность мгновенных значений (выборка), вероятностная характеристика (предел выборочного среднего).

Введем следующие обозначения: $X(t)$ — случайный процесс; i — порядковый номер реализации случайного процесса $X(t)$; $x_i(t)$ — мгновенное значение процесса $X(t)$, соответствующее значению i -й реализации в j -й момент времени. Случайным называют процесс $X(t)$, мгновенные значения которого $x_i(t)$ суть случайные величины.

На рис. 16-1 представлена в качестве примера совокупность реализаций случайного процесса, воспроизводящих зависимости некоторого параметра X от времени t .

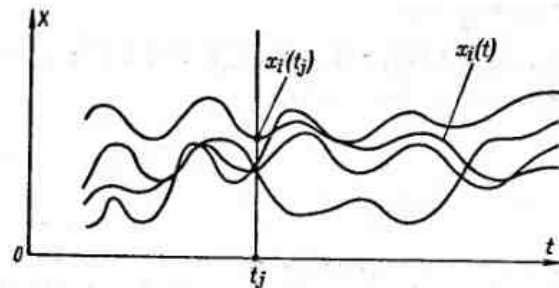


Рис. 16-1. Совокупность реализаций случайного процесса

В теории случайных процессов их полное описание производится с помощью систем вероятностных характеристик: многомерных функций распределения вероятности, моментных функций, характеристических функций и т. п. В теории статистических измерений исследуемый случайный процесс представляется своими реализациями, причем полное представление осуществляется с помощью так называемого ансамбля, т. е. бесконечной совокупностью реализаций. Ансамбль — математическая абстракция, модель рассматриваемого процесса, но конкретные реализации, используемые в измерительном эксперименте, представляют собой физические объекты или явления и входят в ансамбль как его неотъемлемая часть.

Если случайный процесс представлен ансамблем реализаций $x_i(t)$, $i=1, 2, \dots, \infty$, то вероятностная характеристика θ может быть определена усреднением по совокупности, т. е.

$$\theta[X(t)] = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N g[x_i(t)] \quad (16-1)$$

где $g[x_i(t)]$ — некоторое преобразование, лежащее в основе определения вероятностной характеристики θ . Так, например, при определении дисперсии $g[x_i(t)] = x_i^2(t)$. При этом полагаем, что процесс характеризуется нулевым математическим ожиданием.

Вместо усреднения по совокупности может быть использовано усреднение по времени с использованием k -й реализации $x_k(t)$ и тогда

$$\theta[X(t)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T g[x_k(t)] dt \quad (16-2)$$

Например, при определении математического ожидания

$$M[X(t)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x_k(t) dt. \quad (16-3)$$

В общем случае результаты усреднения по совокупности (16-1) и по времени (16-2) неодинаковы. Предел выборочного среднего по совокупности (16-1) представляет собой вероятностную характеристику, выражающую зависимость вероятностных свойств процесса от текущего времени. Предел выборочного среднего по времени (16-2) представляет собой вероятностную характеристику, выражающую зависимость вероятностных свойств процесса от номера реализации.

Наличие и отсутствие зависимости вероятностных характеристик от времени или от номера реализации определяет такие фундаментальные свойства процесса, как стационарность и эргодичность. *Стационарным* называется процесс, вероятностные характеристики которого не зависят от времени; соответственно *эргодическим* называется процесс, вероятностные характеристики которого не зависят от номера реализации.

Следовательно, *стационарный неэргодический* случайный процесс — это такой процесс, у которого эквивалентные временные сечения (вероятностные характеристики не зависят от текущего времени), но не эквивалентны реализации (вероятностные характеристики зависят от номера реализации). *Нестационарный эргодический* процесс — это процесс, у которого эквивалентны реализации (вероятностные характеристики не зависят от номера реализации), но не эквивалентны временные сечения (вероятностные характеристики зависят от текущего времени).

Классифицируя случайные процессы на основе этих признаков (стационарность и эргодичность), получаем следующие четыре класса процессов: стационарные эргодические, стационарные неэргодические, нестационарные эргодические, нестационарные неэргодические.

Учет и использование описанных свойств случайных процессов играет большую роль при планировании эксперимента по определению их вероятностных характеристик.

Поскольку измерение представляет собой процедуру нахождения величины опытным путем с помощью специальных технических средств, реализующих алгоритм, включающий в себя операцию сравнения с известной величиной, в статических измерениях должна применяться мера, воспроизводящая известную величину.

Типовые алгоритмы измерений вероятностных характеристик случайных процессов, различающиеся способом применения меры в процессе измерений, представляются в следующем виде:

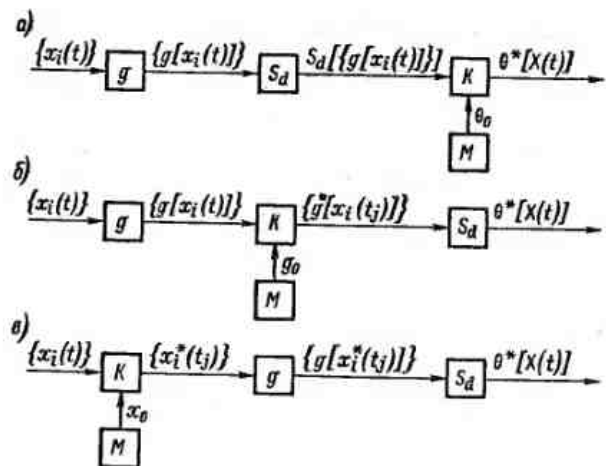


Рис. 16-2. Средства измерений вероятностных характеристик случайных процессов, когда сравнение с образцовой мерой является заключительной (а), выполняется до усреднения (б) и является начальной (в) операцией

$$\theta^*[X(t)] = K S_d g [X(t)]; \quad (16-4)$$

$$\theta^*[X(t)] = S_d K g [X(t)]; \quad (16-5)$$

$$\theta^*[X(t)] = S_d g K [X(t)]; \quad (16-6)$$

где S_d — оператор усреднения¹; K — оператор сравнения; $\theta^*[X(t)]$ — результат измерения характеристики $\theta[X(t)]$.

Данные алгоритмы различаются порядком выполнения операций. Операция сравнения с образцовой мерой (K) может быть заключительной [см. (16-4)], выполняться после реализации оператора g , но до усреднения [см. (16-5)] и, наконец, быть начальной [см. (16-6)]. Соответствующие обобщенные структурные схемы средств измерений значений вероятностных характеристик представлены на рис. 16-2.

На этих рисунках для обозначения блоков, реализующих операторы, входящие в выражения (16-4) — (16-6), используются те же обозначения. Так, g — устройство, выполняющее преобразование, лежащее в основе определения вероятностной характеристики θ ; S_d — устройство усреднения (сумматор или интегратор); K — компаратор (сравнивающее устройство), а M —

¹ Параметр усреднения d , определяющий принцип усреднения по времени ($d=T$) или по совокупности ($d=N$).

мера, с помощью которой формируется известная величина (θ_0 , g_0 или x_0).

Представленное на рис. 16-2, а средство измерений реализует следующую процедуру: на вход поступает совокупность реализаций $\{x_i(t)\}$ (при использовании усреднения по времени — одна реализация $x_i(t)$), на выходе узла g имеем совокупность преобразованных реализаций $\{g[x_i(t)]\}$; после усреднения получаем величину $S_d \{g[x_i(t)]\}$, которая поступает на компаратор, осуществляющий сравнение с известной величиной θ_0 , в результате чего получаем значение измеряемой вероятностной характеристики $\theta^*[X(t)]$.

Отличие процедуры, реализуемой средством измерений, представленным на рис. 16-2, б, заключается в том, что после формирования совокупности $\{g[x_i(t)]\}$ она поступает не на усреднитель, а на компаратор, который выполняет сравнение с известной величиной g_0 ; на выходе компаратора формируется числовой массив $\{g^*[x_i(t)]\}$ и усреднение выполняется в числовой форме. На выходе усреднителя S_d имеем результат измерения $\theta^*[X(t)]$.

Средство измерений (рис. 16-2, в) основано на формировании массива числовых эквивалентов мгновенных значений реализаций случайного процесса $X(t)$, после чего преобразование g и усреднение выполняются в числовой форме. Это устройство эквивалентно последовательному соединению аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и вычислительного устройства (процессора). На выходе АЦП формируется массив мгновенных значений, а процессор по определенной программе обеспечивает реализацию операторов g и S_d .

Погрешность результата измерения вероятностной характеристики случайного процесса

$$\Delta\theta^*[X(t)] = \theta^*[X(t)] - \theta[X(t)] \quad (16-7)$$

Для статистических измерений характерно обязательное наличие составляющей методической погрешности, обусловленной конечностью объема выборочных данных о мгновенных значениях реализаций случайного процесса, ибо при проведении физического эксперимента принципиально не может быть использован бесконечный ансамбль реализаций или бесконечный временной интервал. Соотношение (16-7) определяет результирующую погрешность, включающую в себя как методическую, так и инструментальную составляющие. В дальнейшем будут приводиться соотношения только для определения специфической для статистических измерений методической погрешности, обусловленной конечностью числа реализаций и временного интервала.

16-2. ИЗМЕРЕНИЯ МАТЕМАТИЧЕСКОГО ОЖИДАНИЯ И ДИСПЕРСИИ СЛУЧАЙНОГО ПРОЦЕССА

Математическое ожидание и дисперсия случайного процесса — основные числовые вероятностные характеристики, измерение которых играет большую роль в практике научных исследований, управления технологическими процессами и испытаний.

При измерении математического ожидания результатом измерения является среднее по времени или по совокупности мгновенных значений реализаций исследуемого случайного процесса. Усреднение по времени применяется на практике существенно чаще, чем усреднение по совокупности, поскольку работать с одной реализацией удобнее и проще, чем с совокупностью.

На рис. 16-3 приведена структурная схема устройства, реализующего алгоритм

$$M^*[X(t)] = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x_k(t) dt.$$

На рисунке D — преобразователь измеряемой величины в электрический сигнал (датчик); $НП$ — нормирующий преобразователь, превращающий входной сигнал в стандартный по виду и диапазону значений; $И$ — интегратор; $УС$ — устройство сопряжения, обеспечивающее согласование выхода интегратора со входами цифрового вольтметра и регистрирующего прибора; $ЦИП$ — цифровой прибор (например, цифровой вольтметр); $РП$ — регистрирующий прибор (самопишущий прибор).

Для оценки среднего квадратического значения погрешности, обусловленной конечностью объема выборочных данных, можно пользоваться следующими соотношениями: $\sigma_{M^*} = [2D[X(t)]\tau_k/T]^{1/2}$ — при усреднении по времени T и $\sigma_{M^*} = [D[X(t)]/N]^{1/2}$ — при усреднении по совокупности N . Здесь $D[X(t)]$ — дисперсия процесса $X(t)$, а τ_k — интервал корреляции.

Дисперсия случайного процесса характеризует математическое ожидание квадрата отклонений мгновенных значений реализаций случайного процесса от математического ожидания. Таким образом,

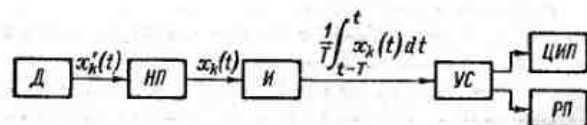


Рис. 16-3. Схема средства измерений математического ожидания случайного процесса

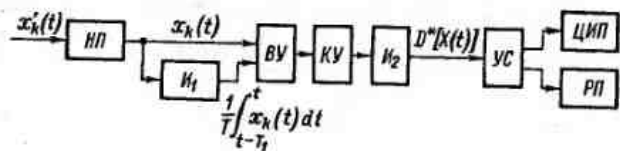


Рис. 16-4. Схема средства измерений дисперсии случайного процесса

$$D[X(t)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [x_k(t) - M[X(t)]]^2 dt$$

или

$$D[X(t)] = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [x_i(t) - M[X(t)]]^2.$$

Возможны различные варианты построения устройств для измерения дисперсии случайного процесса — дисперсиометров. На рис. 16-4 приведена структурная схема средства измерений дисперсии случайного процесса, т. е. работающего согласно выражению

$$D^*[X(t)] = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t \left[x_k(t) - \frac{1}{T_1} \int_{t-T_1}^t x_k(t) dt \right]^2 dt.$$

На рисунке НП — нормирующий преобразователь; И₁ и И₂ — интеграторы; ВУ — вычитающее устройство; КУ — квадратирующее устройство; УС — устройство сопряжения; ЦИП — цифровой прибор; РП — регистрирующий прибор.

Средняя квадратическая погрешность из-за конечности объема выборочных данных о мгновенных значениях $X(t)$ может быть определена с помощью соотношений $\sigma_M = [2D[X^2(t)] \times \tau_k / T]^{1/2}$, где $D[X^2(t)]$ — дисперсия $X(t)$; T — время усреднения.

При усреднении по совокупности N реализаций

$$\sigma_D = [D[X^2(t)]/N]^{1/2}.$$

16-3. ИЗМЕРЕНИЕ ФУНКЦИЙ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕРОЯТНОСТЕЙ

Одномерная интегральная функция распределения вероятности $F(X)$ равна вероятности того, что мгновенное значение произвольной реализации в произвольный момент времени меньше

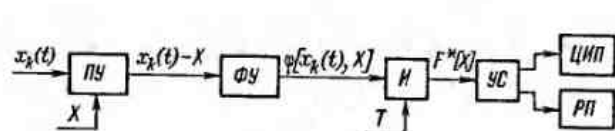


Рис. 16-5. Схема прибора для определения интегральной функции распределения вероятности электрического сигнала

установленного уровня, т. е. $x_i(t_i) \leq X$. Функция $F(X)$ определяется как предел выборочного среднего:

$$F(X) = \lim_{d \rightarrow \infty} S_d[\varphi[x(t), X]],$$

где

$$\varphi[x(t), X] = \begin{cases} 1 & \text{при } x(t) \leq X; \\ 0 & \text{при } x(t) > X. \end{cases}$$

Поскольку интегральные $F(X)$ и дифференциальные $\omega(X)$ функции распределения вероятности связаны между собой соотношениями

$$\omega(X) = \frac{dF(X)}{dX}; \quad F(X) = \int_{-\infty}^X \omega(X) dX,$$

справедливо выражение

$$\omega(X) = \lim_{\Delta X \rightarrow 0} \frac{F(X + \Delta X) - F(X)}{\Delta X} = \lim_{\Delta X \rightarrow 0} \frac{S_d[\Delta\varphi[x(t), X]]}{\Delta X},$$

$$\text{где } \Delta\varphi[x(t), X] = \begin{cases} 1 & \text{при } X < x(t) \leq X + \Delta X; \\ 0 & \text{при } x(t) \leq X, x(t) > X + \Delta X. \end{cases}$$

В качестве примера рассмотрим средство измерений для определения интегральной функции распределения вероятности уровня электрического сигнала. Схема средства измерений, реализующего алгоритм

$$F^*(X) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t \varphi[x_k(t), X] dt,$$

показана на рис. 16-5, где ПУ — пороговое устройство, формирующее сигнал $x_k(t) - X$; ФУ — формирующее устройство; И — интегратор, на выходе которого получается сигнал $F^*(X)$ при установленных значениях X и T ; УС — устройство сопряжения; ЦИП — цифровой прибор; РП — регистрирующий прибор.

Средняя квадратическая погрешность из-за конечности объема выборки определяется для $F(X)$ с помощью соотношения

$\sigma_{F^*} = [2(F - F^2) \tau_k / T]^{1/2}$ при усреднении по времени и с помощью соотношения $\sigma_{F^*} = [(F - F^2) / N]^{1/2}$ при усреднении по совокупности. Для $\omega(X)$ соответствующие соотношения имеют вид: $\sigma_{\omega^*} = [2(\omega - \omega^2 \Delta X) \tau_k / T]^{1/2}$ и $\sigma_{\omega^*} = [(\omega - \omega^2 \Delta X) / N]^{1/2}$. В приведенных соотношениях F и ω — истинные значения измеряемых функций при данном X .

16.4. ИЗМЕРЕНИЯ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ

Для случайного процесса с нулевым математическим ожиданием корреляционная функция равна:

$$R_x(s, \tau) = \lim_{d \rightarrow \infty} S_d[x_i(t) x_{i-s}(t-\tau)],$$

где τ и s — соответственно сдвиг во времени и в пространстве реализаций перемножаемых мгновенных значений.

В практических задачах большую роль играют стационарные случайные процессы, т. е. процессы с постоянными вероятностными характеристиками, не зависящими от текущего времени. Среди случайных процессов можно выделить эргодические процессы, для которых

$$R_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) x(t-\tau) dt.$$

Большое значение корреляционного анализа в различных областях науки и техники привело к созданию множества измерительных приборов для измерений корреляционных функций — коррелометров.

Типовая структура коррелометра, в котором используется усреднение по времени, представлена на рис. 16-6. При этом реализуется следующий алгоритм:

$$R_x^*(\tau) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x_k(t) x_k(t-\tau) dt.$$

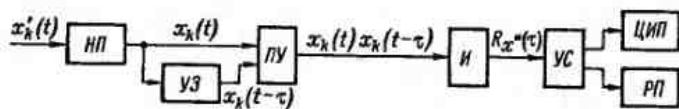


Рис. 16-6. Схема коррелометра

Как видно, после нормирующего преобразователя *НП* сигнал поступает в устройство временной задержки *УЗ* и на перемножающее устройство *ПУ*, осуществляющее перемножение мгновенных значений, сдвинутых по времени на интервал τ . Далее с помощью интегратора *И* выполняется усреднение, после которого результирующий сигнал через *УС* подается на цифровой прибор *ЦИП* или регистрирующий прибор *РП*.

Средние квадратические погрешности, обусловленные конечностью объема выборочных данных о мгновенных значениях реализаций процесса $X(t)$, оцениваются с помощью соотношений: $\sigma_{R^*} = [2D[x_k(t) x_k(t-\tau)] \tau_k / T]^{1/2}$ при усреднении по времени T и $\sigma_{R^*} = [D[x_k(t) x_k(t-\tau)] / N]^{1/2}$ при усреднении по совокупности.

16.5. АНАЛИЗ СПЕКТРА МОЩНОСТИ

Спектр мощности характеризует ее частотное распределение, и он может быть определен в соответствии со следующими формулами:

$$S_x(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} |x_{iT}(\omega)|^2,$$

где

$$x_{iT}(\omega) = \int_{t-T}^t x_i(t') e^{-j\omega t'} dt'.$$

На рис. 16-7 изображена схема анализатора спектра мощности случайного процесса $X(t)$.

С выхода нормирующего преобразователя *НП* i -я реализация случайного процесса $x_i'(t)$ поступает на блок Φ , выполняющий преобразование Фурье, после чего узлом *Кв* производится возведение в квадрат и нормирование с учетом интервала усреднения T . С помощью устройства сопряжения *УС* сформированный сигнал поступает на *ЦИП* и регистратор *РП*.

В настоящее время отечественной промышленностью серийно выпускаются анализаторы случайных процессов. К ним относятся многофункциональный статистический преобразователь Ф790, коррелометр Ф7016, комплекс измерителей характеристик случайных сигналов Х6-4/а, многофункциональные измерители вероятностных характеристик Ф36 и Ф37, анализаторы спектра Ф4326, Ф4327, Ф7058 и др. С помощью этих приборов и устройств можно измерять математические ожидания и дисперсии, а также

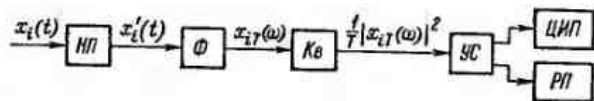


Рис. 16-7. Схема анализатора спектра мощности

значения функций распределения вероятности, корреляционных и спектральных функций с последующим восстановлением вида самих функций. Перечисленные анализаторы рассчитаны в основном на унифицированный входной сигнал и позволяют измерить от 256 до 4096 ординат анализируемой функции. Погрешность измерения не превышает $\pm 5\%$.

Кроме того, для определения вероятностных характеристик случайных сигналов могут использоваться электронизмерительные приборы, предназначенные для измерения среднего и действующего значений сигнала. Для определения среднего значения применяют магнитоэлектрические приборы и цифровые интегрирующие приборы. Для определения среднего квадратического отклонения используют приборы, показания которых определяются действующим значением сигнала (термоэлектрические, электростатические и др.).

Корреляционные устройства получили применение в различных областях науки и техники для измерения различных величин. В качестве примера можно указать корреляционное устройство для измерения скорости прокатки. Эти устройства измеряют корреляционную функцию, зависящую от τ , которая, в свою очередь, зависит от скорости прокатки.

Список литературы

1. Аналоговые электронизмерительные приборы / Ф. С. Дмитриев, Е. А. Киселева, Г. П. Лебедев и др.; Под ред. А. А. Преображенского.— М.: Высшая школа, 1979.
2. Бурдун Г. Д., Марков Б. Н. Основы метрологии.— М.: Изд-во стандартов, 1978.
3. Кончаловский В. Ю. Цифровые измерительные устройства.— М.: Энергоатомиздат, 1985.
4. Левшина Е. С., Новицкий П. В. Электрические измерения физических величин (измерительные преобразователи).— Л.: Энергоатомиздат, 1983.
5. Мирский Г. Я. Микропроцессоры в измерительных приборах.— М.: Радио и связь, 1984.
6. Новицкий П. В., Зограф И. А. Оценка погрешностей результатов измерений.— Л.: Энергоатомиздат, 1985.
7. Орнатский П. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники.— Киев: Вища школа, 1983.

8. Справочник по электронизмерительным приборам / Под ред. К. К. Илюнина.— Л.: Энергоатомиздат, 1983.

9. Цапенко М. П. Измерительные информационные системы.— М.: Энергоатомиздат, 1985.

10. Цветков Э. И. Основы теории статистических измерений.— Л.: Энергоатомиздат, 1986.

11. Цветков Э. И. Методические погрешности статистических измерений.— Л.: Энергоатомиздат, 1984.

12. Чернявский Е. А., Недосекин Д. Д., Алексеев В. В. Измерительно-вычислительные устройства и комплексы.— Л.: Изд-во ЛЭТИ, 1984.

13. Шляндин В. М. Цифровые измерительные устройства.— М.: Высшая школа, 1981.

14. Электрические измерения / В. Н. Малиновский, Р. М. Демидова-Панферова, Ю. Н. Евланов и др.; Под ред. В. Н. Малиновского.— М.: Энергоатомиздат, 1985.

15. Электрические измерения / К. П. Дьяченко, Д. И. Зорин, П. В. Новицкий и др.; Под ред. Е. Г. Шрамкова.— М.: Высшая школа, 1972.

16. Электрические измерения электрических и неэлектрических величин / М. А. Гаврилюк, Е. С. Полищук, С. С. Обозовский и др.; Под ред. Е. С. Полищука.— Киев: Вища школа, 1984.

Предметный указатель

Амперметры выпрямительные 147
 — магнитоэлектрические 118
 — термоэлектрические 150
 — электродинамические 131
 — электромагнитные 139
 Анализ спектра мощности 469
 — электрических сигналов 418
 Анализаторы спектра 183
 Вариация выходного сигнала средства измерений 54
 Ваттметры электродинамические 133
 — электронные 166
 Веберметры 430
 Величина измеряемая 14
 — случайная 13
 — физическая 10
 — активная 13
 — аналоговая 12
 — квазидетерминированная 13
 — квантованная 12
 — пассивная 13
 Вероятность доверительная 34

Вольтметры магнитоэлектрические 118
 — электродинамические 131
 — электромагнитные 139
 — электростатические 143
 — цифровые 240, 249, 255
 — интегрирующие 241, 244
 — электронные 153
 — импульсные 161
 — переменного тока 155
 — постоянного тока 153
 — селективные 163
 — универсальные 161
 Время реакции средства измерения 55
 Газоанализаторы 329
 Гальванометры 121
 — баллистические 125
 — вибрационные 127
 — осциллографические 262
 Генераторы измерительные 99
 Графопостроители 211, 267
 Датчики 45

Деление шкалы 52
Делители напряжения 102
Диапазон измерений 52
— показаний 52
Дискретизация сигналов 72
Дисперсия погрешности 33
Единицы физических величин 13, 39
Законы распределения погрешности 29
Знаковый индикатор 232
Значение нормирующее измеряемой величины для средства измерений 58
— физической величины 11
— — — действительное 53
— — — истинное 11

Измерение 10
Измерения вероятностных характеристик случайных процессов 460
— взаимной индуктивности 428
— временных интервалов 411, 416
— геометрических размеров и расстояний 455
— давлений 454
— дискретные 20
— дисперсии случайного процесса 465
— динамические 20
— емкости и угла потерь 426
— индуктивности и добротности 426
— количества электричества 411
— концентрации компонентов газовых сред 457
— — — растворов 459
— корреляционной функции 468
— косвенные 19, 374
— магнитного потока 429
— магнитной индукции 429
— математического ожидания случайного процесса 465
— мощности электрической 400, 402
— напряжений 385, 391, 394
— — переменных напряжений 385, 394
— — токов 385, 394
— постоянных напряжений 385, 391
— — токов 385, 391
— прямые 19, 371
— с многократными наблюдениями 20, 366
— совокупные 20, 382
— совместные 20, 377
— с однократным наблюдением 20, 373
— сопротивления постоянному току 420
— статистические 20, 460
— статические 20
— температуры 449
— фазового сдвига 411, 417
— функции распределения вероятностей 466
— частоты 411, 413
— электрические 19
— энергии электрической 400

Калибраторы 99
Катушки измерительные 272
— — взаимной индуктивности 98
— — индуктивности 98
— — сопротивления 98

Квант 12
Квантование 17, 214
Классы точности средств измерений 17
Код 16, 212, 216
Кодирование 16
Компенсаторы автоматические 208
Комплекс средств измерений агрегатный 49
Комплексы измерительно-вычислительные 47, 358
Конденсаторы измерительные 98
Коррелометр 468
Коэффициент демпфирования 56
Коэффициенты влияния 54
Кулонметры 127
Куметр 173
Магазины емкости 100
— индуктивности 100
— сопротивлений 100
Магнитографы 267
Меры 44, 97
Метрологическое обеспечение 35

Метрология 18
Механизм измерительный 109
Микропроцессор 353
Модели математические сигналов 65
Модель математическая объекта исследования 13
Мосты 185
— автоматические 207
— двойные 192
— для измерения емкости и угла потерь 195
— — индуктивности и добротности 197
— — на постоянном токе 188
— для определения характеристик магнитных материалов 446
— одиночные 186, 191
— переменного тока 193
— универсальные 198

Метод дифференциальный 22
— измерений 21
— замещения 22
— непосредственной оценки 21
— нулевой 21
— совпадения 22

Методы преобразования непрерывных измерительных величин в коды 218

Наблюдение 20
Надежность средств измерений 56
Нормальный элемент 96
Нормирование метрологических характеристик 56

Обработка результатов наблюдений при измерениях косвенных 374
— — — — прямых 371
— — — — совместных 377
— — — — совокупных 382

Омметры магнитоэлектрические 120
— цифровые 253
— электронные 170

Определение динамических характеристик магнитных материалов 441
— статических характеристик магнитных материалов 437

Осциллографы светолучевые 261
— цифровые 270
— электронно-лучевые 175
Оценка дисперсии случайной величины 368
— математического ожидания случайной величины 368

Параметр сигнала информативный 15
— — неинформативный 15

Периодометр 240
Пирометры излучения 319
Погрешность аппроксимации 72
— датирования отсчета цифрового устройства 227
— дискретности 214
— измерения 11
— абсолютная 26
— — грубая 28
— — динамическая 25
— — инструментальная 24
— — методическая 33
— — относительная 26
— — результирующая 382
— — систематическая 27, 369
— — случайная 27, 29, 366
— — статическая 25
— квантования по уровню 214
— несоответствия модели объекту исследования 14
— средства измерений 52, 54
— — — аддитивная 54
— — — дополнительная 53
— — — мультипликативная 54
— — — основная 53
— — — приведенная 52
— типа средств измерений 54

Помехозащищенность цифровых измерительных устройств 226

Порог чувствительности средств измерений 52

Постоянная прибора 52

Потенциометры автоматические 208
— постоянного тока 199

Преобразования измерительные 15

Преобразователи измерительные 44

- аналоговые 45
- аналого-цифровые 45, 212, 250
- гальванические 312
- генераторные 307
- дифференциальные 286
- емкостные 302
- индуктивные 298
- индукционные 309
- ионизационные 304
- магнитоизмерительные 272
- мощности 167
- масштабные 44
- незлектрических величин 44, 284
- параметрические 289
- первичные 44
- пьезоэлектрические 310
- реостатные 285
- тензочувствительные 290
- термочувствительные 292
- термоэлектрические 307
- фазы 166
- цифро-аналоговые 45, 236
- частоты 165
- электрических величин 44
- электролитические 297
- электромеханические 109
- Приборы аналоговые 45
- электронные 46, 152
- аналого-дискретные 213
- выпрямительные 147
- для измерения временного интервала 237
- геометрических величин 324
- добротности 172
- Приборы для добротности 172
- емкости 172
- индуктивности 172
- концентрации жидкой и газообразной среды 328
- перемещения 248, 253, 324
- температуры 315
- индукционные 144
- интегрирующие 46, 241, 244
- магнитоизмерительные 272
- магнитоэлектрические 116
- мгновенного значения 46
- показывающие 45

- прямого преобразования 45, 76
- регистрирующие 45, 257
- самопишущие 258
- термоэлектрические 150
- уравнивающего преобразования 45
- ферродинамические 128
- цифровые 45, 212
- электромагнитные 136
- электромеханические 46, 113
- с преобразователями 46, 147
- электростатические 141
- Приемы исключения систематической погрешности 369
- Принцип измерений 21
- Промах 28, 373
- Размер физической величины 10
- Размерность физической величины 12
- Разрешающая способность цифровых измерительных устройств 225
- Расходомер индукционный 327
- Режим работы средства измерений динамический 20, 51
- — — статический 20, 51
- Результат измерения 11, 366
- Сигналы 15, 61
- измерительной информации 15, 61
- дискретные 62
- квазидетерминированные 15
- квантованные 62
- случайные 15
- Системы автоматического контроля 344
- измерительные 335
- информационные 46, 331
- на основе агрегатных комплексов 347
- счисления 215
- телеизмерительные 339
- технической диагностики 344
- Совместимость системная 359
- Спектральное представление сигнала 67
- Среднее квадратическое отклонение погрешности 33

- Средства измерений 11, 44
- образцовые 47
- прямого преобразования 76
- рабочие 47
- системного применения 47, 350
- уравнивающего преобразования 78
- электрические 18
- Степень успокоения 86
- Степень квантования 12, 214
- Счетчики электрической энергии 144
- — — электронные 169
- Суммирование погрешностей 382
- Схемы поверочные 41
- Схемы структурные средств измерений 75
- Тесламетры 277, 430
- Тип средств измерений 54
- Трансформаторы измерительные 103
- Уровень квантования 12, 214
- Усилители измерительные 103
- гальванометрические 103, 209
- Установка измерительная 47
- Устройства сравнивающие 235
- цифropечатающие 270
- цифровые измерительные 213
- Фазометры цифровые 238
- электродинамические 136

- Функция влияния 54
- корреляционная 70, 468
- передаточная средства измерений 95
- преобразования 51
- Характеристика преобразования статическая 51
- Характеристики динамические средств измерений 55
- метрологические средств измерений 17, 51
- и параметры магнитных материалов 433
- переходные и импульсные переходные 87
- погрешностей 29, 33
- частотные 91
- Хронометр 237
- Цена деления шкалы 52
- Частотомеры цифровые ~~224~~ 244
- электродинамические 135
- электромагнитные 140
- электронные аналоговые 164
- Чувствительность средства измерений 51
- Шунты 101
- Электронизмерительная техника 18
- Электронизмерительные средства 18
- Эталоны единиц физических величин 36

4 5 6

4	3	2
3	5	4
1	5	4
4	4	5
4	5	2

1 2 3

1	5	6
2	1	4
4	2	1
4	3	2
2	1	2
5	1	2

Сум.

4	5	6
1	2	3
3	5	4

474 $\frac{12}{315}$

Оглавление

Предисловие	3
Введение (Е. М. Душин)	4

Раздел А. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКЕ 10

Глава первая. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ И КЛАССИФИКАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЙ (Е. М. Душин) —

1-1. Основные понятия и определения	—
1-2. Виды и методы измерений	18

Глава вторая. ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ (И. А. Карabanов) 23

2-1. Основные понятия и виды погрешностей	—
2-2. Вероятностный подход к описанию погрешностей	29
2-3. Вероятностные оценки погрешностей	33

Глава третья. ОСНОВЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ (Э. И. Цветков) 35

3-1. Основные понятия	—
3-2. Эталоны единиц физических величин	36
3-3. Государственная система обеспечения единства измерений	39

Раздел Б. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ 44

Глава четвертая. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СРЕДСТВАХ ИЗМЕРЕНИЯ (§ 4-1, 4-3, 4-5 — Е. М. Душин; § 4-2 — Э. И. Цветков; § 4-4, 4-6 — Б. Я. Авдеев) —

4-1. Классификация средств измерений	—
4-2. Государственная система приборов	47
4-3. Характеристики средств измерений	51
4-4. Сигналы измерительной информации	61
4-5. Структурные схемы и свойства средств измерений в статическом режиме	75
4-6. Средства измерений в динамическом режиме	82

Глава пятая. МЕРЫ, ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ (§ 5-1 — Е. М. Антонюк; § 5-2 — Е. М. Антонюк, Н. С. Добровольский; § 5-3 — Е. М. Антонюк, А. А. Преображенский, А. В. Фремке; § 5-4 — Е. М. Антонюк, Е. А. Старосельцева) 97

5-1. Меры	—
5-2. Измерительные преобразователи	101
5-3. Электромеханические приборы	113
5-4. Электромеханические приборы с преобразователями	147

Глава шестая. ЭЛЕКТРОННЫЕ АНАЛОГОВЫЕ ПРИБОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ (§ 6-1, 6-3, 6-5 — Б. Я. Авдеев; § 6-2, 6-4, 6-6 — Б. Я. Авдеев, Е. А. Старосельцева; § 6-7 — А. В. Фремке) 152

6-1. Общие сведения	—
6-2. Электронные вольтметры	153
6-3. Приборы и преобразователи для измерений частоты и фазы	164
6-4. Приборы и преобразователи для измерений мощности и энергии	166
6-5. Приборы для измерений параметров электрических цепей	170
6-6. Электронно-лучевые осциллографы	175
6-7. Анализаторы спектра, измерители нелинейных искажений	183

Глава седьмая. МОСТЫ И КОМПЕНСАТОРЫ (Ш. Ю. Исмаилов) 186

7-1. Общие сведения	—
7-2. Теория мостовых схем	—
7-3. Мосты для измерений сопротивления на постоянном токе	191
7-4. Мосты переменного тока для измерений емкости, угла потерь, индуктивности и добротности	193
7-5. Компенсаторы постоянного тока	199
7-6. Компенсаторы переменного тока	203
7-7. Автоматические мосты и компенсаторы	207

Глава восьмая. ЦИФРОВЫЕ ПРИБОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ (Е. М. Душин) 212

8-1. Общие сведения	—
8-2. Основные характеристики цифровых измерительных устройств	220
8-3. Узлы цифровых измерительных устройств	228

8-4. Цифровые измерительные устройства последовательного счета	237
8-5. Цифровые измерительные устройства последовательного приближения	249
8-6. Цифровые измерительные устройства считывания	253
8-7. Характеристика современных цифровых измерительных устройств и перспективы их развития	256
Глава девятая. РЕГИСТРИРУЮЩИЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА (<i>Б. Я. Авдеев, А. В. Фремке</i>)	257
9-1. Общие сведения	—
9-2. Самопишущие приборы прямого преобразования	258
9-3. Светолучевые осциллографы	261
9-4. Магнитографы, графопостроители, электронные осциллографы, цифроречатающие устройства	267
Глава десятая. ПРИБОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ МАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН (<i>Д. Н. Мокиенко</i>)	271
10-1. Общие сведения	—
10-2. Магнитоизмерительные приборы	272
10-3. Аппаратура для определения характеристик и параметров магнитных материалов	283
Глава одиннадцатая. ПРИБОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН (§ 11-1 — 11-2 — <i>Е. М. Душин</i> ; § 11-3 — 11-5 — <i>Е. М. Душин, Е. А. Старосельцева</i>)	284
11-1. Общие сведения	—
11-2. Измерительные преобразователи	289
11-3. Приборы для измерений температуры	315
11-4. Приборы для измерений геометрических и механических величин	324
11-5. Приборы для измерений концентрации жидкой и газобразной среды	328
Глава двенадцатая. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ (§ 12-1, 12-4, 12-5 — <i>Е. М. Антонюк</i> ; § 12-2, 12-3 — <i>Е. М. Антонюк, А. В. Фремке</i>)	331
12-1. Общие сведения	—
12-2. Измерительные системы	335
12-3. Телеизмерительные системы	339
12-4. Системы автоматического контроля и технической диагностики	344

12-5. Измерительные информационные системы на основе агрегатных комплексов государственной системы приборов и средств автоматизации	347
---	-----

Глава тринадцатая. ИЗМЕРИТЕЛЬНО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ СРЕДСТВА (*Е. А. Чернявский*) 349

13.1. Общие сведения	—
13-2. Измерительно-вычислительные средства системного применения	350
13-3. Измерительно-вычислительные комплексы	358

Раздел В. ИЗМЕРЕНИЯ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН 362

Глава четырнадцатая. ПОДГОТОВКА ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА И ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ (§ 14-1 — *Б. Я. Авдеев*; § 14-2 — *И. А. Карabanov*; § 14-3 — *И. А. Карabanov, А. В. Фремке*) —

14-1. Подготовка измерительного эксперимента	—
14-2. Обработка результатов измерений	366
14-3. Суммирование погрешностей	382

Глава пятнадцатая. ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ, МАГНИТНЫХ И НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН (§ 15-1 — *И. А. Карabanov*; § 15-2 — *Е. М. Антонюк, Н. С. Добротворский*; § 15-3 — *Е. М. Антонюк, Е. А. Старосельцева*; § 15-4 — *Б. Я. Авдеев, А. А. Преображенский*; § 15-5 — *Д. Н. Мокиенко*; § 15-6 — *Е. М. Душин, Е. А. Старосельцева*) 385

15-1. Измерения силы токов и напряжений	—
15-2. Измерения частоты, энергии и количества электричества	400
15-3. Измерения частоты, фазы, временных интервалов, анализ спектра электрических сигналов	411
15-4. Измерения параметров цепей постоянного и переменного тока	420
15-5. Измерения параметров магнитного поля, определение характеристик и параметров магнитных материалов	429
15-6. Измерения неэлектрических величин	449

Глава шестнадцатая. ИЗМЕРЕНИЯ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ (*Э. И. Цветков*) 460

16-1. Общие сведения	—
--------------------------------	---

16-2. Измерения математического ожидания и дисперсии случайного процесса	465
16-3. Измерение функций распределения вероятности	466
16-4. Измерения корреляционной функции	468
16-5. Анализ спектра мощности	469
Список литературы	470
Предметный указатель	471

УЧЕБНИК

Борис Яковлевич Авдеев
 Евгений Михайлович Антонюк
 Евгений Михайлович Душин
 Шамсиддин Юсиф Оглы Исмаилов
 Игорь Александрович Карабанов
 Доброслава Николаевна Мокиенко
 Алексей Алексеевич Преображенский
 Елена Александровна Старосельцева
 Андрей Владимирович Фремке
 Эрик Иванович Цветков
 Евгений Александрович Чернявский

ОСНОВЫ МЕТРОЛОГИИ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Редактор *В. Н. Миханкова*
 Художественный редактор *Д. Р. Стеванович*
 Технический редактор *А. Г. Рябкина*
 Корректор *И. В. Фатеева*
 ИБ № 1311

Сдано в набор 27.10.86. Подписано в печать 26.06.87. М-23652. Формат 84 × 108¹/₃₂. Бумага тип. № 2. Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл. печ. л. 25,2. Усл. кр.-отт. 25,2. Уч.-изд. л. 28,92. Тираж 67 500 экз. Заказ № 613. Цена 1 р. 30 к.

Ленинградское отделение Энергоатомиздата.
 191065, Ленинград, Марсово поле, 1.

Ордена Октябрьской Революции, ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское производственно-техническое объединение «Печатный Двор» имени А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 197136, Ленинград, П-136, Чкаловский пр., 15.