

Файл взят с сайта
www.kodges.ru,
на котором есть еще
много интересной
литературы



ДЛЯ УЧАЩИХСЯ ТЕХНИКУМОВ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

(с лабораторными работами)

Под ред. доктора техн. наук
В. Н. МАЛИНОВСКОГО

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебника для средних специальных учебных заведений



МОСКВА ЭНЕРГОИЗДАТ 1982

ББК 31.221
Э 45
УДК 621.317

Рецензенты: Л. П. Любимова и Б. П. Хромой
Авторы: Р. М. Демидова-Панферова, Б. Н. Малиновский,
В. С. Попов, В. Ф. Семенов, К. Н. Цепляев

Электрические измерения (с лабораторными ра-
Э45 ботами): Учебник для техникумов/Р. М. Демидова-
Панферова, В. Н. Малиновский, В. С. Попов и др.;
Под ред. В. Н. Малиновского. — М.: Энергоиздат,
1982. — 392 с., ил.

В пер.: 90 к.

Изложены основы теории электрических измерений. Рассмотрены методы и средства измерений электрических, магнитных и неэлектрических величин. Приведены лабораторные работы по электрическим измерениям. Учебник написан в соответствии с новой учебной программой по данному курсу

Предназначен для учащихся энергетических и электромеханических техникумов приборостроительных специальностей. Может быть полезен инженерно-техническим работникам.

Э 2302010000-259
051(01)-82 150-82

ББК 31.221
БП2.1.083

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящая книга является учебником по электрическим измерениям для учащихся энергетических и электромеханических техникумов приборостроительных специальностей. В ней изложены основы теории электрических измерений, методы измерений электрических, магнитных и неэлектрических величин, а также рассмотрены технические средства, применяемые при электрических измерениях.

Используемая до настоящего времени в качестве учебника для техникумов книга В. С. Попова «Электрические измерения» была издана в 1974 г. и для своего времени достаточно хорошо отражала положение в области электрических измерений. Однако с тех пор произошли существенные изменения в области теории и практики электрических измерений. Это нашло отражение и в новой программе курса «Электрические измерения».

Предлагаемая вниманию читателей книга написана в соответствии с новой программой курса. В ней отражены достижения современной науки в области электрических измерений. Большое внимание уделено новым прогрессивным средствам измерения — электронным приборам, как цифровым, так и аналоговым, аналого-цифровым преобразователям, информационно-измерительным системам. В книге приводятся технические характеристики новых освоенных промышленностью средств измерений. При изложении материала авторы опирались на новые ГОСТ в метрологии и измерительной технике. По сравнению с книгой В. С. Попова сокращен материал, посвященный описанию электромеханических приборов. Книга содержит описание ряда новых лабораторных работ.

Данная книга представляет собой труд преподавательского коллектива кафедры информационно-измери-

тельной техники Московского ордена Ленина и ордена Октябрьской Революции энергетического института. В ней использован многолетний педагогический опыт авторов.

Степень участия авторов в написании отдельных глав и параграфов книги (перечислены в алфавитном порядке): Р. М. Демидова-Панферова — гл. 5, кроме § 5.9, 5.10, и гл. 15, В. Н. Малиновский — предисловие, введение, гл. 6, 9, 11 и 17, В. С. Попов — гл. 1—3, 10, 16 и § 5.9, 5.10, В. Ф. Семенов — гл. 8, 14, К. Н. Цепляев — гл. 4, 7, 12, 13.

Авторы глубоко признательны рецензентам зав. кафедрой Московского электротехнического института связи доктору техн. наук, проф. Б. П. Хромому и старшему преподавателю Всесоюзного заочного электромеханического техникума Л. П. Любимовой за полезные советы и замечания, а также выражают благодарность старшему преподавателю А. А. Можейко за большую работу по редактированию книги.

Авторы с благодарностью примут все критические замечания и пожелания. Их следует направлять по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10. Энергоиздат.

Авторы

ВВЕДЕНИЕ

Развитие науки и техники всегда было тесно связано с прогрессом в области измерений. В физике, механике и других науках именно измерения позволили точно устанавливать зависимости, выражающие объективные законы природы, поэтому эти науки именуются точными. Важное значение измерений для науки подчеркивали многие ученые. Вот что они писали об этом¹: Г. Галилей: «Измеряй все доступное измерению и делай доступным все недоступное ему»; Д. И. Менделеев: «Наука начинается с тех пор, как начинают измерять, точная наука немислима без меры»; Кельвин: «Каждая вещь известна лишь в той степени, в какой ее можно измерить».

Измерения являются одним из основных способов познания природы, ее явлений и законов. Каждому новому открытию в области естественных и технических наук предшествует большое число различных измерений. Немецкий физик Г. Ом установил основной закон электрической цепи (закон Ома) в 1826 г. путем ряда точных экспериментов, а в 1827 г. дал ему теоретическое обоснование. П. Н. Лебедев, построив специальное измерительное устройство, в 1901 г. впервые обнаружил и измерил давление света на твердое тело. Такие примеры можно было бы продолжить.

Важную роль играют измерения и в создании новых машин, сооружений, повышении качества продукции и эффективности производства. Например, во время стендовых испытаний крупнейшего в мире турбогенератора мощностью 1200 МВт, созданного на ленинградском объединении «Электросила», измерения производились в 1500 различных его точках.

¹ П. П. Орнатский. Теоретические основы информационно-измерительной техники. — Киев.: Высша школа, 1976, с. 7.

Проблема повышения качества продукции и эффективности производства решается путем автоматизации технологических процессов, и здесь успех дела во многом определяется достоверностью и своевременностью получения измерительной информации о ходе технологического процесса. Качество многих технологических процессов зависит от состояния электроустановок, обслуживающих эти процессы. Каждая электроустановка должна удовлетворять определенным техническим требованиям. Проверка выполнения указанных требований производится посредством электроизмерительных приборов. Эта проверка осуществляется на всех стадиях создания, монтажа и последующей эксплуатации электроустановки.

Первоначально под электрическими измерениями понимались методы и средства измерений параметров, связанных с производством, передачей и использованием электрической энергии. Позднее электрические измерения стали применяться в целях получения измерительной информации о протекании различных регулируемых или управляемых технологических процессов. В настоящее время электрические методы измерений могут применяться для изучения практически любых физических величин или процессов.

Первый в мире электроизмерительный прибор — «указатель электрической силы» был создан в 1745 г. акад. Г. В. Рихманом, соратником М. В. Ломоносова. Это был электрометр — прибор для измерения разности потенциалов, и предназначался он для изучения атмосферного электричества. Однако только со второй половины XIX в. в связи с созданием и практическим применением генераторов электрической энергии остро встал вопрос о разработке различных электроизмерительных приборов, отсутствие которых сдерживало развитие электротехники.

Много сделал для развития электроизмерительной техники во второй половине XIX и в начале XX вв. выдающийся русский электротехник М. О. Доливо-Добровольский. Им разработаны амперметр и вольтметр электромагнитной системы, изготовлен индукционный измерительный механизм с вращающимся магнитным полем и подвижной частью в виде диска, который был затем положен в основу ваттметра и фазометра, разработаны рекомендации по конструированию ферродинамических

приборов и т. д. Однако из-за низкого уровня развития электротехнической промышленности в дореволюционной России работы М. О. Доливо-Добровольского получили первое применение для организации производства электроизмерительных приборов за рубежом, в частности на одной из немецких фирм.

К тому же периоду относятся работы известного русского физика А. Г. Столетова, открывшего закон изменения магнитной проницаемости в зависимости от напряженности поля и предложившего метод определения характеристик магнитных материалов с помощью баллистического гальванометра.

Важную роль в развитии электроизмерительной техники примерно в те же годы сыграли труды акад. Б. С. Якоби. Им разработан ряд приборов для измерения сопротивления электрической цепи, сделаны первые шаги в области обеспечения единства в измерении электрических величин. Дело в том, что к 1880 г. на практике использовалось 15 различных единиц электрического сопротивления, 8 единиц ЭДС, 5 единиц электрического тока. Такое положение сильно затрудняло сопоставление результатов расчетов и измерений, выполненных различными исследователями. Остро ощущалась необходимость введения единой системы электрических единиц. Такая система была принята Первым конгрессом по электричеству, состоявшимся в 1881 г.

Особенно много для развития измерительной техники в России сделал разносторонний ученый Д. И. Менделеев. Им создана точная теория весов, по его настоянию и при активном участии в России с 1899 г. была допущена факультативно метрическая система мер, которая с 1918 г. стала обязательной, по его инициативе в конце прошлого и начале нынешнего века при Главной палате мер и весов в Петербурге было организовано специальное отделение для проверки электрических измерительных приборов. Однако широкое развитие электроизмерительная техника в нашей стране получила только в годы Советской власти.

В 1927 г. в Ленинграде построен первый отечественный электроприборостроительный завод «Электроприбор» (ныне завод «Вибратор»). Уже через год завод выпустил около 100 000 счетчиков электрической энергии, в которых остро нуждалось народное хозяйство страны (для сравнения укажем, что в настоящее время

отечественные заводы ежегодно выпускают около 5 млн. счетчиков).

В 30-х годах были введены в строй приборостроительные заводы в Харькове, Ленинграде, Москве, Краснодаре, Киеве. В послевоенный период с 1948 по 1967 г. объем продукции электроприборостроения возрос в 200 раз. В последующих пятилетках развитие приборостроения идет неизменно опережающими темпами. Расширяется количество видов измеряемых величин, непрерывно улучшаются метрологические характеристики средств измерения, их внешний вид.

Прогресс в развитии средств электроизмерительной техники в последние годы был обеспечен в результате дальнейшего развития теории измерений и разработки на ее основе новых методов измерения, широкого применения в конструкциях средств измерений последних достижений микроэлектроники, автоматике, вычислительной техники, а также успешного решения ряда технологических задач. Рассмотрим основные достижения в этой области.

Аналоговые приборы непосредственной оценки выпускаются промышленностью уже десятки лет. Между тем в последние годы в их конструкции были сделаны серьезные изменения: так, от опор на кернах перешли к растяжкам, что позволило существенно повысить точность, снизить цену деления, а в ряде случаев изменить весь внешний вид прибора. До последнего времени такому переходу препятствовали серьезные технические трудности (недостаточная прочность и упругое последствие растяжек). Однако в результате усилий ученых эти препятствия были устранены, а приборостроительная промышленность СССР освоила производство ряда серий аналоговых приборов (амперметров, вольтметров, ваттметров, частотомеров, фазометров и др.) с высокими технико-экономическими характеристиками. В качестве примера можно указать на разработку узкопрофильных (120×30 и 160×30 мм по лицевой панели) аналоговых сигнализирующих контактных (АСК) приборов. Приборы этой серии обладают рядом достоинств: они занимают на щитах и пультах управления в 5—10 раз меньше места, чем приборы аналогичного назначения в обычном исполнении; отличаются высоким классом точности 0,5 и 1,0; снабжены устройствами, позволяющими производить не только измерение, но и

контроль, а также регулирование контролируемой величины. Аналоговые сигнализирующие контактные приборы выпускаются серийно и успешно используются в промышленности, в частности для контроля за работой агрегатов котел — турбина — генератор на современных электростанциях. Коллективу авторов, разработавших эти приборы, присуждена Государственная премия 1977 г.

На основе микроэлектроники создан ряд моделей аналоговых приборов непосредственной оценки без подвижных частей.

Важным шагом в развитии электроприборостроения явились разработка и освоение серийного производства новых методов изготовления резисторов на основе печатной технологии и литого микропровода в сплошной стеклянной изоляции, отличающихся компактностью и высокой стабильностью сопротивления.

Технология производства печатных резисторов была предложена и освоена на Краснодарском заводе измерительных приборов. На основе печатных резисторов разработаны и выпускаются серийно многие модели прецизионных полуавтоматических компенсаторов (типа Р345, Р363), мостов, делителей напряжения (типа Р313, Р35), полуавтоматических установок (типа У355, У309, У313), погрешность их не превышает 0,005—0,0005%.

В результате разработки технологии производства литого микропровода в сплошной стеклянной изоляции была решена проблема производства высокоомных резисторов и приборов на их основе.

Новым шагом в развитии электроизмерительной техники стали разработка и освоение серийного производства цифровых измерительных приборов (ЦИП). Высокая точность, быстродействие, помехоустойчивость, малый отбор мощности от объекта измерения, удобство визуального отсчета, возможность выдачи результата измерения в виде кода во внешние устройства и ряд других ценных признаков характерны для ЦИП наряду с полной автоматизацией процесса измерения. При разработке ЦИП сочетаются последние достижения теории электрических измерений с современной микроэлектронной элементной базой, автоматикой и вычислительной техникой.

В настоящее время наметилась определенная тенденция к применению в электроизмерительных приборах

микропроцессоров. Последние позволяют производить обработку результатов измерения путем умножения или деления измеряемой величины на постоянный коэффициент, вычитания постоянного коэффициента из значения измеряемой величины, контроля значения измеряемой величины относительно заданных границ зоны допуска, вычисления статистических характеристик контролируемого процесса, линеаризации характеристик измерительных преобразователей и т. д. Микропроцессоры также оказывают активное воздействие на сам процесс измерения и калибровки прибора.

Наукой об измерениях, методах и средствах обеспечения их единства, способах достижения требуемой точности является метрология. Но наличие хороших методов и средств измерений еще не означает высокого уровня измерений, необходимо также правильно пользоваться ими. Поэтому в метрологии можно выделить два направления — научно-техническое и законодательное. Содержанием научно-технического направления является создание, например, эталонов, средств и методов измерений, методов оценки точности измерений и законодательного — создание регламентированных государством общих правил, требований и норм, обеспечивающих высокий уровень измерительного дела на строго научной основе.

Наука о принципах и методах установления наиболее эффективных норм и правил взаимодействия элементов общественного производства с точки зрения их совместимости, унификации и рациональной организации называется стандартизацией. Стандарты — это технические законы, устанавливающие определенные требования к материалам, изделиям, технологическим процессам, технической и технологической документации, методам испытаний и т. п. Метрология и стандартизация тесно связаны между собой: с одной стороны измерения пронизаны различными стандартами (например, на средства, методики), с другой стороны, измерения обеспечивают методы и средства контроля выполнения стандартов. Поэтому в Советском Союзе стандартизация и метрология объединены в единой государственной службе — Государственном комитете стандартов Совета Министров СССР (Госстандарт СССР).

В нашей стране измерениями профессионально занимаются более трех миллионов трудящихся; ими еже-

дневно выполняется более 20 млрд. измерений. Много времени затрачивается на проведение измерений работниками науки, промышленности, торговли, транспорта и т. д. В эксплуатации находится около 1 млрд. приборов. В таких условиях необходимо обеспечить единство измерений в стране — это важнейшая задача метрологической службы. Единством измерений называется такое положение в области измерений, при котором их результаты выражены в узаконенных единицах, а погрешности известны с заданной вероятностью. Единство измерений достигается единством эталонов и мер; испытаний, поверки и ревизии, метрологических характеристик средств измерений; методов измерительных процессов; форм представления результатов измерения. Законодательной основой в этом отношении является система Государственных общесоюзных стандартов (ГОСТ) в виде Государственной системы обеспечения единства измерений (ГСИ).

Задача данной книги — познакомить читателя с основными понятиями метрологии и электроизмерительной техники, принципом действия и основными характеристиками современных средств измерения и методами измерения электрических, магнитных и неэлектрических величин.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОСНОВНЫЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ПОНЯТИЯ. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ И ПОГРЕШНОСТИ

1.1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЙ, МЕТОДОВ И СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ. ЕДИНИЦЫ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Наука об измерениях, методах и средствах обеспечения их единства и достижения требуемой точности называется *метрологией*.

Измерением называется нахождение значений физических величин опытным путем с помощью специальных технических средств.

Измерения должны выполняться в общепринятых единицах.

В СССР в 1963 г. введена Международная система единиц (СИ). Основными единицами СИ являются: метр (м), килограмм (кг), секунда (с), ампер (А), кельвин (К) и кандела (кд). Кроме основных единиц установлены производные единицы. В табл. 1.1 приведены наиболее употребительные производные единицы электрических и магнитных величин.

Наименования крагных и дольных единиц образуются путем применения приставок, приведенных в табл. 1.2.

Средствами электрических измерений называют технические средства, используемые при электрических измерениях и имеющие нормированные погрешности. Различают следующие виды средств электрических измерений: 1) меры; 2) электроизмерительные приборы; 3) измерительные преобразователи; 4) электроизмерительные установки; 5) измерительные информационные системы.

Мерой называется средство измерений, предназна-

ченное для воспроизведения физической величины заданного размера, например измерительная катушка сопротивления, конденсатор, гири. Набор мер представляет собой специально подобранный комплект мер для воспроизведения ряда одноименных величин различного размера. Примерами набора мер являются магазины сопротивлений, емкостей и т. д.

Т а б л и ц а 1.1. Производные единицы электрических и магнитных величин

Величина	Единица	Обозначение		Выражение производной единицы через другие единицы
		русское	международное	
Работа, энергия, количество теплоты	джоуль	Дж	J	Н·м
Мощность	ватт	Вт	W	Дж/с
Количество электричества	кулон	Кл	C	А·с
Электрическое напряжение, разность потенциалов, ЭДС	вольт	В	V	Вт/А
Напряженность электрического поля	вольт на метр	В/м	V/m	—
Электрическое сопротивление	ом	Ом	Ω	В/А
Электрическая емкость	фарада	Ф	F	Кл/В
Поток магнитной индукции	вебер	Вб	Wb	В·с
Индуктивность и взаимная индуктивность	генри	Гн	H	Вб/А
Магнитная индукция	тесла	Тл	T	Вб/м ²
Напряженность магнитного поля	ампер на метр	А/м	A/m	—
Магнитодвижущая сила	ампер	А	A	—
Частота	герц	Гц	Hz	с ⁻¹

Т а б л и ц а 1.2. Приставки к единицам

Приставка	Отношение к основной единице	Обозначение		Приставка	Отношение к основной единице	Обозначение	
		русское	международное			русское	международное
Пико	10 ⁻¹²	п	<i>p</i>	Дека	10	да	<i>da</i>
Нано	10 ⁻⁹	н	<i>n</i>	Гекто	10 ²	г	<i>h</i>
Микро	10 ⁻⁶	мк	μ	Кило	10 ³	к	<i>k</i>
Милли	10 ⁻³	м	<i>m</i>	Мега	10 ⁶	М	<i>M</i>
Сайтн	10 ⁻²	с	<i>c</i>	Гига	10 ⁹	Г	<i>G</i>
Деци	10 ⁻¹	д	<i>d</i>	Тера	10 ¹²	Т	<i>T</i>

Электроизмерительными приборами называют средства электрических измерений, предназначенные для выработки сигналов измерительной информации, т. е. информации о значениях измеряемой величины, в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем, например амперметр, вольтметр, ваттметр, фазометр.

Измерительными преобразователями называют средства электрических измерений, предназначенные для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для передачи, дальнейшего преобразования, обработки и (или) хранения, но не поддающейся непосредственному восприятию наблюдателем. Измерительные преобразователи можно разделить на: 1) преобразователи электрических величин в электрические, например шунты, делители напряжения, трансформаторы; 2) преобразователи неэлектрических величин в электрические, например термоэлектрические термометры, терморезисторы, тензорезисторы, индуктивные преобразователи.

Электроизмерительная установка состоит из ряда средств измерений (мер, измерительных приборов, измерительных преобразователей) и вспомогательных устройств, расположенных в одном месте. При помощи таких установок можно в ряде случаев производить более сложные и более точные измерения, чем при помощи отдельных измерительных приборов. Электроизмерительные установки широко используются, например, для поверки и градуировки электроизмерительных приборов и испытаний магнитных материалов.

Измерительные информационные системы представляют собой совокупность средств измерений и вспомогательных устройств, соединенных между собой каналами связи. Они предназначены для автоматического получения измерительной информации от ряда ее источников, а также для ее передачи и обработки (подробнее см. гл. 17).

В зависимости от способа получения результата измерения делятся на прямые и косвенные.

Прямыми называются измерения, результат которых получается непосредственно из опытных данных. Примеры прямых измерений: измерение тока амперметром, температуры термометром, массы на весах.

Косвенными называются измерения, при которых

искомая величина непосредственно не измеряется, а ее значение находится на основании известной зависимости между этой величиной и величинами, полученными в результате прямых измерений. Например, мощность P в цепях постоянного тока вычисляют по формуле $P=UI$; напряжение U в этом случае измеряют вольтметром, а ток I — амперметром.

В зависимости от совокупности приемов использования принципов и средств измерений все методы делятся на методы непосредственной оценки и методы сравнения.

Под *методом непосредственной оценки* понимают метод, по которому измеряемая величина определяется непосредственно по отсчетному устройству измерительного прибора прямого действия, т. е. прибора, осуществляющего преобразование измерительного сигнала в одном направлении (без применения обратной связи), например измерение тока амперметром, измерение давления пружинным манометром. Метод непосредственной оценки прост, но отличается относительно низкой точностью.

Методом сравнения называют метод, по которому измеряемая величина сравнивается с величиной, воспроизводимой мерой. Отличительной чертой метода сравнения является непосредственное участие меры в процессе измерения, например измерение сопротивления путем сравнения его с мерой сопротивления — образцовой катушкой сопротивления, измерение массы на рычажных весах с уравниванием гири. Методы сравнения обеспечивают большую точность измерения, чем методы непосредственной оценки, но это достигается за счет усложнения процесса измерения.

Методы сравнения подразделяются на нулевые, дифференциальные и замещения.

Нулевой метод — это метод сравнения измеряемой величины с мерой, в котором действие измеряемой величины на индикатор сводится к нулю встречным действием известной величины. Примером может служить измерение электрического сопротивления при помощи уравновешенного моста.

Дифференциальный метод — это метод сравнения с мерой, по которому прибором измеряется разность между измеряемой величиной и известной величиной, воспроизводимой мерой. По дифференциальному методу происходит неполное уравнивание измеряемой ве-

личины, и в этом заключается отличие дифференциального метода от нулевого. Примером этого метода может служить измерение электрического сопротивления при помощи неуравновешенного моста. В этом случае измеряемое сопротивление будет определяться не только известными сопротивлениями плеч моста, но и показанием индикатора.

Метод замещения — это метод сравнения с мерой, по которому измеряемая величина A_x заменяется в измерительной установке известной величиной A_0 , воспроизводимой мерой, причем путем изменения величины A_0 измерительная установка приводится в прежнее состояние, т. е. достигаются те же показания приборов, что и при действии величины A_x . В результате $A_x = A_0$. Из всех разновидностей методов сравнения метод замещения наиболее точен, так как при замене измеряемой величины известной никаких изменений в состоянии и действии измерительной установки не происходит, вследствие этого погрешность в показаниях измерительных приборов не влияет на результат измерения. Примером метода замещения может служить измерение сопротивления с поочередным включением измеряемого сопротивления и регулируемого образцового сопротивления в одно и то же плечо моста.

1.2. ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ

Результаты измерения физической величины дают лишь приближенное ее значение. Отклонение результата измерения от истинного значения измеряемой величины называют *погрешностью* измерения. Различают абсолютную и относительную погрешности измерения.

Абсолютная погрешность измерения ΔA равна разности между результатом измерения A_x и истинным значением измеренной величины A :

$$\Delta A = A_x - A.$$

Относительная погрешность измерения δ_A представляет собой отношение абсолютной погрешности измерения к истинному значению измеряемой величины, выраженное в процентах:

$$\delta_A = \frac{\Delta A}{A} 100.$$

Так как истинное значение измеряемой величины неизвестно, вместо истинного значения используют так называемое действительное значение, под которым понимают значение измеряемой величины, найденное экспериментальным путем и настолько приближающееся к истинному значению, что может быть использовано вместо него. По этой причине на практике значение погрешности измерения можно оценить только приближенно. Погрешности считаются положительными, если результат измерения превышает действительное значение.

Для получения действительного значения измеряемой величины в ряде случаев учитывают погрешности средств измерений путем введения поправок. *Поправкой* называется абсолютная погрешность, взятая с обратным знаком.

Пример. Результат измерения тока $I_x = 49,9$ А, а его действительное значение $I = 50,0$ А.

Абсолютная погрешность измерения

$$\Delta I = I_x - I = 49,9 - 50,0 = -0,1 \text{ А.}$$

Относительная погрешность измерения

$$\delta_I = \frac{\Delta I}{I} 100 = \frac{0,1}{50} 100 = -0,2\%.$$

Поправка, которую следует ввести в результат измерения, равна $-\Delta I = 0,1$ А.

Погрешности измерений имеют систематическую и случайную составляющие, которые называют также систематической и случайной погрешностями.

Под *систематическими* погрешностями понимают погрешности, остающиеся постоянными или закономерно изменяющиеся при повторных измерениях одной и той же величины. Систематические погрешности могут быть определены и устранены путем введения соответствующих поправок. Примером систематических погрешностей является погрешность градуировки прибора, т. е. ошибки в положении делений, нанесенных на шкалу прибора. Влияние внешних факторов (например, колебания температуры, напряжения питания) на средства измерения также вызывает появление систематических погрешностей.

Случайными называются погрешности, изменяющиеся случайным образом при повторных измерениях одной и той же величины. Случайные погрешности нельзя исключить опытным путем. Они происходят от влияния на

результат измерения причин случайного характера, например погрешность от трения в опорах измерительных приборов.

Уменьшение влияния случайных погрешностей на результат измерений достигается путем многократных измерений величины в одинаковых условиях. Если принять, что систематические погрешности близки к нулю, то наиболее достоверное значение, которое можно приписать измеряемой величине на основании ряда измерений, есть среднее арифметическое из полученных значений, определяемое как

$$A_{\text{ср}} = (a_1 + a_2 + \dots + a_n)/n,$$

где a_1, a_2, \dots, a_n — результаты отдельных измерений; n — число измерений.

Для оценки точности результата измерений необходимо знать закон распределения случайных погрешностей.

В практике электрических измерений одним из наиболее распространенных законов распределения случайных погрешностей является *нормальный закон* (Гаусса).

Математическое выражение нормального закона имеет вид:

$$p(\delta) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\delta^2/2\sigma^2}, \quad (1.1)$$

где $p(\delta)$ — плотность вероятности случайной погрешности δ ; σ — среднее квадратическое отклонение.

Как следует из (1.1), при $\delta=0$

$$p(\delta) = 1/\sigma \sqrt{2\pi}.$$

Среднее квадратическое отклонение может быть выражено через случайные отклонения результатов наблюдения ρ :

$$\sigma \approx \sqrt{(\rho_1^2 + \rho_2^2 + \dots + \rho_n^2)/(n-1)},$$

где $\rho_1 = a_1 - A_{\text{ср}}$; $\rho_2 = a_2 - A_{\text{ср}}$; $\rho_n = a_n - A_{\text{ср}}$.

Характер кривых, описываемых уравнением (1.1) для двух значений σ , показан на рис. 1.1. Из этих кривых видно, что чем меньше σ , тем чаще встречаются малые случайные погрешности, т. е. тем точнее выполнены измерения. Кривые симметричны относительно оси ординат, так как положительные и отрицательные погрешности встречаются одинаково часто.

Вероятность появления погрешности со значениями от δ_1 до δ_2 определяется площадью заштрихованного участка на рис. 1.1. При нормальном законе распределения вероятность появления случайных погрешностей в интервале от δ_1 до δ_2 вычисляется как определенный интеграл от функции $p(\delta)$:

$$P = \int_{\delta_1}^{\delta_2} p(\delta) d\delta.$$

Значения этого интеграла вычислены для различных пределов (интервалов $\pm\Delta\delta$) и сведены в таблицы, приведенные в математических справочниках. Интеграл, вычисленный для пределов от $\delta_1 = -\infty$ до $\delta_2 = +\infty$, равен единице, т. е. вероятность появления случайной погрешности в интервале от $-\infty$ до ∞ равна единице. Это естественно, так как все погрешности имеют конечные значения.

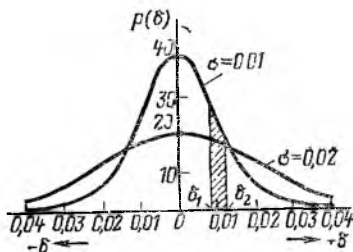


Рис. 1.1. Нормальный закон распределения случайных погрешностей.

Как указывалось ранее, среднее арифметическое ряда измерений $A_{\text{ср}}$ является лишь наиболее достоверным значением измеряемой величины. Точность результата измерения $A_{\text{ср}}$ можно оценить с помощью средней квадратической и вероятной погрешностей. Если случайные погрешности распределены по нормальному закону, то согласно теории погрешностей средняя квадратическая погрешность среднего арифметического значения равна:

$$\sigma_A = \sqrt{\frac{\rho_1^2 + \rho_2^2 + \dots + \rho_n^2}{n(n-1)}} = \frac{\sigma}{\sqrt{n}}.$$

Из данного выражения видно, что увеличение количества повторных измерений n приводит к уменьшению средней квадратической погрешности σ_A результата измерений.

Если известен закон распределения случайных погрешностей, можно определить вероятность появления погрешности δ , не выходящей за некоторые принятые границы. Этот интервал называют *доверительным интер-*

валом, а характеризующую его вероятность — *доверительной вероятностью*.

При нормальном законе распределения по таблице интеграла вероятностей можно определить значения доверительных интервалов. При увеличении доверительных интервалов значения доверительных вероятностей возрастают, стремясь к пределу, равному единице. Например, для доверительного интервала от $\delta_1 = -\sigma$ до $\delta_2 = +\sigma$ доверительная вероятность P равна 0,68. Следовательно, вероятность того, что случайная погрешность не превышает среднего квадратического значения, равна 0,68. Так как вероятность появления случайной погрешности для доверительного интервала от $\delta_1 = -\infty$ до $\delta_2 = +\infty$ равна единице, то вероятность появления погрешности по абсолютному значению, превышающей σ , равна $1 - 0,68 = 0,32$, т. е. примерно только одно из трех измерений будет иметь погрешность, большую σ .

Для доверительного интервала от -3σ до $+3\sigma$ доверительная вероятность равна 0,9973. Вероятность появления погрешности, большей 3σ , равна $1 - 0,9973 = 0,0027 \approx 1/370$. Такая доверительная вероятность означает, что из 370 случайных погрешностей только одна погрешность по абсолютному значению будет больше 3σ . Поэтому значение 3σ считается максимально возможной случайной погрешностью. Погрешности, большие 3σ , считаются промахами и при обработке результатов измерений не учитываются.

Как указывалось, для оценки точности результата измерения можно воспользоваться вероятной погрешностью.

Вероятной погрешностью называется такая погрешность, относительно которой при повторных измерениях какой-либо величины одна половина случайных погрешностей по абсолютному значению меньше вероятной погрешности, а другая — больше ее. Из данного определения следует, что вероятная погрешность равна доверительному интервалу, при котором доверительная вероятность $P = 0,5$.

Вероятная погрешность результата измерений, т. е. среднего арифметического значения, при нормальном законе распределения случайных погрешностей равна:

$$\varepsilon_A = \frac{2}{3} \sigma_A = \frac{2}{3} \sqrt{\frac{\rho_1^2 + \rho_2^2 + \dots + \rho_n^2}{n(n-1)}}.$$

Следует отметить, что указанный способ определения доверительных интервалов справедлив только при большом количестве измерений ($n > 20 \div 30$). На практике чаще всего значение ϵ_A приходится определять по результатам сравнительно небольшого количества измерений. В этом случае при нормальном законе распределения для определения доверительного интервала нужно пользоваться коэффициентами Стьюдента t_n , которые зависят от задаваемой доверительной вероятности P и количества измерений n (табл. 1.3).

Таблица 1.3. Коэффициенты Стьюдента

n	P								
	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	0,95	0,98	0,99	0,999
2	1,00	1,38	2,0	3,1	6,3	12,7	31,8	63,7	636,6
3	0,82	1,06	1,3	1,9	2,9	4,3	7,0	9,9	31,6
4	0,77	0,98	1,3	1,6	2,4	3,2	4,5	5,8	12,9
5	0,74	0,94	1,2	1,5	2,1	2,8	3,7	4,6	8,6
6	0,73	0,92	1,2	1,4	2,0	2,6	3,4	4,0	6,9
7	0,72	0,90	1,2	1,4	1,9	2,4	3,1	3,7	6,0
8	0,71	0,90	1,1	1,4	1,9	2,4	3,0	3,5	5,4
9	0,71	0,90	1,1	1,4	1,9	2,3	2,9	3,4	5,0
10	0,70	0,88	1,1	1,4	1,8	2,3	2,8	3,3	4,8
15	0,69	0,87	1,1	1,3	1,8	2,1	2,6	3,0	4,1
20	0,69	0,86	1,1	1,3	1,7	2,1	2,5	2,9	3,9
30	0,68	0,85	1,1	1,3	1,7	2,0	2,5	2,8	3,7

Для определения доверительного интервала среднюю квадратическую погрешность σ_A надо умножить на коэффициент Стьюдента. Окончательный результат измерения можно записать так:

$$A = A_{\text{ср}} \pm t_n \sigma_A.$$

Пример. Искомое сопротивление было измерено 8 раз, при этом получены результаты: $R_1=116,2$ Ом; $R_2=118,2$ Ом; $R_3=118,5$ Ом; $R_4=117,0$ Ом; $R_5=118,2$ Ом; $R_6=118,4$ Ом; $R_7=117,8$ Ом; $R_8=118,1$ Ом.

Наиболее вероятное среднее значение сопротивления

$$R_{\text{ср}} = \frac{R_1 + R_2 + \dots + R_8}{8} =$$

$$\frac{116,2 + 118,2 + 118,5 + 117,0 + 118,2 + 118,4 + 117,8 + 118,1}{8} = 117,8 \text{ Ом.}$$

Остаточные погрешности отдельных измерений $\rho_1=R_1-R_{ср}=-1,6$ Ом; $\rho_2=0,4$ Ом; $\rho_3=0,7$ Ом, $\rho_4=-0,8$ Ом; $\rho_5=0,4$ Ом; $\rho_6=0,5$ Ом; $\rho_7=0,0$ Ом; $\rho_8=0,3$ Ом

Средняя квадратическая погрешность результата измерения

$$\sigma_A = \sqrt{\frac{\rho_1^2 + \rho_2^2 + \dots + \rho_8^2}{n(n-1)}} =$$

$$= \sqrt{\frac{(-1,6)^2 + 0,4^2 + 0,7^2 + (-0,8)^2 + 0,4^2 + 0,5^2 + 0,0^2 + 0,3^2}{8 \cdot 7}} = 0,29 \text{ Ом.}$$

Нужно определить интервал, в котором находится значение измеряемого сопротивления, с доверительной вероятностью $P=0,99$. По табл. 1.3 находим для $P=0,99$ и $n=8$ коэффициент $t_n=3,5$, тогда результат равен: $R=117,8 \pm 3,5 \times 0,29 \text{ Ом} = 117,8 \pm 1,0 \text{ Ом}$.

Для определения вероятной погрешности результата измерения найдем из табл. 1.3 значение коэффициента Стьюдента для доверительной вероятности $P=0,5$ и $n=8$. Коэффициент $t_n=0,71$, тогда вероятная погрешность результата измерения $\epsilon_A=0,71 \cdot 0,29=0,2 \text{ Ом}$.

Определим погрешность результата измерения при косвенных измерениях.

Допустим, что искомая величина A является известной функцией полученных прямыми измерениями вспомогательных величин B и C :

$$A = F(B, C). \quad (1.2)$$

Требуется определить погрешность величины A , если известны погрешности величин B и C .

Прологарифмируем и продифференцируем соотношение (1.2), положив B и C переменными. В результате найдем:

$$\frac{dA}{A} = F_1(B, C) \frac{dB}{B} + F_2(B, C) \frac{dC}{C},$$

где $F_1(B, C)$ и $F_2(B, C)$ — функции переменных B и C .

Заменяв дифференциалы dA , dB и dC малыми приращениями, которые можно рассматривать как абсолютные погрешности, получим:

$$\frac{\Delta A}{A} = F_1(B, C) \frac{\Delta B}{B} + F_2(B, C) \frac{\Delta C}{C}, \quad (1.3)$$

или

$$\delta_A = F_1(B, C) \delta_B + F_2(B, C) \delta_C,$$

где $\delta_A = \Delta A/A$; $\delta_B = \Delta B/B$; $\delta_C = \Delta C/C$ — относительные погрешности величин A , B , C .

Уравнение (1.3) дает возможность определить погрешность искомой величины A , зная погрешности величин B и C . Так как в большинстве случаев знак погрешностей δ_B и δ_C неизвестен, то при определении наибольшей возможной погрешности всегда следует рассматривать неблагоприятный случай, при котором слагаемые $F_1(B, C)\delta_B$ и $F_2(B, C)\delta_C$ имеют одинаковые знаки.

Определим, например, погрешность измерения величины A , которая связана с величинами B и C , найденными прямыми измерениями, соотношением

$$A = B^n C^m,$$

где n и m — показатели степени, которые могут быть целыми, дробными, положительными или отрицательными.

Взяв логарифмы правой и левой частей уравнения, получим:

$$\ln A = n \ln B + m \ln C.$$

Продифференцировав написанное выражение, найдем:

$$\frac{dA}{A} = n \frac{dB}{B} + m \frac{dC}{C}.$$

Заменяв дифференциалы dA , dB и dC малыми приращениями, запишем:

$$\frac{\Delta A}{A} = n \frac{\Delta B}{B} + m \frac{\Delta C}{C},$$

или

$$\delta_A = n\delta_B + m\delta_C,$$

где $\delta_A = \Delta A/A$; $\delta_B = \Delta B/B$; $\delta_C = \Delta C/C$ — относительные погрешности величин A , B , C .

Пример. Пусть $n = -2$, $m = 3$, $\delta_B = \pm 0,5\%$, $\delta_C = \pm 0,2\%$. В этом случае наибольшая возможная относительная погрешность измерения величины A составит:

$$\begin{aligned} \delta_{Amax} &= \pm (|n\delta_B| + |m\delta_C|) = \pm (2 \cdot 0,5 + 3 \cdot 0,2) = \\ &= \pm (1 + 0,6) = \pm 1,6\%. \end{aligned}$$

Определим наибольшую возможную относительную погрешность величины A , если она связана с величинами B , C и D зависимостью вида

$$A = B + C - D.$$

Прологарифмировав и продифференцировав данное выражение и заменив дифференциалы dA , dB и dC малыми приращениями, найдем:

$$\delta_A = \frac{\Delta A}{A} = \frac{\Delta B + \Delta C - \Delta D}{B + C - D}.$$

Если $B + C \approx D$, то погрешность величины A может быть очень большой, несмотря на сравнительно малые погрешности величин B , C и D .

1.3. ПОГРЕШНОСТИ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

В зависимости от изменения во времени измеряемой величины различают следующие погрешности средств измерений:

статическую погрешность — погрешность при измерении постоянной во времени величины;

динамическую погрешность — разность между погрешностью в динамическом режиме (т. е. при изменении измеряемой величины во времени) и статической погрешностью, соответствующей значению измеряемой величины в данный момент времени.

В зависимости от условий возникновения погрешностей различают:

основную погрешность — погрешность средств измерений, используемых в нормальных условиях, т. е. при нормальном положении, температуре окружающей среды $20 \pm 5^\circ \text{C}$, отсутствии внешнего электрического и магнитного полей, кроме земного, и т. п.;

дополнительную погрешность, под которой понимают погрешность средств измерений, возникающую в результате отклонения значения одной из влияющих величин от нормального значения. Иными словами, это погрешность, возникающая при отклонении условий эксплуатации от нормальных.

Рассмотрим статические погрешности мер и электроизмерительных приборов.

Погрешность меры. Каждая мера имеет номинальное значение, почти всегда указываемое специальной надписью на самой мере. При изготовлении меры практически невозможно обеспечить равенство номинального и истинного значений меры. Разность между номинальным и истинным значениями меры называется *абсолютной* погрешностью меры.

Погрешности электроизмерительных приборов. По способу выражения погрешностей измерительных приборов различают абсолютную, относительную и приведенную погрешности.

Абсолютная погрешность прибора Δ есть разность между показанием прибора x_{Π} и истинным значением x измеряемой величины, т. е.

$$\Delta = x_{\Pi} - x.$$

Относительная погрешность прибора δ представляет собой отношение абсолютной погрешности к истинному значению измеряемой величины. Относительная погрешность, обычно выражаемая в процентах, равна:

$$\delta = \frac{x_{\Pi} - x}{x} 100.$$

В связи с тем что истинное значение измеряемой величины остается неизвестным, при оценке погрешностей следует пользоваться вместо него понятием «действительное значение».

Приведенная погрешность γ есть выраженное в процентах отношение абсолютной погрешности Δ к нормирующему значению x_N :

$$\gamma = \frac{x_{\Pi} - x}{x_N} 100.$$

Для приборов с нулевой отметкой на краю или вне шкалы нормирующее значение равно конечному значению диапазона измерений. Для приборов с двусторонней шкалой, т. е. с отметками шкалы, расположенными по обе стороны от нуля, оно равно арифметической сумме конечных значений диапазона измерений.

У реальных приборов зависимость абсолютной погрешности от измеряемой величины x может быть представлена некоторой полосой неопределенности, обусловленной случайной погрешностью и изменением характеристик приборов в результате действия влияющих величин и вследствие старения. Поэтому значение абсолютной погрешности, как правило, ограничено двумя прямыми I , симметричными относительно оси абсцисс, расстояние между которыми увеличивается с ростом измеряемой величины (рис. 1.2).

Предельные значения абсолютных погрешностей Δ_{\max} могут быть как положительными, так и отрицатель-

ными, но одинаковыми по модулю. Их зависимость от измеряемой величины x характеризуется прямыми 1. Уравнение прямой 1, не проходящей через начало координат, может быть выражено при помощи двух постоянных коэффициентов a и b . Таким образом,

$$|\Delta_{max}| = |a| + |bx|,$$

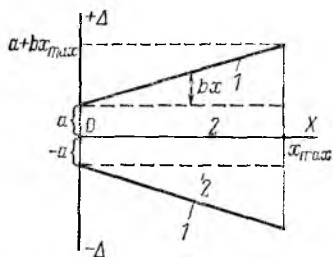


Рис. 12 Зависимость абсолютной погрешности прибора от измеряемой величины.

где a называют предельным значением *аддитивной* погрешности, bx — предельным значением *мультипликативной* погрешности.

Абсолютные аддитивные погрешности не зависят от измеряемой величины x , а мультипликативные — прямо пропорциональны значению x .

Источники аддитивной погрешности — трение в опорах, неточность отсчета, шум, наводки и вибрации.

От этой погрешности зависит наименьшее значение величины, которое может быть измерено прибором. Причины мультипликативной погрешности — влияние внешних факторов и старение элементов и узлов приборов.

Предельное значение относительной погрешности прибора δ'_{max} , выраженное в процентах значения измеряемой величины, связано с предельным значением абсолютной погрешности Δ_{max} зависимостью

$$|\delta'_{max}| = \frac{|\Delta_{max}|}{x} 100 = \left(\frac{|a|}{x} + |b| \right) 100. \quad (1.4)$$

Согласно ГОСТ 8.401—81 приборам присваивается определенный класс точности. *Класс точности* — это обобщенная характеристика прибора, определяемая пределами допускаемых основных и дополнительных погрешностей. Пределы допускаемых изменений показаний от влияния внешних факторов для любого прибора устанавливаются в зависимости от класса его точности согласно стандартам на отдельные виды приборов. Класс точности может выражаться одним числом или дробью.

У приборов, аддитивная погрешность которых резко преобладает над мультипликативной, все значения по-

грешностей оказываются в пределах прямых 2, параллельных оси OX (рис. 1.2). В результате допускаемая абсолютная и приведенная погрешности прибора оказываются постоянными в любой точке его шкалы. У таких приборов класс точности выражается одним числом, выбираемым из ряда следующих чисел: $1 \cdot 10^n$; $1,5 \cdot 10^n$; $2 \cdot 10^n$; $2,5 \cdot 10^n$; $4 \cdot 10^n$; $5 \cdot 10^n$; $6 \cdot 10^n$, где $n = 1; 0; -1; -2$ и т. д.

У приборов, класс точности которых выражается одним числом, основная приведенная погрешность в рабочем диапазоне шкалы, выраженная в процентах, не превышает значения, соответствующего классу точности. К таким приборам относится большинство стрелочных и самопишущих приборов.

Класс точности приборов, у которых аддитивная и мультипликативная составляющие основной погрешности соизмеримы, обозначается в виде двух чисел, разделенных косой чертой, например класс точности $0,1/0,05$. Предельное значение основной относительной погрешности приборов, выраженное в процентах, в этом случае может быть определено путем расчета по формуле

$$|\delta_{max}| = [c + d(|x_k/x| - 1)], \quad (1.5)$$

где x_k — конечное значение диапазона измерений; c и d — постоянные числа, причем отношение c/d обозначает класс точности прибора.

Например, для прибора класса точности $0,1/0,05$ $|\delta_{max}| = [0,1 + 0,05(|x_k/x| - 1)]\%$. Класс точности должен удовлетворять условию $c/d > 1$.

Так как относительная, абсолютная и приведенная погрешности взаимосвязаны, то, зная одну из них, легко определить остальные.

К приборам, класс точности которых выражается дробью, относятся цифровые приборы, а также мосты и компенсаторы как с ручным, так и с автоматическим уравниванием.

Рассмотрим связь между коэффициентами c и d в выражении (1.5) и предельными значениями аддитивной и мультипликативной погрешностей прибора. Учитывая, что предельное значение основной относительной погрешности $|\delta_{max}|$, определенное исходя из класса точности прибора, должно быть всегда больше или равно предельному значению реальной основной погрешности

$|\delta'_{max}|$, из (1.4) и (1.5) получаем:

$$\left(\frac{|a|}{x} + |b|\right) 100 \leq c - d + \left|\frac{x_K}{x}\right| d,$$

откуда

$$\begin{aligned} |a| &\leq x_K d/100; \\ |b| &\leq (c - d)/100. \end{aligned}$$

Каждый измерительный прибор имеет паспорт, в котором завод-изготовитель указывает максимальную погрешность для данной серии приборов. Новые приборы должны иметь погрешность, которая не превышает 80% значения, указанного в паспорте.

Все приведенные в данном параграфе сведения о погрешностях средств измерений относятся в равной мере как к измерительным приборам, так и к измерительным преобразователям.

1.4. ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

Общими характеристиками электроизмерительных приборов являются их погрешности, вариация показаний, чувствительность к измеряемой величине, потребляемая мощность, время установления показаний и надежность.

Вариация показаний прибора — это наибольшая разность показаний прибора при одном и том же значении измеряемой величины. Она определяется при плавном подходе стрелки к испытываемой отметке шкалы при движении ее один раз от начальной, а второй раз от конечной отметок шкалы. Вариация показаний характеризует степень устойчивости показаний прибора при одних и тех же условиях измерения одной и той же величины. Она приближенно равна удвоенной погрешности от трения, так как причиной вариации в основном является трение в опорах подвижной части.

*Чувствительностью*¹ S электроизмерительного прибора к измеряемой величине x называется производная от перемещения указателя a по измеряемой величине x :

$$S = da/dx = F(x). \quad (1.6)$$

¹ Понятие чувствительности не распространяется на цифровые приборы.

Перемещение указателя a , которое выражается в делениях или миллиметрах шкалы, для обширной группы приборов определяется, в первую очередь, углом отклонения подвижной части α измерительного механизма. Кроме того, оно зависит от типа отсчетного устройства и его характеристик (стрелочный или световой указатель, длина шкалы, число делений шкалы и др.).

Чувствительность собственно механизма приборов этой группы (независимо от применяемого отсчетного устройства) равна:

$$S' = d\alpha/dx.$$

Выражением (1.6) определяется чувствительность прибора в данной точке шкалы. Если чувствительность постоянна, т. е. не зависит от измеряемой величины, то ее можно определить из выражения

$$S = a/x.$$

В этом случае чувствительность прибора численно равна перемещению указателя, соответствующему единице измеряемой величины.

У приборов с постоянной чувствительностью перемещение указателя пропорционально измеряемой величине, т. е. шкала прибора равномерна.

Чувствительность прибора имеет размерность, зависящую от характера измеряемой величины, поэтому, когда пользуются термином «чувствительность», говорят «чувствительность прибора к току», «чувствительность прибора к напряжению» и т. д. Например, чувствительность вольтметра к напряжению равна 10 дел./В.

Величина, обратная чувствительности, $C = 1/S$ называется ценой деления (постоянной) прибора. Она равна числу единиц измеряемой величины, приходящихся на одно деление шкалы. Например, если $S = 10$ дел./В, то $C = 0,1$ В/дел.

При включении электроизмерительного прибора в цепь, находящуюся под напряжением, прибор потребляет от этой цепи некоторую *мощность*. В большинстве случаев эта мощность мала с точки зрения экономии электроэнергии. Но при измерении в маломощных цепях в результате потребления приборами мощности может измениться режим работы цепи, что приведет к увеличению погрешности измерения. Поэтому малое потребление мощности от цепи, в которой осуществляется измерение, является достоинством прибора.

Мощность, потребляемая приборами в зависимости от принципа действия, назначения прибора и предела измерения, имеет самые различные значения и для большинства приборов лежит в пределах от 10^{-12} до 15 Вт.

После включения электроизмерительного прибора в электрическую цепь до момента установления показаний прибора, когда можно произвести отсчет, проходит некоторый промежуток времени (время успокоения). Под *временем установления показаний* следовало бы понимать тот промежуток времени, который проходит с момента изменения измеряемой величины до момента, когда указатель займет положение, соответствующее новому значению измеряемой величины. Однако если учесть, что всем приборам присуща некоторая погрешность, то время, которое занимает перемещение указателя в пределах допустимой погрешности прибора, не представляет интереса.

Под *временем установления показаний* электроизмерительного прибора понимается промежуток времени, прошедший с момента подключения или изменения измеряемой величины до момента, когда отклонение указателя от установившегося значения не превышает 1,5% длины шкалы. Время установления показаний для большинства типов показывающих приборов не превышает 4 с.

Цифровые приборы характеризуются *временем измерения*, под которым понимают время с момента изменения измеряемой величины или начала цикла измерения до момента получения нового результата на отсчетном устройстве с нормированной погрешностью.

Под *надежностью* электроизмерительных приборов понимают способность их сохранить заданные характеристики при определенных условиях работы в течение заданного времени. Если значение одной или нескольких характеристик прибора выходит из заданных предельных значений, то говорят, что имеет место отказ. Количественной мерой надежности является минимальная вероятность безотказной работы прибора в заданных промежутке времени и условиях работы.

Вероятностью безотказной работы называется вероятность того, что в течение определенного времени T непрерывной работы не произойдет ни одного отказа. Время безотказной работы указано в описаниях приборов. Часто пользуются приближенным значением этого пока-

зателя, определяемым отношением числа приборов, продолжающих после определенного времени T безотказно работать, к общему числу испытываемых приборов.

Например, для амперметров и вольтметров типа Э8027 минимальное значение вероятности безотказной работы равно 0,96 за 2000 ч. Следовательно, вероятность того, что прибор данного типа сохранит заданные характеристики после 2000 ч работы, составляет не менее 0,96, иными словами, из 100 приборов данного типа после работы в течение 2000 ч, как правило, не более четырех приборов будут нуждаться в ремонте.

К показателям надежности относят также *среднее время безотказной работы* прибора, которое определяется как среднее арифметическое время исправной работы каждого прибора. Обычно, когда приборы начинают выпускать серийно, некоторая небольшая часть их отбирается для испытаний на надежность. Показатели надежности, определенные по результатам этих испытаний, присваивают всей серии приборов.

Гарантийным сроком называют период времени, в течение которого завод-изготовитель гарантирует исправную работу изделия при соблюдении правил эксплуатации прибора. Например, для микроамперметров типа М266М предприятие-изготовитель гарантирует безвозмездную замену или ремонт прибора в течение 36 мес со дня отгрузки с предприятия, а для частотомеров типа Э373 этот срок составляет 11 лет.

ГЛАВА ВТОРАЯ

МЕРЫ ОСНОВНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

2.1. КЛАССИФИКАЦИЯ МЕР

В зависимости от степени точности и области применения меры подразделяются на эталоны, образцовые и рабочие меры. *Эталон* называют средство измерений, обеспечивающее воспроизведение и хранение единицы физической величины для передачи ее размера другим средствам измерений.

В зависимости от точности воспроизведения единицы и назначения эталоны подразделяются на первичные,

обеспечивающие воспроизведение единицы с наивысшей достижимой в стране точностью, и вторичные, значение которых устанавливается по первичному эталону. Вторичные эталоны обычно являются рабочими эталонами и предназначены для поверки образцовых средств измерения.

Образцовые меры предназначены для поверки и градуировки рабочих мер и измерительных приборов. Они могут быть также непосредственно использованы для точных измерений. В зависимости от точности образцовые меры подразделяются на три разряда. Образцовые меры первого разряда наиболее точные. Они поверяются непосредственно по рабочим эталонам. Образцовые меры второго разряда поверяются по образцовым мерам первого разряда и т. д.

Рабочие меры изготавливаются для широкого диапазона номинальных значений величин и используются для поверки измерительных приборов и для измерений на промышленных предприятиях и в научных организациях.

2.2. МЕРЫ ЕДИНИЦ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Меры ЭДС. В качестве мер ЭДС, как образцовых, так и рабочих, применяются нормальные элементы различных классов точности. Нормальные элементы представляют собой специальные гальванические элементы, ЭДС которых точно известна. Различают нормальные элементы с насыщенным и ненасыщенным раствором сернокислого кадмия. У элементов с насыщенным раствором ЭДС значительно стабильнее, чем у элементов с ненасыщенным раствором. Преимущество элементов с ненасыщенным раствором заключается в меньшем внутреннем сопротивлении (около 300 Ом) и в очень малом температурном коэффициенте.

Насыщенный нормальный элемент состоит из запаянного стеклянного сосуда Н-образной формы, в нижние концы которого впаяны платиновые проводники (рис. 2.1). Положительным электродом *1* служит ртуть, заполняющая нижнюю часть одной ветви сосуда, отрицательным электродом *5* — амальгама кадмия, расположенная в нижней части другой ветви сосуда. Над ртутью расположен слой пасты *2* из смеси сернокислой ртути (Hg_2SO_4) и сернокислого кадмия (CdSO_4). Паста явля-

ется деполяризатором. Электролитом 4 служит насыщенный раствор сернокислого кадмия. Насыщение раствора обеспечивается кристаллами сернокислого кадмия 3, помещенными поверх электродов.

Насыщенные нормальные элементы бывают трех классов точности: 0,001; 0,002 и 0,005. Значения ЭДС для этих элементов нормируются ГОСТ 1954-75. Например, для элементов класса точности 0,005 при температуре 20°С ЭДС должна находиться в пределах 1,0185—1,0187 В, а ее изменение за год не должно превосходить 50 мкВ. Пропускать через элемент ток более 1 мкА недопустимо. Зависимость ЭДС насыщенных элементов от температуры известна и при отклонении ее от 20°С должна учитываться.

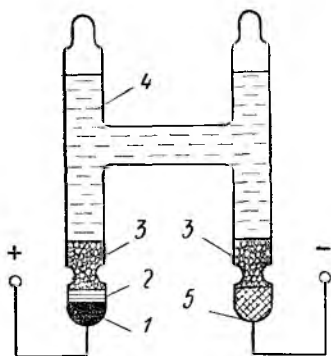


Рис. 2.1. Нормальный элемент.

Ненасыщенные элементы имеют класс точности 0,02, а их ЭДС лежит в пределах 1,0186—1,0194 В при допустимом ее изменении за год не более чем на 200 мкВ.

Нормальные элементы нельзя трясти и опрокидывать, они должны быть защищены от действия сильных источников света и теплоты. Хранить их необходимо при возможно более постоянной температуре.

Меры электрического сопротивления. Образцовые¹ и рабочие меры электрического сопротивления выполняются в виде катушек сопротивления. Номинальное сопротивление образцовой катушки должно удовлетворять условию $R = 10^n$ Ом, где n — целое число. Минимальное сопротивление катушки равно 10^{-5} Ом, максимальное — 10^{10} Ом.

¹ Слово «образцовый», относящееся в катушкам сопротивления, катушкам индуктивности и взаимной индуктивности и конденсаторам, указывает на принадлежность этих элементов к образцовым мерам. К образцовым мерам относятся также высокоточные средства измерения, которые не называются образцовыми, например магазины сопротивлений, индуктивностей и емкостей высокого класса точности, вариометры и т. д.

Образцовые катушки сопротивления изготавливаются из манганиновой проволоки или ленты. Манганин — это сплав Cu (84%), Ni (4%) и Mn (12%). Он обладает малым температурным коэффициентом сопротивления ($10^{-5} \text{ 1/}^\circ\text{C}$), большим удельным сопротивлением (0,45 мОм·м) и малой термо-ЭДС при контакте с медью (2 мкВ на 1°C).

Образцовым катушкам сопротивления согласно ГОСТ 23737-79 присваивается один из следующих классов точности: 0,0005; 0,001; 0,002; 0,005; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1 и 0,2. Число, определяющее класс точности катушки, обозначает наибольшую допустимую относительную погрешность, выраженную в процентах.

На рис. 2.2 показано устройство образцовой катушки. На металлический или фарфоровый каркас 1 нама-

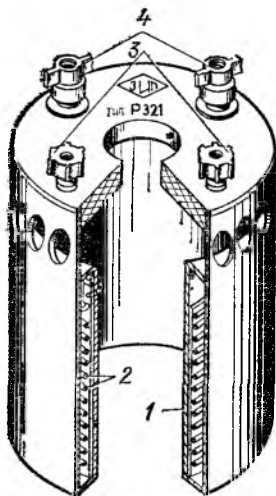


Рис. 2.2. Образцовая катушка сопротивления.

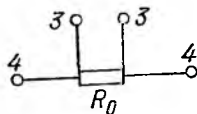


Рис. 2.3. Электрическая схема соединений токовых и потенциальных зажимов.

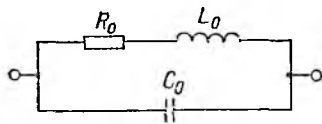


Рис. 2.4. Эквивалентная электрическая схема катушки сопротивления.

тывается обмотка 2 из манганиновой проволоки, концы которой припаиваются к зажимам 3 и 4. Каркас катушки крепится к корпусу с отверстиями для лучшего охлаждения обмотки. В некоторых конструкциях каркас заполняется трансформаторным маслом, что повышает

влажностойкость изоляции и улучшает условия теплоотдачи обмотки.

Катушки снабжаются четырьмя зажимами, два из которых называются токовыми (зажимы 4) и предназначены для включения образцовой катушки в цепь тока, два других называются потенциальными (зажимы 3). Потенциальные зажимы предназначены для измерения падения напряжения на сопротивлении катушки (рис. 2.3).

Образцовые катушки должны иметь возможно меньшие собственные емкость и индуктивность. В первом приближении эквивалентную схему катушек сопротивления можно представить в виде схемы на рис. 2.4.

Степень безреактивности катушки обычно характеризуется постоянной времени, под которой понимается величина

$$\tau = L_0/R_0 - C_0 R_0, \quad (2.1)$$

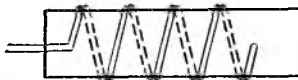
где L_0 — индуктивность; C_0 — распределенная емкость катушки.

Чем меньше постоянная времени τ , тем лучше катушка.

Из (2.1) следует, что у катушек с относительно малым сопротивлением постоянная времени определяется преимущественно индуктивностью, а у катушек с большим сопротивлением — емкостью.

Для уменьшения постоянной времени катушек применяются специальные виды намотки. Индуктивность

Рис. 2.5. Схема бифилярной намотки.



очень мала, когда намотка бифилярная и когда проводник намотан на тонкую изоляционную пластину. При бифилярной намотке проводник складывается вдвое, обе стороны получившейся длинной петли плотно прикладываются друг к другу, и такой вдвоенный провод наматывается на каркас (рис. 2.5). В результате токи, протекающие по двум соседним проводникам, направлены встречно и их суммарное магнитное поле практически равно нулю. Однако бифилярная обмотка, состоящая из

значительного числа витков, обладает заметной собственной распределенной емкостью. Для уменьшения емкости бифилярной обмотки ее разделяют на ряд секций. Благодаря последовательному соединению емкостей отдельных секций общая емкость обмотки снижается.

Снижение индуктивности обмотки, выполненной на тонких пластинах, происходит за счет малой площади сечения витков.

Наборы различных катушек сопротивлений, смонтированных в одном корпусе, называются магазинами сопротивлений. Катушки сопротивлений, используемые в магазинах, по конструкции проще образцовых катушек и поэтому уступают им по точности. Специальные переключатели позволяют набирать из имеющихся в магазине катушек различные значения сопротивлений.

В зависимости от конструкции переключающего устройства различают магазины сопротивлений с втычными и рычажными контактами. В магазине с втычными кон-

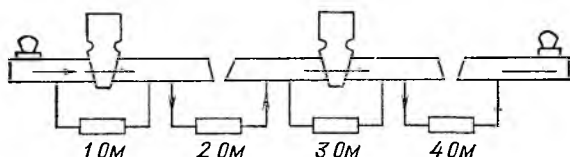


Рис 2.6 Схема устройства магазина сопротивлений с втычными контактами.

тактами (рис. 2.6) каждую катушку можно замкнуть, вставив соответствующий контакт. На рис. 2.6 стрелками указан путь тока, когда подобрано сопротивление, равное $2+4=6$ Ом (два втычных контакта вынуты). Катушки в штепсельном магазине соединяются группами, значения сопротивлений катушек в группе находятся в отношении $1:2:3:4$. Каждая следующая группа из четырех катушек имеет сопротивление в 10 раз больше предыдущей. При таком наборе требуется наименьшее количество катушек для получения заданного сопротивления. Например, магазин сопротивлений, состоящий из шести групп катушек, позволяет получить сопротивления от 0,1 до 111 110 Ом через 0,1 Ом. При работе с магазином с втычными контактами следует учитывать, что действительное значение включенного сопротивления бу-

дет больше номинального на сумму контактных сопротивлений всех вставленных контактов.

Рычажные магазины состоят из набора катушек, присоединенных к контактам, по которым скользят щетки, жестко скрепленные с рычагами (рис. 2.7). Значение введенного суммарного сопротивления отсчитывается непосредственно по положению рычагов. Рычажные магазины выполняются обычно как декадные. Каждая дека-

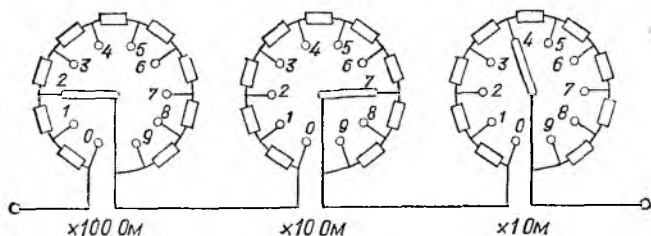


Рис. 2.7. Схема устройства рычажного магазина сопротивлений.

да имеет девять одинаковых катушек. Катушки следующей декады имеют сопротивление, в 10 раз больше сопротивления предыдущей декады. При положениях рычагов, изображенных на рис. 2.7, в магазине набрано сопротивление 274 Ом.

В паспортах магазинов сопротивлений обычно указываются допустимые погрешности магазина, допустимый ток, нагрузка в ваттах на катушку и частотный диапазон.

Магазины сопротивлений могут служить не только мерами, но и реостатами для регулирования тока и напряжения.

Меры индуктивности и взаимной индуктивности. Образцовые и рабочие меры индуктивности и взаимной индуктивности представляют собой катушки индуктивности и взаимной индуктивности. Катушки должны сохранять постоянство индуктивности с течением времени и обладать малым активным сопротивлением, независимостью индуктивности от значения тока и возможно малой зависимостью индуктивности от частоты и температуры.

Образцовые катушки индуктивности (рис. 2.8) представляют собой пластмассовый или фарфоровый каркас с наложенной на него обмоткой из медной изолированной проволоки. Использование каркаса из немагнитного

материала исключает зависимость индуктивности от тока в катушке. Для уменьшения влияния внешних магнитных полей катушки экранируют. Образцовые катушки индуктивности изготавливают с пятью номинальными значениями: 1; 0,1; 0,01; 0,001 и 0,0001 Г.

Образцовые катушки взаимной индуктивности отличаются от катушек индуктивности наличием двух обмоток, жестко укрепленных на общем каркасе.

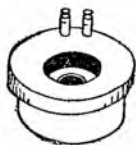


Рис. 2.8. Образцовая катушка индуктивности.

Катушки индуктивности и взаимной индуктивности предназначены для работы в цепях переменного тока с частотой до 10 кГц.

В качестве образцовых и рабочих мер переменной индуктивности и взаимной индуктивности служат вариометры. Вариометр состоит из двух катушек, одна из которых подвижная. Она может перемещаться относительно неподвижной катушки. Путем изменения взаимного расположения катушек можно плавно изменять значение индуктивности или взаимной индуктивности. Точность вариометров ниже точности образцовых катушек индуктивности.

Наборы различных катушек индуктивностей, смонтированных в одном корпусе, называются магазином индуктивностей. Иногда в состав магазина индуктивностей входит также вариометр.

По принципу выполнения декад и внешнему оформлению магазины индуктивностей аналогичны магазинам сопротивлений. У большинства магазинов при изменении индуктивности общее активное сопротивление магазина остается неизменным. Для этого в магазине предусмотрены катушки сопротивления, замещающие активное сопротивление выключаемых катушек индуктивности.

Меры емкости. Образцовые и рабочие меры емкости представляют собой конденсаторы постоянной или переменной емкости. К ним предъявляются следующие основные требования: минимальная зависимость емкости от времени, температуры и частоты; малые потери в ди-

электрике, характеризующиеся тангенсом угла потерь; высокое сопротивление и прочность изоляции.

В наибольшей степени этим требованиям отвечают воздушные конденсаторы. Они выпускаются как постоянной, так и переменной емкости. Однако из-за низкой диэлектрической проницаемости воздуха воздушные конденсаторы имеют большие габариты даже при малом значении емкости, поэтому образцовые конденсаторы постоянной емкости с воздушным диэлектриком имеют емкость не более 0,01 мкФ. Максимальная емкость воздушных конденсаторов переменной емкости обычно не превышает 1100 пФ.

В образцовых конденсаторах с большим значением емкости в качестве диэлектрика используется слюда. Слюдяные конденсаторы имеют худшие электрические параметры, чем воздушные, в частности больший тангенс угла диэлектрических потерь, но позволяют получить значительные емкости (до 1 мкФ) при небольших габаритах. Они состоят из тонких металлических пластин со слюдяными прослойками.

Слюдяные конденсаторы выпускаются в виде как отдельных мер с постоянным значением емкости, так и магазинов емкостей. Магазины емкостей состоят из отдельных конденсаторов постоянной емкости. В отличие от магазинов сопротивлений, где отдельные резисторы соединяются последовательно, в магазинах емкостей для получения суммарной емкости нескольких конденсаторов их соединяют между собой параллельно.

В настоящее время широко применяются магазины, состоящие из двух блоков, например магазин емкостей типа Р5025. Первый блок этого магазина имеет три декады со ступенчатым изменением емкости от 0,001 до 1,111 мкФ (переключатели рычажные) и одну декаду с плавным изменением емкости от 0,0001 до 0,001 мкФ. Второй блок имеет две декады со ступенчатым изменением емкости от 1,0 до 110 мкФ (втычные контакты). Наибольшее значение емкости магазина составляет 111,111 мкФ. Магазин типа Р5025 предназначен для работы в диапазоне частот от 40 Гц до 30 кГц. Погрешность первого блока не превышает 0,1% второго — 0,5%.

2.3. ЭТАЛОНЫ ЕДИНИЦ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

К эталону основных единиц электрических величин относится эталон силы электрического тока.

Единица силы тока ампер есть сила неизменяющегося тока, который, проходя по двум параллельным прямолинейным проводникам бесконечной длины и ничтожно малого кругового сечения, расположенным на расстоянии 1 м один от другого в вакууме, вызывает между этими проводниками силу, равную $2 \cdot 10^{-7}$ Н на каждый метр длины.

Установка для воспроизведения ампера представляет собой точные равноплечие весы, к одному из плеч которых подвешена рабочая подвижная катушка K_1

(рис. 2.9). Рабочая катушка помещена внутри неподвижной катушки K_2 , и через обе пропущен один и тот же ток. Сила взаимодействия двух катушек пропорциональна квадрату тока и уравновешивается силой тяжести, создаваемой гирями, подвешенными к другому плечу. Значение груза, уравновешивающего силу взаимодействия между катушками при токе 1 А, находят расчетным путем.

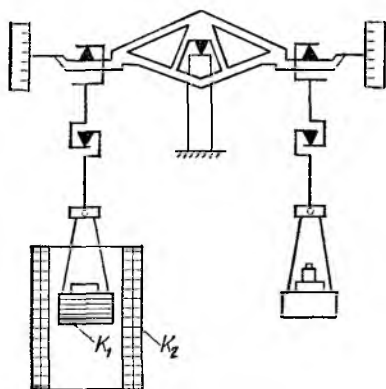


Рис. 2.9. Схема устройства токовых весов.

Точность установки тока 1 А зависит от точности определения геометрических размеров катушки и силы тяжести, обусловленной гирями. В ампер-весах фактически осуществляется сопоставление тока с единицей длины (измерение размеров катушки), единицей массы (гири) и единицей времени, так как сила тяжести вычисляется по массе гирь и по значению ускорения свободного падения, в формулу которого входит время. Таким образом, ампер воспроизводится через основные единицы — метр, килограмм и секунду.

К эталонам производных единиц относятся эталоны ЭДС, электрического сопротивления, индуктивности и электрической емкости.

Эталон ЭДС состоит из 20 насыщенных нормальных элементов и устройства сравнения (компаратора) для взаимного сличения нормальных элементов. Такую совокупность мер называют групповым эталоном. Электродвижущая сила каждого из элементов с течением времени может несколько колебаться в ту или иную сторону, но среднее значение ЭДС всей группы оказывается стабильным.

Эталон индуктивности является групповым и состоит из четырех катушек. Индуктивность катушек зависит от числа витков и их линейных размеров, т. е. может быть определена путем измерения этих размеров. Это равносильно сравнению эталона индуктивности с метром, являющимся единицей основной величины — длины.

Эталон электрического сопротивления (эталон ома) также является групповым — он состоит из 10 манганиновых катушек электрического сопротивления с номинальным значением 1 Ом, помещенных в двойных герметических кожухах, заполненных сжатым воздухом.

Проверка первичных эталонов ЭДС и сопротивления, т. е. нахождение их числовых значений, осуществляется с помощью первичного эталона индуктивности (эталона генри) и первичного эталона ампера, т. е. с помощью ампер-весов. Для этой цели при помощи специальных методов сравнивают сопротивление R катушки с индуктивным сопротивлением $X = \omega L$ эталона индуктивности на переменном токе, частота которого точно известна. Круговая частота ω связана с периодом переменного тока T зависимостью $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$.

Электродвижущая сила нормального элемента сравнивается с падением напряжения на измерительной катушке, входящей в состав эталона сопротивления, при прохождении по ней тока, измеряемого ампер-весами.

Эталон электрической емкости представляет собой воздушный конденсатор переменной емкости специальной конструкции. Выходным параметром эталона является изменение его емкости ΔC , возникающее при перемещении его подвижной части на 100 мм. Изменение емкости определяют расчетным путем.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ

3.1. ШУНТЫ И ДОБАВОЧНЫЕ РЕЗИСТОРЫ

Шунт является простейшим измерительным преобразователем тока в напряжение. Он представляет собой четырехзажимный резистор. Два входных зажима, к которым подводится ток I , называются токовыми, а два выходных зажима, с которых снимается напряжение U , называются потенциальными (рис. 3.1). К потенциа-

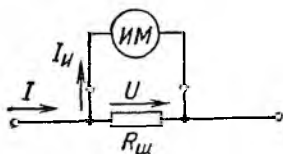


Рис. 3.1. Схема соединения измерительного механизма с шунтом.

льным зажимам обычно присоединяют измерительный механизм $ИМ$ прибора.

Шунт характеризуется номинальным значением входного тока $I_{ном}$ и номинальным значением выходного напряжения $U_{ном}$. Их отношение определяет номинальное сопротивление шунта $R_{ш} = U_{ном}/I_{ном}$.

Шунты применяются для расширения пределов измерения измерительных механизмов по току, при этом большую часть измеряемого тока пропускают через шунт, а меньшую — через измерительный механизм. Шунты имеют небольшое сопротивление и применяются, главным образом, в цепях постоянного тока с магнитоэлектрическими измерительными механизмами.

На рис. 3.1 приведена схема включения магнитоэлектрического механизма $ИМ$ с шунтом $R_{ш}$. Ток $I_{и}$, протекающий через измерительный механизм, связан с измеряемым током I зависимостью

$$I_{и} = I \frac{R_{ш}}{R_{ш} + R_{и}},$$

где $R_{и}$ — сопротивление измерительного механизма.

Если необходимо, чтобы ток $I_{и}$ был в n раз меньше тока I , то сопротивление шунта должно быть:

$$R_{ш} = R_{и}/(n - 1),$$

где $n = I/I_{и}$ — коэффициент шунтирования.

Шунты изготовляют из манганина. Если шунт рассчитан на небольшой ток (до 30 А), то его обычно встраивают в корпус прибора (внутренние шунты). Для измерения больших токов используют приборы с наружными шунтами. В этом случае мощность, рассеиваемая в шунте, не нагревает прибор.

На рис. 3.2 показан наружный шунт на 2000 А. Он имеет массивные наконечники из меди, которые служат для отвода тепла от манганиновых пластин, впаиваемых между ними. Зажимы шунта *А* и *Б* — токовые. Измери-

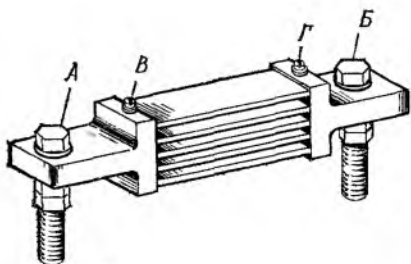


Рис 3.2 Наружный шунт.

тельный механизм присоединяют к потенциальным зажимам *В* и *Г*, между которыми и заключено сопротивление шунта. При таком включении измерительного механизма устраняются погрешности от контактных сопротивлений.

Наружные шунты обычно выполняются калиброванными, т. е. рассчитываются на определенные токи и падения напряжения. По ГОСТ 8042-78 калиброванные шунты должны иметь номинальное падение напряжения 10, 15, 30, 50, 60, 75, 100, 150 и 300 мВ.

Для переносных магнитоэлектрических приборов на токи до 30 А внутренние шунты изготовляют на несколько пределов измерения. На рис. 3.3, *а, б* показаны схемы многопредельных шунтов. Многопредельный шунт состоит из нескольких резисторов, которые можно переключать в зависимости от предела измерения рычажным переключателем (рис. 3.3, *а*) или путем переноса провода с одного зажима на другой (рис. 3.3, *б*).

Применение шунтов с измерительными механизмами других систем, кроме магнитоэлектрической, нерационально, так как другие измерительные механизмы по-

требляют большую мощность, что приводит к существенному увеличению сопротивления шунтов и, следовательно, к увеличению их размеров и потребляемой мощности.

При работе шунтов с измерительными механизмами на переменном токе возникает дополнительная погрешность от изменения частоты, так как сопротивления шун-

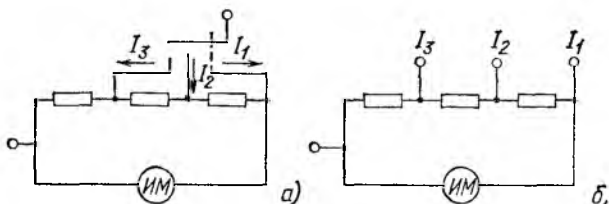


Рис. 33. Схемы многопредельных шунтов.

а — шунта с рычажным переключателем; б — шунта с отдельными выводами

та и измерительного механизма по-разному зависят от частоты.

Шунты разделяются на классы точности 0,02; 0,05; 0,1; 0,2 и 0,5. Число, определяющее класс точности, обозначает допустимое отклонение сопротивления шунта в процентах его номинального значения.

Серийные шунты выпускаются для токов не более 5000 А. Для измерения токов свыше 5000 А допустимо параллельное соединение шунтов.

Добавочные резисторы являются измерительными преобразователями напряжения в ток, а на значение тока непосредственно реагируют измерительные механизмы стрелочных вольтметров всех систем, за исключением электростатической и электронной. Добавочные резисторы служат для расширения пределов измерения по напряжению вольтметров различных систем и других приборов, имеющих параллельные цепи, подключаемые к источнику напряжения. Сюда относятся, например, ваттметры, счетчики энергии, фазометры и т. д.

Добавочный резистор включают последовательно с измерительным механизмом (рис. 3.4). Ток $I_{и}$ в цепи, состоящий из измерительного механизма с сопротивлением $R_{и}$ и добавочного резистора с сопротивлением $R_{д}$, составит:

$$I_{и} = U / (R_{и} + R_{д}),$$

где U — измеряемое напряжение.

Если вольтметр имеет предел измерения $U_{\text{ном}}$ и сопротивление измерительного механизма $R_{\text{и}}$ и при помощи добавочного резистора $R_{\text{д}}$ надо расширить предел измерения в n раз, то, учитывая постоянство тока $I_{\text{и}}$, протекающего через измерительный механизм вольтметра, можно записать:

$$U_{\text{ном}}/R_{\text{и}} = nU_{\text{ном}}/(R_{\text{и}} + R_{\text{д}}),$$

откуда

$$R_{\text{д}} = R_{\text{и}}(n - 1).$$

Добавочные резисторы изготавливаются обычно из изолированной манганиновой проволоки, намотанной на пластины или каркасы из изоляционного материала. Они

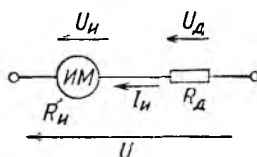


Рис 34. Схема соединения измерительного механизма с добавочным резистором.

применяются в цепях постоянного и переменного тока. Добавочные резисторы, предназначенные для работы на переменном токе, имеют бифилярную обмотку для получения безреактивного сопротивления.

При применении добавочных резисторов не только расширяются пределы измерения вольтметров, но и уменьшается их температурная погрешность. Если принять, что обмотка измерительного механизма имеет температурный коэффициент сопротивления $\beta_{\text{и}}$, а добавочный резистор — температурный коэффициент сопротивления $\beta_{\text{д}}$, то температурный коэффициент всего вольтметра β (рис. 3.4) равен:

$$\beta = (\beta_{\text{и}} R_{\text{и}} + \beta_{\text{д}} R_{\text{д}})/(R_{\text{и}} + R_{\text{д}}).$$

Обычно $\beta_{\text{д}} = 0$, тогда

$$\beta = \beta_{\text{и}} \frac{R_{\text{и}}}{R_{\text{и}} + R_{\text{д}}}.$$

В переносных приборах добавочные резисторы изготавливаются секционными на несколько пределов измерения (рис. 3.5).

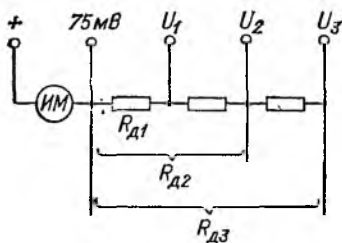


Рис. 3.5. Схема многопредельного вольтметра.

бым прибором, номинальный ток которого равен номинальному току добавочного резистора.

Калиброванные добавочные резисторы делятся на классы точности 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5 и 1,0. Они выполняются на номинальные токи от 0,5 до 30 мА.

Добавочные резисторы применяются для преобразования напряжений до 30 кВ.

3.2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ. ОБЩИЕ ПОНЯТИЯ

Измерительные трансформаторы подразделяются на трансформаторы тока и напряжения и предназначаются соответственно для преобразования больших переменных токов и напряжений в относительно малые токи и напряжения. Благодаря трансформаторам можно применять приборы с небольшими стандартными номинальными значениями тока и напряжения (например, 5 А и 100 В) в высоковольтных цепях, по которым могут протекать большие токи.

Измерительные трансформаторы состоят из двух изолированных друг от друга обмоток, помещенных на магнитопроводе: первичной с числом витков ω_1 и вторичной с числом витков ω_2 (рис. 3.6, а, б).

При измерении в высоковольтных цепях трансформаторы обеспечивают безопасность обслуживания приборов, присоединенных к вторичным обмоткам. Это достигается за счет электрической изоляции (гальванического разделения) первичной и вторичной обмоток трансформаторов и заземления металлического корпуса и вторичной обмотки. При отсутствии заземления и повреждении изоляции между обмотками вторичная обмотка и подключенные к ней приборы окажутся под высоким потенциалом, что недопустимо.

В трансформаторах тока, как правило, первичный ток I_1 больше вторичного I_2 . Первичная обмотка выполняется из провода различного сечения в зависимости от номинального первичного тока $I_{ном}$. Если $I_{ном}$ превышает 500 А, она может состоять из одного витка в виде прямой медной шины (или стержня), проходящей через окно сердечника. Вторичная обмотка у всех стандартных трансформаторов тока наматывается из проводов небольшого сечения. В соответ-

Добавочные резисторы бывают внутренние и наружные. Последние выполняются в виде отдельных блоков и подразделяются на индивидуальные и калиброванные. Индивидуальный резистор применяется только с тем прибором, который с ним градуировался. Калиброванный резистор может применяться с лю-

ствии с ГОСТ 7746-78Е вторичный номинальный ток $I_{2ном}$ может быть 1; 2; 2,5; 5А при значениях $I_{1ном}$ в пределах от 0,8 до 40 000 А.

В трансформаторах напряжения первичное напряжение U_1 больше вторичного U_2 , поэтому у них $\omega_1 > \omega_2$. Обе обмотки выполняются из относительно тонкого провода (первичная — из более тонкого, чем вторичная). Вторичное номинальное напряжение $U_{2ном}$ у стационарных трансформаторов составляет 100 и $100/\sqrt{3}$ В при первичном номинальном напряжении $U_{1ном}$ до $750/\sqrt{3}$ В.

По схемам включения в измеряемую цепь и условию работы трансформаторы тока и напряжения отличаются друг от друга. Первичная обмотка трансформаторов тока, выводы которой обозначаются буквами L_1, L_2 (линия), включается в измеряемую цепь последовательно (рис. 3.6). Ко вторичной обмотке, выводы которой обо-

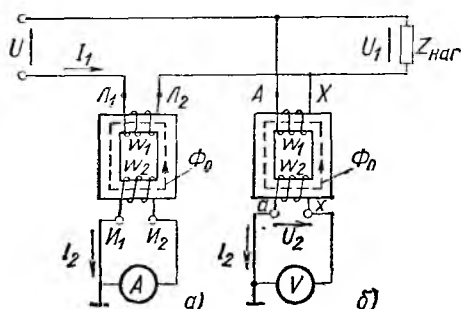


Рис. 3.6. Схемы включения измерительных трансформаторов.
а — трансформатора тока; б — трансформатора напряжения.

значаются буквами I_1, I_2 (измерение), последовательно подключают амперметры, последовательные обмотки ваттметров, счетчиков и других приборов. Первичная обмотка трансформатора напряжения, выводы которой обозначаются буквами A, X (начало — конец), включается в измеряемую цепь параллельно, а к выводам вторичной обмотки, обозначаемой соответственно буквами a, x , подключают параллельно вольтметры, параллельные цепи ваттметров, счетчиков и других приборов.

По показаниям приборов, включенных во вторичные обмотки, можно определить значения измеряемых величин. Для этого их показания надо умножить на действительные коэффициенты трансформации K_I и K_U . Для трансформатора тока $K_I = I_1/I_2$. Для трансформатора напряжения $K_U = U_1/U_2$.

Действительные коэффициенты трансформации обычно неизвестны, так как они зависят от режима работы трансформатора, т. е. от значений токов и напряжений, характера и значения сопротивления нагрузки вторичной цепи и частоты тока; поэтому показания прибора умножают не на действительные, а на номинальные коэффициенты трансформации. Они указаны на щитке трансформатора в виде дроби, числитель которой есть номинальное значение первичной, а знаменатель — вторичной величины. Номинальный коэффициент транс-

формации для данного трансформатора имеет постоянное значение. Для трансформаторов тока обозначим его $K_{I\text{ном}}$, для трансформаторов напряжения — $K_{U\text{ном}}$.

Относительная погрешность в процентах из-за неравенства действительного и номинального коэффициентов трансформации определяется выражениями:

для трансформатора тока

$$\gamma_I = \frac{I_1' - I_1}{I_1} 100 = \frac{K_{I\text{ном}} - K_I}{K_I} 100,$$

где $I_1' = K_{I\text{ном}} I_2$, $I_1 = K_I I_2$;

для трансформатора напряжения

$$\gamma_U = \frac{U_1' - U_1}{U_1} 100 = \frac{K_{U\text{ном}} - K_U}{K_U} 100,$$

где $U_1' = K_{U\text{ном}} U_2$, $U_1 = K_U U_2$.

Погрешность γ_I называется токовой погрешностью, а γ_U — погрешностью напряжения. Кроме этих погрешностей у измерительных трансформаторов имеется еще так называемая угловая погрешность. Она возникает вследствие фазовых сдвигов между первичной и вторичной величинами, вносимых трансформатором.

В идеальном трансформаторе вектор вторичного тока I_2 сдвинут по фазе относительно вектора первичного тока I_1 на 180° . Такой же сдвиг по фазе должен быть между векторами вторичного U_2 и первичного U_1 напряжений в трансформаторе напряжения. В реальном трансформаторе угол между повернутым на 180° вектором вторичной величины и соответствующим вектором первичной величины не равен нулю, а составляет угол δ , который называется угловой погрешностью трансформатора. Погрешность считается положительной, если повернутый на 180° вектор вторичной величины опережает вектор первичной величины.

Угловая погрешность измерительных трансформаторов влияет только на показания приборов, отклонение подвижной части которых зависит от сдвига фаз между токами в цепях этих приборов. К ним относятся ваттметры, счетчики энергии и фазометры.

3.3. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА

Трансформатор тока работает в режиме, близком к короткому замыканию, 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. 3.7 приведена векторная диаграмма трансформатора тока, построение которой начинают с вектора $\dot{I}_2 \omega_2$ — магнитодвижущей силы (МДС) вторичной обмотки. Вектор напряжения \dot{U}_2 получают как сумму векторов напряжений $\dot{I}_2 R$ и $\dot{I}_2 X$ на активном R и реактивном X сопротивлениях нагрузки при токе \dot{I}_2 во вторичной цепи трансформатора.

Электродвижущая сила E_2^* , наводимая во вторичной обмотке потоком Φ_0 в магнитопроводе, получена в результате сложения вектора \dot{U}_2 с векторами $\dot{I}_2 R_2$ и $\dot{I}_2 X_2$ напряжений на активном R_2 сопротивлении вторичной обмотки и его реактивном сопротивлении X_2 , обусловленном потоком рассеяния.

Выше отмечалось, что вектор МДС $\dot{I}_2 \omega_2$ сдвинут по фазе относительно вектора МДС $\dot{I}_1 \omega_1$ почти на 180° , т. е. МДС $\dot{I}_2 \omega_2$ оказывает размагничивающее действие. Вследствие этого магнитный поток Φ_0 в магнитопроводе создается результирующей МДС $\dot{I}_0 \omega_1$, называемой полной МДС трансформатора.

Магнитодвижущая сила $\dot{I}_0 \omega_1$ создается намагничивающим током \dot{I}_0 , практически равным току холостого хода трансформатора. Под током холостого хода понимают ток первичной обмотки, который при разомкнутой вторичной обмотке создает в магнитопроводе номинальный для данного режима магнитный поток.

Магнитодвижущая сила $\dot{I}_0 \omega_1$ состоит из реактивной составляющей $\dot{I}_\mu \omega_1$, непосредственно создающей поток Φ_0 и совпадающей с ним по фазе, и активной составляющей $\dot{I}_\sigma \omega_1$, опережающей Φ_0 на 90° и определяемой потерями на гистерезис и вихревые токи в магнитопроводе.

Вектор МДС $\dot{I}_1 \omega_1$ получен путем сложения вектора МДС $\dot{I}_0 \omega_1$ с повернутым на 180° вектором МДС $\dot{I}_2 \omega_2$, т. е.

$$\dot{I}_0 \omega_1 = \dot{I}_1 \omega_1 + \dot{I}_2 \omega_2. \quad (3.1)$$

При номинальном режиме работы трансформатора тока значение $\dot{I}_0 \omega_1$ обычно составляет не более 1% $\dot{I}_1 \omega_1$ (или $\dot{I}_2 \omega_2$).

При достаточной мощности цепи первичного тока размыкание вторичной цепи трансформатора тока вызовет значительное увеличение Φ_0 , поскольку в этом случае $\dot{I}_0 \omega_1 = \dot{I}_1 \omega_1$. Это может привести к аварии, так как возрастание потока в магнитопроводе приводит к большому увеличению ЭДС (до нескольких сотен вольт), что опасно для обслуживающего персонала и может вызвать электрический пробой изоляции обмоток. Кроме того, увеличение потока сопровождается ростом потерь на перемагничивание и вихревые токи, повышением температуры магнитопровода, а следовательно, и обмоток и может служить причиной термического разрушения их изоляции.

Из векторной диаграммы и уравнения (3.1) можно сделать следующие выводы.

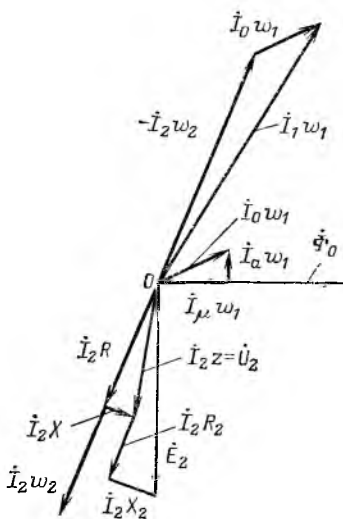


Рис. 3.7. Векторная диаграмма трансформатора тока.

Токовую погрешность для одного значения I_2 можно свести к нулю подбором числа витков w_2 вторичной обмотки. Для других значений тока I_2 погрешность не будет равна нулю, так как ток I_0 не пропорционален току I_2 .

Погрешности трансформатора тока увеличиваются по мере возрастания МДС $I_0 w_1$.

Увеличение сопротивления вторичной обмотки и возрастание нагрузки, т. е. включение большого числа приборов, приводят к повышению ЭДС E_2 , а следовательно, к увеличению потока Φ_0 и МДС $I_0 w_1$. Поэтому для каждого трансформатора указывается его номинальная вторичная нагрузка в омах или номинальная мощность в вольт-амперах. Номинальной нагрузкой трансформатора тока называется наибольшее сопротивление, на которое можно замыкать его вторичную обмотку, не вызывая, увеличения погрешностей выше допустимых для соответствующего класса точности.

Номинальная нагрузка $z_{ном}$ и номинальная мощность трансформатора тока $S_{ном}$ связаны между собой соотношением

$$S_{ном} = I_{2ном}^2 z_{ном}$$

Значение I_0 будет тем меньше, чем выше магнитная проницаемость материала магнитопровода и чем меньше в нем потери на гистерезис и вихревые токи. При неизменном значении Φ_0 ток I_0 будет уменьшаться с сокращением длины магнитопровода и увеличением его сечения, так как при этом уменьшается магнитное сопротивление магнитопровода.

Уменьшение магнитной индукции также приводит к уменьшению I_0 , поэтому в трансформаторах тока значения индукции значительно меньше, чем в силовых трансформаторах, и составляют 0,05—0,15 Тл.

При неизменной нагрузке z_2 и уменьшении измеряемого тока погрешности трансформатора увеличиваются из-за относительного увеличения намагничивающего тока (рис. 3.8).

Магнитопроводы трансформаторов тока изготавливаются из тонкой листовой высокосортной трансформаторной стали, а для особо

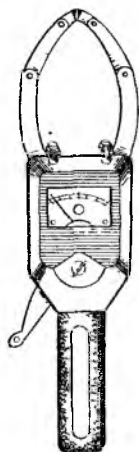
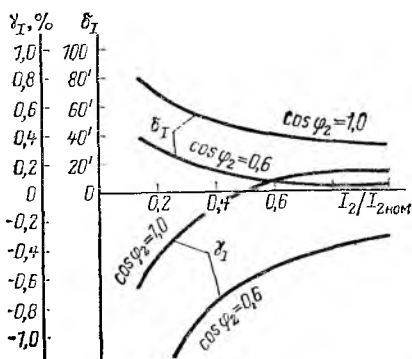


Рис. 3.8. Кривые погрешностей трансформатора тока при разных $\cos \varphi_2$.

Рис. 3.9. Измерительные клещи.

точных трансформаторов — из железоникелевых сплавов типа пермаллоя. Для уменьшения потерь на вихревые токи листы изолируются друг от друга. Чаще всего применяются магнитопроводы стержневого и круглого (кольцевого) типов.

Для уменьшения (компенсации) погрешностей в трансформаторах тока используют искусственное подмагничивание магнитопровода дополнительными полями до значения, при котором материал магнитопровода имеет наибольшую магнитную проницаемость. Это приводит к относительному уменьшению намагничивающего тока I_0 .

Практически компенсация подмагничиванием осуществляется вторичным током при прохождении его по дополнительным обмоткам или подмагничиванием за счет потоков рассеяния. Такие трансформаторы называются компенсированными.

В установках с большими токами короткого замыкания при недостаточно надежной конструкции трансформатора возможны его механические и термические повреждения. Механические повреждения получают вследствие электродинамического взаимодействия проводников с токами.

Электродинамической стойкостью трансформатора тока называют отношение амплитуды тока, которую он может выдержать без изменения своих механических и электрических свойств в течение одного полупериода, к амплитуде номинального тока трансформатора.

Термической стойкостью трансформатора тока называется отношение действующего (среднеквадратического) значения тока, который трансформатор может выдерживать в течение 1 с без изменения своих свойств, к действующему значению номинального первичного тока трансформатора.

В установках с большими токами короткого замыкания применяются трансформаторы тока с высокой термической и электродинамической стойкостью.

На рис. 3.9 представлен переносный трансформатор тока в виде клещей. Она используется в тех случаях, когда необходимо производить измерения без разрыва проводника с измеряемым током. Магнитопровод трансформатора тока разъемный (на шарнирах), благодаря чему он может охватывать провод, образующий первичную обмотку. Для удобства измерения амперметр часто укрепляется на корпусе трансформатора. Точность таких трансформаторов невелика, но достаточна для ориентировочных измерений

В зависимости от области применения измерительные трансформаторы изготавливаются стационарными, предназначенными для установки на открытых площадках распределительных устройств, станций и подстанций и в закрытых помещениях, и переносными — для использования в лабораториях. Стационарные трансформаторы, как правило, имеют один предел измерения, а переносные — несколько пределов. Например, переносный трансформатор тока типа И-54 класса точности 0,2 имеет номинальные первичные токи 0,5; 1,0; 2,0; 5,0; 10,0; 20,0 и 50,0 А, вторичный ток 5А и номинальную нагрузку 0,4 Ом.

На рис. 3.10, а, б даны схема и внешний вид универсального трансформатора типа УТТ-5М. Он имеет магнитопровод из пермаллоя и две обмотки: вторичную (выводы I_1 , I_2) с номинальным током $I_{2ном} = 5$ А и первичную, состоящую из двух секций с номинальными токами 15 и 50 А. При измеряемых токах 100—600 А первичная обмотка создается витками гибкого провода, проходящими через

окно в трансформаторе. Необходимое число витков в этом случае должно быть таким, чтобы сохранялось постоянство значения $I_{\text{ном}}\omega_1$.

По точности трансформаторы тока подразделяются на десять классов: 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 3; 5 и 10. Основные требования к трансформаторам тока установлены ГОСТ 7746-78Е и ГОСТ 23624-79.

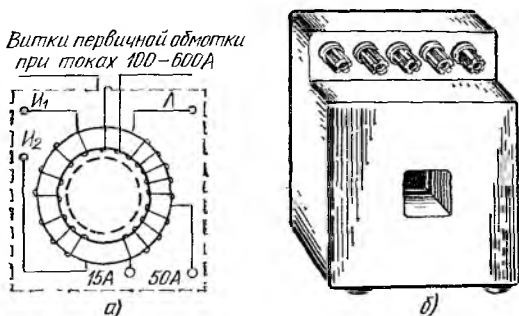


Рис. 3.10. Трансформатор тока типа УТТ-5М.

а — схема; б — внешний вид.

3.4. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Измерительные трансформаторы напряжения работают в режиме, близком к холостому ходу, потому что ко вторичной обмотке трансформатора подключают приборы с относительно большим внутренним сопротивлением.

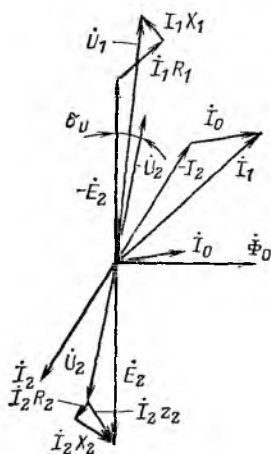


Рис. 3.11. Векторная диаграмма трансформатора напряжения.

На рис. 3.11 приведена векторная диаграмма трансформатора напряжения. Для большей наглядности диаграмма построена в предположении, что число витков первичной ω_1 и вторичной ω_2 обмоток одинакова (в действительности $\omega_1 > \omega_2$). Это позволяет заменить векторы МДС соответствующими токами, что облегчает рассмотрение причин возникновения погрешностей трансформатора.

Последовательность построения векторной диаграммы трансформатора напряжения от тока I_2 во вторичной цепи до тока I_1 в первичной цепи трансформатора такая же, как и в трансформаторе тока.

Векторы напряжений \dot{U}_2 на вторичной обмотке трансформатора и ЭДС \dot{E}_2 находят на основании следующих уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_2 &= \dot{I}_2 (R + jX); \\ \dot{E}_2 &= \dot{U}_2 + \dot{I}_2 (R_2 + jX_2), \end{aligned} \right\} (3.2)$$

где R и X — эквивалентные активное и реактивное сопротивления приборов во вторичной цепи; R_2 и X_2 — активное сопротивление вторичной обмотки и его реактивное сопротивление, обусловленное потоком рассеяния.

Вектор первичного напряжения \dot{U}_1 получен путем сложения повернутого на 180° вектора ЭДС \dot{E}_2 с напряжениями на активном сопротивлении R_1 первичной обмотки трансформатора и его реактивном сопротивлении X_1 , обусловленном потоком рассеяния

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_2 + \dot{I}_1(R_1 + jX_1).$$

Так как $\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}_2$, а также учитывая (3.2), получаем:

$$\dot{U}_1 = -\dot{U}_2 + \dot{I}_0 R_1 + \dot{I}_0 j X_1 - \dot{I}_2(R_1 + R_2) - \dot{I}_2(X_1 + X_2). \quad (3.3)$$

Из (3.3) следует, что вектор первичного напряжения \dot{U}_1 не равен вектору вторичного напряжения \dot{U}_2 , несмотря на то что было принято $\omega_1 = \omega_2$. Отличие напряжений \dot{U}_1 и \dot{U}_2 , а следовательно, погрешности напряжения γ_U и угловая δ_U зависят от токов \dot{I}_2 и \dot{I}_0 и сопротивлений обмоток трансформатора.

Наибольшее влияние на погрешности оказывает нагрузка во вторичной цепи трансформатора.

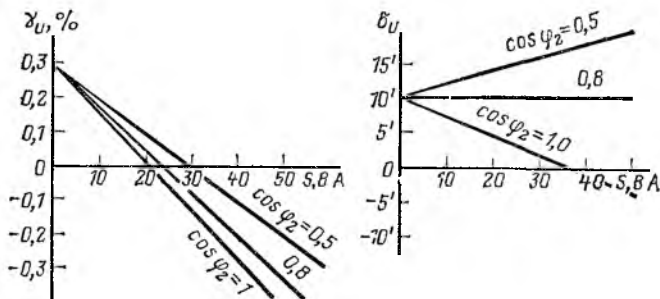


Рис. 3.12. Зависимость погрешностей трансформатора напряжения от нагрузки при разных $\cos \varphi_2$.

На рис. 3.12 приведены типичные графики погрешностей трансформатора напряжения с номинальной мощностью $50 \text{ В} \cdot \text{А}$ в зависимости от мощности во вторичной цепи при разных $\cos \varphi$, т.е. при разном характере нагрузки вторичной цепи. Начиная с некоторого значения мощности, погрешности непрерывно увеличиваются. Во вторичную цепь нужно включать такое количество приборов, чтобы потребляемая ими мощность не превышала номинальной мощности трансформатора, обычно указываемой на его щитке.

Ток I_0 значительно меньше тока I_2 и поэтому согласно (3.3) оказывает на погрешности трансформатора относительно небольшое влияние. Увеличивая ток I_0 , повышают магнитную индукцию в магнитопроводе до $0,6$ — $1,0$ Тл, что значительно больше, чем в трансформаторах тока. Увеличение магнитной индукции позволяет при

заданном напряжении на вторичной обмотке снизить число витков в обмотках трансформатора. В результате при неизменной площади сечения обмоток можно значительно увеличить сечение проводников и уменьшить сопротивление обмоток R_1 и R_2 , при этом плотность тока в проводниках обмоток уменьшится по сравнению с силовыми трансформаторами почти в 10 раз и составит 0,1—0,3 А/мм².

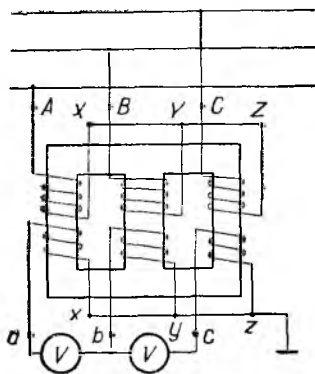
Магнитопроводы трансформаторов обычно изготавливают из лучших сортов кремнистой стали. Благодаря этому уменьшаются реактивные сопротивления X_1 и X_2 , обусловленные соответственно потоками рассеяния первичной и вторичной обмоток трансформаторов, и, кроме того, уменьшаются ток холостого хода и потери в магнитопроводе.

Согласно ГОСТ 1983-77Е и ГОСТ 23625-79 стационарные трансформаторы напряжения делятся на классы точности 0,2; 0,5; 1 и 3, а лабораторные — на классы 0,05, 0,1 и 0,2

Стационарные трансформаторы напряжения изготавливаются на номинальные первичные напряжения до сотен киловольт при вторичном напряжении 150, 100 и $100/\sqrt{3}$ В. Номинальные мощности составляют от 5 до 1200 В·А

По внешнему виду и устройству трансформаторы напряжения мало отличаются от силовых трансформаторов на небольшие мощности. Лабораторные трансформаторы чаще всего бывают переносными на несколько пределов измерения

Рис. 313. Схема устройства и включения трехфазного трансформатора напряжения



Для трехфазных цепей изготавливаются трехфазные трансформаторы напряжения (рис 313). На трех стержнях магнитопровода располагаются три первичные и три вторичные обмотки. Первичные обмотки присоединяются к трехфазной цепи, к выводам вторичных обмоток присоединяются измерительные приборы

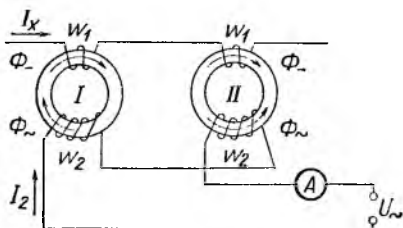
По виду охлаждения трансформаторы напряжения делятся на сухие (для напряжений до 3 кВ) и трансформаторы с заливкой маслом или изолирующей массой (для напряжений 3 кВ и выше).

3.5. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Измерительные трансформаторы постоянного тока применяются для измерения очень больших токов, обычно свыше 6 кА. Такие токи встречаются, например, в алюминиевой промышленности, и шунты для них получаются весьма громоздкими и дорогими. Достоинством трансформаторов постоянного тока является безопасность их применения в цепях с высоким напряжением, так как вторичные обмотки изолированы от первичных.

Принцип действия измерительных трансформаторов постоянного тока существенно отличается от обычных измерительных трансформаторов.

Рис. 3.14. Принципиальная схема измерительного трансформатора постоянного тока.



На рис. 3.14 изображена принципиальная схема такого трансформатора. Он состоит из двух совершенно одинаковых кольцевых магнитопроводов I и II, изготовленных из материала с высокой магнитной проницаемостью (например, из пермаллоя). Первичные обмотки w_1 наматывают на оба магнитопровода в одном направлении, соединяют последовательно и подключают к источнику измеряемого постоянного тока I_x . Обычно первичными обмотками служит токонесущая шина, продетая в отверстия магнитопроводов; в этом случае $w_1=1$. Вторичные обмотки w_2 , намотанные на магнитопроводах в противоположных направлениях, соединяют последовательно и через амперметр переменного тока подключают к вспомогательному источнику переменного напряжения.

На рис. 3.15 приведена кривая намагничивания магнитопроводов $\Phi = F(Iw)$, где Φ — магнитный поток. На этой кривой точкой A обо-

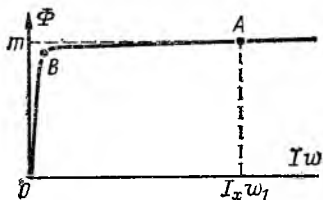


Рис. 3.15. Кривая намагничивания магнитопроводов трансформатора постоянного тока.

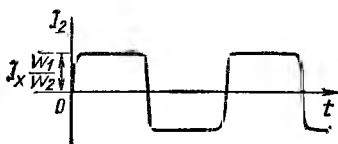


Рис. 3.16. Характер кривой изменения тока во вторичных обмотках трансформатора постоянного тока.

значено значение потока Φ_+ , соответствующего МДС $I_x w_1$, обусловленной измеряемым током I_x .

Измеряемый ток I_x , протекая по первичной обмотке, создает в обоих магнитопроводах одинаково направленные и равные магнитные потоки Φ_+ . Пусть в данный момент времени переменный ток I_2 , протекающий по обмоткам w_2 , имеет такое направление, что поток Φ в магнитопроводе I, созданный МДС $I_2 w_2$, совпадает по направлению с потоком Φ_+ , тогда в магнитопроводе II эти потоки бу-

дут направлены в противоположные стороны, так как обмотки ω_2 включены встречно.

Несмотря на то что в магнитопроводе I МДС измеряемого тока $I_x \omega_1$ и переменного тока $I_2 \omega_2$ совпадают, практического увеличения магнитного потока в магнитопроводе не происходит, так как магнитопровод уже был насыщен постоянным магнитным потоком Φ_0 , при этом ЭДС, наводимая во вторичной обмотке первого магнитопровода, равна:

$$e = -\omega_2 \frac{d\Phi}{dt} = 0.$$

Иной процесс будет иметь место в обмотке ω_2 второго магнитопровода. При возрастании тока I_2 в обмотке рабочая точка A перемещается по кривой намагничивания влево. Пока магнитопровод остается насыщенным (примерно до точки B), увеличение тока не вызывает заметного изменения магнитного потока. Однако как только точка A переместится в область OB , т. е. МДС $I_2 \omega_2$ станет близкой к МДС $I_x \omega_1$, магнитный поток в магнитопроводе начнет резко уменьшаться, и в обмотке ω_2 появится ЭДС, противодействующая дальнейшему увеличению тока I_2 . В результате рост тока I_2 почти полностью прекращается (рис. 3.16), а его максимальное значение может быть определено из уравнения

$$I_{2max} \omega_2 \approx I_x \omega_1,$$

или

$$I_{2max} \approx I_x \omega_1 / \omega_2. \quad (3.4)$$

Так как сердечник I насыщен, то его обмотка ω_2 на ток I_2 практически не влияет.

В течение следующего полупериода, когда переменный ток, а следовательно, и наведенные им потоки Φ_0 изменят свое направление, магнитопроводы I и II поменяются ролями.

Отметим, что если форма кривой намагничивания близка к идеальной прямоугольной (кривая OmA на рис. 3.15), активное сопротивление цепи переменного тока мало, а переменное напряжение достаточно велико, то форма кривой тока I_2 очень близка к прямоугольной и максимальное его значение согласно (3.4) почти не зависит от напряжения и частоты источника питания. При прямоугольной форме кривой тока I_2 его среднее значение равно максимуму. Среднее значение тока измеряют амперметром выпрямительной системы.

Отечесственной промышленностью выпускаются трансформаторы постоянного тока типа И-58М на номинальные первичные токи от 15 до 70 кА. Они имеют класс точности 0,5.

3.6. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 1.

ПОВЕРКА ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

Погрешность коэффициента трансформации и угловую погрешность трансформатора тока можно определить при помощи дифференциального прибора, например, типа АТТ, схема которого дана на рис. 3.17, а.

Первичные обмотки поверяемого TA_x и образцового TA_0 трансформаторов соединены последовательно, и по ним проходит ток I_1 .

Последовательно со вторичной обмоткой образцового трансформатора соединена первичная обмотка образцовой катушки M взаимной индуктивности, вторичная обмотка которой замкнута на реохорд ab . Вторичный ток \dot{I}_{02} образцового трансформатора проходит по контуру $I_{10}AB'VDI_{20}$. Вторичный ток \dot{I}_{x2} поверяемого трансформатора проходит по контуру $I_{1x}ДВВ'БИ_{2x}$.

Таким образом, по резистору $R_{ВД}$ протекает ток ΔI , равный разности токов \dot{I}_{x2} и \dot{I}_{02} . Номинальные значения коэффициентов трансформации образцового и поверяемого трансформаторов выбирают одинаковыми, поэтому $\dot{I}_{x2} \approx \dot{I}_{02}$, а $\Delta I \ll \dot{I}_{x2}$.

На векторной диаграмме (рис. 3.17, б) даны векторы этих трех токов. На этой же диаграмме дан вектор тока \dot{I}_{03} вторичной обмотки катушки взаимной индуктивности. Так как ЭДС, наведенная во вто-

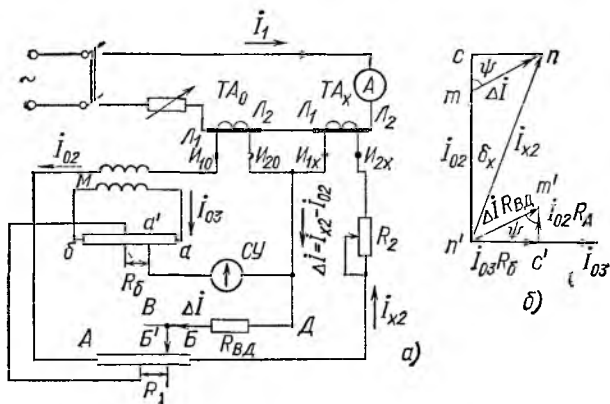


Рис. 3.17. Проверка трансформатора тока.

a — принципиальная схема дифференциального прибора; b — векторная диаграмма.

ричной обмотке катушки взаимной индуктивности, отстает по фазе от тока \dot{I}_{02} на угол, равный $\pi/2$, а сопротивление этой цепи активное, то ток \dot{I}_{03} также отстает по фазе от тока \dot{I}_{02} на угол $\pi/2$.

Считая погрешности образцового трансформатора равными нулю, угол δ_x , образованный векторами токов \dot{I}_{x2} и \dot{I}_{02} , можно рассматривать как угловую погрешность поверяемого трансформатора тока. Так как угловая погрешность мала, то ток \dot{I}_{x2} можно считать равным проекции его вектора на направление вектора тока \dot{I}_{02} , т. е.

$$I_{x2} \cos \delta_x \approx I_{x2} = I_{02} + \Delta I \cos \psi.$$

Отсюда погрешность коэффициента трансформации трансформатора в процентах

$$\gamma_x = \frac{I_{x2} - I_{02}}{I_{02}} 100 = \frac{\Delta I \cos \psi}{I_{02}} 100. \quad (3.5)$$

Из этой же векторной диаграммы с достаточной точностью получим

$$\operatorname{tg} \delta_x = \Delta I \sin \psi / I_{02}.$$

Так как δ_x мал, то $\delta_x \approx \operatorname{tg} \delta_x$ и, следовательно,

$$\delta_x \approx \Delta I \sin \psi / I_{02}.$$

Выражая δ_x не в радианах, а в минутах, получаем:

$$\delta_x = 3440 \frac{\Delta I \sin \psi}{I_{02}} = \frac{\Delta I \sin \psi}{0,00029 I_{02}}. \quad (3.6)$$

Для определения погрешностей трансформатора движки прибора a' и B' перемещают так, чтобы получить нулевое значение тока в сравниваемом устройстве $СУ$, в качестве которого используется вибрационный гальванометр. В этом случае вектор падения напряжения на резисторе $R_{ВД}$ будет равен сумме векторов падений напряжений на сопротивлениях R_A и R_B (рис. 3 17, а).

Так как падение напряжения на сопротивлении резистора $R_{ВД}$ совпадает по фазе с током ΔI , а падение напряжения на сопротивлении резистора R_A совпадает по фазе с током I_{02} , то $\angle n'm'c' = \angle nmc = \angle \psi$, откуда

$$\cos \psi = \frac{I_{02} R_A}{\Delta I R_{ВД}}, \quad \sin \psi = \frac{I_{03} R_B}{\Delta I R_{ВД}}.$$

Подставляя полученные значения в (35) и (36), получаем выражения для погрешности коэффициента трансформации в процентах и для угловой погрешности в минутах.

$$\gamma_x = \frac{\Delta I_{02} R_A}{\Delta I_{02} R_{ВД}} 100 = \frac{R_A}{R_{ВД}} 100; \quad (3.7)$$

$$\delta_x = \frac{\Delta I_{03} R_B}{0,00029 \Delta I_{02} R_{ВД}} = k \frac{R_B}{R_{ВД}}, \quad (3.8)$$

где $k = \frac{1}{0,00029} \frac{I_{03}}{I_{02}}$ — постоянный коэффициент.

Полученные выражения показывают, что погрешности поверяемого трансформатора определяются отношением сопротивлений $R_A/R_{ВД}$ и $R_B/R_{ВД}$.

Сопротивления резисторов R_B , R_A и $R_{ВД}$ и взаимная индуктивность катушки M выбираются с таким расчетом, чтобы на шкалах, по которым определяют положение движков a' и B' , можно было непосредственно отсчитывать значения величин γ_x и δ_x .

Сопротивление нагрузки поверяемого трансформатора тока определяется суммой сопротивлений регулируемого резистора R_2 и части реохорда BB' . Падение напряжения на резисторе $R_{ВД}$ пренебрежимо мало по сравнению с падением напряжения на резисторе R_2 , так как $\Delta I \ll I_{x2}$.

Реохорд наматывают из проволоки большого сечения, и поэтому сопротивление части реохорда BB' очень мало. Следовательно, в первом приближении можно считать, что нагрузка трансформатора TA_x определяется сопротивлением резистора R_2 .

Задание

1. Ознакомиться с приборами, необходимыми для работы. Записать номинальные значения величин, системы, классы точности и заводские номера.

2. Проверить возможность применения имеющейся аппаратуры в данной схеме.

3. Собрать схему и показать ее для проверки руководителю.

4. При различных значениях первичного тока в пределах 20—100 % номинального при номинальном сопротивлении вторичной цепи трансформатора определить погрешность коэффициента трансформации и угловую погрешность трансформатора тока.

5. Определить погрешности трансформатора при первичном токе, равном 50 % номинального, и сопротивлении нагрузки трансформатора тока R_2 , составляющем 20, 50, 100, 150 и 200 % номинального значения.

Т а б л и ц а 3.1. Результаты измерений и расчетов

№ наблюдения	I_1 , А	Сопротивление нагрузки трансформатора, Ом	Погрешности	
			γ_x , %	δ_x , мин

6. По полученным данным построить кривые погрешности трансформатора:

а) $\gamma_x = F(I_1)$ и $\delta_x = F(I_1)$ при номинальном значении сопротивления R_2 ;

б) $\gamma_x = F(R_2)$ и $\delta_x = F(R_2)$ при токе I_1 , равном 50 % номинального значения.

7. Дать заключение о поверяемом трансформаторе.

8. Составить отчет по требуемой форме.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРАХ

4.1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ

Аналоговыми измерительными приборами называют приборы, показания которых являются непрерывной функцией изменений измеряемой величины. Аналоговый электроизмерительный прибор — это, в первую очередь, показывающий прибор, т. е. прибор, допускающий от-

считывание показаний. Для этого у всех аналоговых электроизмерительных приборов имеется отсчетное устройство, состоящее из шкалы, расположенной на циферблате прибора, и указателя.

Указатель отсчетного устройства жестко связан с подвижной частью измерительного механизма, осуществляющего обычно преобразование измеряемой электрической величины в угловое перемещение подвижной части, а следовательно, и указателя.

В измерительном механизме поворот подвижной части осуществляется под действием возникающего в механизме вращающего момента. Значение вращающего момента пропорционально измеряемой электрической величине. Для того чтобы обеспечить однозначную связь между углом поворота подвижной части и значением измеряемой величины, необходимо в каждом аналоговом приборе создавать противодействующий момент, пропорциональный углу поворота подвижной части механизма.

Характер движения подвижной части, а следовательно, и указателя к установившемуся положению играет в приборах существенную роль, определяющую быстроту действия прибора. Поэтому во всех аналоговых приборах предусмотрены различные устройства по созданию оптимального успокаивающего момента.

Наличие подвижной части в измерительном механизме требует применения специальных опорных устройств, создающих относительно малый момент трения.

Таким образом, независимо от назначения аналогового электроизмерительного прибора и от разновидности применяемого в нем измерительного механизма любой прибор содержит общие для всех аналоговых приборов узлы и элементы. Это — отсчетное устройство, устройства по созданию противодействующего и успокаивающего моментов, опорное устройство. Кроме того, общими для всех аналоговых приборов являются и технические требования, определяемые соответствующими ГОСТ. Ниже рассматриваются технические требования к аналоговым приборам, а также конструкции и особенности работы всех перечисленных выше устройств.

42 ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ

Общие технические требования ко всем аналоговым и цифровым приборам, а также к мерам электрических величин и измерительным преобразователям сформули-

рованы в ГОСТ 22261-76. Следует отметить, что технические требования к электронизмерительным приборам, выпущенным до 1981 г., формулировались в ГОСТ 1845-59. В настоящее время этот ГОСТ отменен.

На основании ГОСТ 22261-76 разработаны и введены в действие частные ГОСТ на отдельные виды электроизмерительной аппаратуры, например ГОСТ 8711-78 «Амперметры и вольтметры», ГОСТ 8476-78 (Ваттметры и варметры), ГОСТ 8039-79 «Фазометры» и т. д. Государственные стандарты на отдельные виды аппаратуры устанавливают различные классы точности приборов. Так, ГОСТ 8711-78 для амперметров и вольтметров устанавливает следующие классы точности: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 1,5; 2,5; 4,0 и 5,0. Кроме того, разрешается выпуск амперметров и вольтметров класса точности 0,3.




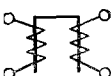






Классы точности приборов устанавливаются по основной приведенной погрешности. Наибольшее численное значение основной приведенной погрешности прибора каждого данного класса не должно превышать численного значения этого класса. Например, для прибора класса 0,2 численное значение наибольшей основной приведенной погрешности не должно превышать $\pm 0,2\%$.

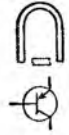





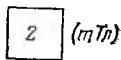
Кроме того, в ГОСТ для каждого данного класса точности прибора регламентируются погрешности от вариации показаний и изменения показаний прибора от различных внешних факторов (наклон прибора, температура окружающей среды, внешние магнитные и электрические поля и т. д.).

Требования к электрической прочности и сопротивлению изоляции между изолированными от корпуса по постоянному току электрическими цепями приборов устанавливаются соответствующими ГОСТ. Кроме того, регламентируется время успокоения подвижной части приборов.

Время установления показаний, обусловленное временем успокоения подвижной части, у абсолютного большинства аналоговых приборов не должно превышать 4 с. Это значит, что с момента подачи измеряемой величины на вход прибора, или с момента изменения этой величины, установившееся положение указателя отсчетного устройства наступает не более чем через 4 с. Исключение составляют термоэлектрические и электростатические приборы, для которых наибольшее время установления показаний не превышает 6 с.

Таблица 4.1 Условные обозначения приборов

Наименование	Условное обозначение
Прибор магнитоэлектрический с подвижной рамкой	
Логометр магнитоэлектрический	
Прибор электромагнитный	
Логометр электромагнитный	
Прибор электродинамический	
Прибор ферродинамический	
Логометр ферродинамический	
Прибор индукционный	
Прибор электростатический	
Прибор магнитоэлектрический с выпрямителем (выпрямительный прибор)	

Наименование	Условное обозначение
Прибор магнитоэлектрический с электронным преобразователем в измерительной цепи (электронный прибор)	
Прибор магнитоэлектрический с неизолированным термопреобразователем (термоэлектрический прибор)	
Ток постоянный	—
Ток переменный (однофазный)	~
Ток постоянный и переменный	≈
Ток трехфазный переменный (общее обозначение)	≡
Прибор применять при вертикальном положении шкалы	
Прибор применять при горизонтальном положении шкалы	
Класс точности прибора, например 1,5	
Напряжение испытательное, например 2 кВ	
Магнитная индукция, выраженная в миллитеслах (например, 2 мТл), вызывающая изменение показаний, соответствующее обозначению класса точности	
Щит стальной толщиной, например, 3 мм	Fe3
Щит нестальной любой толщины	NFe
Щит любой толщины	FeNFe

В соответствии с требованиями ГОСТ аналоговые показывающие приборы должны выдерживать нагрузку током или напряжением, равным 120% конечного значения, в течение 2 ч. Регламентируются также кратковременные (ударные) перегрузки приборов током и напряжением. Так, для амперметров классов точности 0,5—5,0 предусмотрена возможность перегрузки током, равным $10 I_{\text{ном}}$, в течение 0,5 с.

Для всех приборов по значениям климатических и механических влияющих величин ГОСТ 22261-76 устанавливает семь различных групп. Регламентируются значения климатических и механических величин для каждой группы приборов как при рабочих условиях применения, так и при транспортировании и хранении приборов (предельные условия). Так, четвертая группа средств измерений имеет следующие климатические рабочие условия применения: нижнее значение температуры окружающего воздуха -10°C , верхнее $+40^{\circ}\text{C}$, наибольшая относительная влажность воздуха 90% при температуре окружающего воздуха $+30^{\circ}\text{C}$ и атмосферное давление 86—106 кПа.

Принцип действия прибора, возможность его работы в тех или иных условиях, возможные предельные погрешности прибора могут быть установлены по условным обозначениям, нанесенным на циферблате прибора. Виды условных обозначений установлены ГОСТ 23217-78, действующим с 1 января 1980 г.

Примеры некоторых условных обозначений приведены в табл. 4.1.

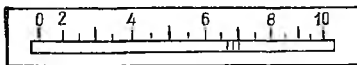
4.3. ОТСЧЕТНЫЕ УСТРОЙСТВА

Выше отмечалось, что отсчетное устройство средства измерения обязательно имеет шкалу, нанесенную на циферблат прибора. Технические требования к циферблатам и шкалам приборов установлены ГОСТ 5365-73.

На шкалу (рис. 4.1) наносятся отметки, обычно в виде короткой вертикальной черты, соответствующие некоторым значениям измеряемой величины. Интервал между двумя соседними отметками шкалы называют делением шкалы. Отметки шкалы, у которых проставлены числа (на шкале на рис. 4.1 это числа 0; 2; 4; 6; 8 и 10), называют числовыми отметками шкалы. Шкалы могут быть равномерными (деления постоянной длины) и не-

равномерными (деления непостоянной длины). На рис. 4.1 изображена неравномерная шкала. Наименьшее значение измеряемой величины, указанное на шкале, называется начальным значением шкалы x_n . В нашем случае (рис. 4.1) $x_n=0$. Наибольшее значение измеряемой величины, указанное на шкале, называют конечным зна-

Рис. 4.1. Шкала прибора с оптическим отсчетным устройством.



чением шкалы x_k . Для шкалы, изображенной на рис. 4.1, $x_k=10$. По шкале прибора можно определить диапазон показаний прибора и диапазон измерений прибора. Диапазоном показаний называют область значений шкалы, ограниченную конечным и начальным значениями шкалы. В рассматриваемом случае диапазон показаний равен 0—10.

Область значений измеряемой величины, для которой нормированы допускаемые погрешности средства измерений, называют диапазоном измерений. Обычно при равномерной шкале диапазон измерений и диапазон показаний совпадают. Однако при неравномерной шкале диапазон показаний не совпадает с диапазоном измерений. Для определения диапазона измерений на шкалах таких приборов обычно ставят точку в начале и конце диапазона измерений, если наибольшее значение измеряемой величины диапазона измерений не совпадает с конечным значением шкалы. На шкале, изображенной на рис. 4.1, диапазон измерений равен 2—10.

Наименьшее значение диапазона измерений (в нашем случае числовая отметка 2) называют нижним пределом измерений, а наибольшее значение диапазона измерений — верхним пределом измерений. На рассматриваемой шкале верхний предел измерения совпадает с конечным значением шкалы и равен 10.

Отсчет значения измеряемой величины по шкале прибора производится с помощью указателя. Различают два вида указателей: указатель, представляющий собой стрелку, конец которой выполнен в форме, обеспечивающей отсчет показаний с необходимой точностью, и световой указатель в виде луча света, образующего на шкале световое пятно с индексом, по которому произво-

дят отсчет показаний. Требования к форме и размерам указывающей части стрелок и индексов световых указателей установлены ГОСТ 3051-69.

В приборах со световым указателем на подвижной части измерительного механизма устанавливается небольшое зеркальце. Луч света, создаваемый обычной миниатюрной лампочкой накаливания с помощью простейшей оптики, отражаясь от зеркальца подвижной части, попадает на узкую полоску матового стекла, расположенного на циферблате под шкалой, и образует световое пятно с индексом нитевидного типа (рис. 4.1). При повороте подвижной части поворачивается жестко скрепленное с ней зеркальце и, следовательно, перемещается под шкалой отсчетного устройства световое пятно с индексом, указывая значение измеряемой величины.

В приборах с указателем в виде стрелки, жестко скрепленной с подвижной частью измерительного механизма, отсчет значения измеряемой величины произво-

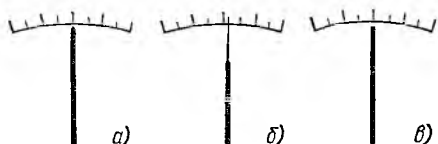


Рис. 4.2. Отсчетные устройства стрелочных приборов.

a — с клиновидной стрелкой, *б* — с ножевой стрелкой, *в* — со стержневой стрелкой.

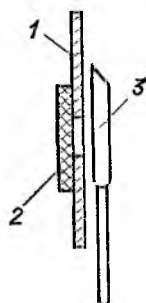


Рис. 4.3. Отсчетное устройство с зеркальной шкалой.

дится по положению указывающей части стрелки у шкалы прибора. Форма указывающей части стрелки должна обеспечивать отсчет показаний с необходимой точностью.

В зависимости от формы указывающей части стрелок наиболее распространенными стрелками являются клиновидные (рис. 4.2, *a*), ножевые (рис. 4.2, *б*) и стержневые (рис. 4.2, *в*).

В лабораторных приборах повышенных классов точности при использовании указателей в виде стрелки, обычно ножевого типа, для уменьшения погрешности отсчета от параллакса, возникающего из-за того что угол

зрения экспериментатора относительно плоскости шкалы прибора отличается от прямого, применяют специальные приспособления.

Наибольшее распространение получили так называемые отсчетные устройства с зеркальной шкалой (рис. 4.3).

На циферблате 1 под шкалой устанавливается на всю длину шкалы узкая полоска зеркала 2. Экспериментатор перед проведением отсчета совмещает отражение стрелки в зеркале с самой стрелкой 3. Только после этого, т. е. после устранения параллакса, производится отсчет по шкале прибора.

4.4. УСТРОЙСТВА ДЛЯ СОЗДАНИЯ ПРОТИВОДЕЙСТВУЮЩЕГО МОМЕНТА

Противодействующий момент в аналоговых измерительных приборах создается в большинстве случаев двумя способами — с помощью противодействующих пружин и растяжек.

Противодействующие пружины выполняются в виде спирали из бронзы по ГОСТ 9233-79. Один конец спиральной пружины, внутренний, прикрепляется к подвижной части измерительного механизма, а другой, наружный, — к неподвижной части прибора. Таким образом, вращающий момент, возникающий в измерительном механизме, закручивает противодействующую пружину до тех пор, пока вращающий момент не будет равен противодействующему моменту. Чаще всего для создания противодействующего момента применяют не одну, а две пружины, устанавливая их с разных сторон подвижной части измерительного механизма. В случае применения двух спиральных пружин последние обычно используются также для подведения тока в подвижную часть прибора.

Растяжки (ГОСТ 9444-74) представляют собой металлические ленточки шириной от 0,08 до 0,35 мм и толщиной от 0,01 до 0,04 мм. В качестве материала при изготовлении растяжек используются различные виды бронзы, платины, а также кобальт-никель-хромовый сплав. Обычно используются две растяжки, укрепляемые с двух сторон подвижной части (см. рис. 5.14). Таким образом, растяжки не только создают противодействующий момент при повороте подвижной части под

действием вращающего момента, но и укрепляют (растягивают) подвижную часть. При применении растяжек нет необходимости в специальных опорных устройствах (кернах¹, подпятниках), которые нужны при использовании противодействующих пружин.

Наличие двух растяжек позволяет использовать их и для подведения тока в подвижную часть измерительного механизма.

В реальных приборах одна из растяжек, так же как и внешний конец одной из спиральных противодействующих пружин, прикрепляется не к неподвижной части прибора, а к специальному винту, укрепленному на корпусе прибора и называемому корректором. Поворот корректора на некоторый угол в ту или иную сторону позволяет изменять начальное положение подвижной части прибора и тем самым устанавливать указатель выключенного прибора на нулевую отметку. Применение растяжек, изготавливаемых на основе современной технологии, позволяет исключить трение в опорах и повысить чувствительность измерительных механизмов.

4.5. УСТРОЙСТВА ДЛЯ СОЗДАНИЯ УСПОКАИВАЮЩЕГО МОМЕНТА

Подвижная часть, а следовательно, и указатель отсчетного устройства занимают вполне определенное положение, соответствующее значению измеряемой величины только тогда, когда вращающий момент равен моменту противодействующему. При любом изменении измеряемой величины изменяется вращающий момент и, следовательно, нарушается равенство между значениями вращающего и противодействующего моментов. Подвижная часть измерительного механизма под действием разности названных моментов начнет перемещаться в ту или иную сторону до тех пор, пока вновь не наступит равенство между значениями вращающего и противодействующего моментов. Время, необходимое для этого, на-

¹ Керн представляет собой небольшой стержень (диаметр 0,5—0,75 мм, длина 3—7 мм) из специальной стали. Один конец керна, соприкасающийся с подпятником, имеет коническую форму. Подпятник, имеющий коническое углубление для керна, изготавливается из твердого материала, например агата или корунда. Керн укрепляется на подвижной части, а подпятник — на неподвижной опоре.

зывают временем успокоения подвижной части прибора.

Для обеспечения требуемого времени успокоения подвижной части в аналоговых приборах применяют различные устройства, создающие успокаивающий момент. К ним относятся воздушный, магнитоиндукционный или жидкостный успокоители.

Воздушный успокоитель (рис. 4.4, *а*) применяется, главным образом, в приборах старых разработок, имею-

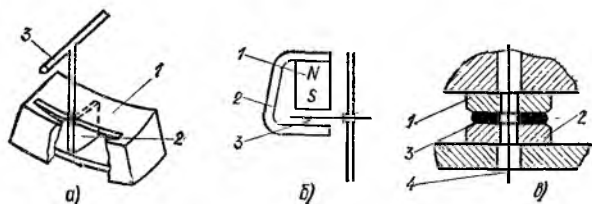


Рис. 4.4. Успокоители.

а — воздушный; *б* — магнитоиндукционный; *в* — жидкостный.

щих подвижную часть на оси с противодействующими пружинами. Он представляет собой закрытую камеру *1*, внутри которой перемещается при движении подвижной части легкое алюминиевое крыло *2*, жестко укрепленное на оси *3* подвижной части измерительного механизма. Между алюминиевым крылом *2* и корпусом *1* имеется небольшой зазор. При движении крыла воздух перемещается из одной части камеры в другую, создавая успокаивающий момент, способствующий оптимальному успокоению подвижной части прибора.

Магнитоиндукционный успокоитель (рис. 4.4, *б*) состоит из неподвижного постоянного магнита *1* с магнитопроводом *2* (возможно применение нескольких постоянных магнитов) и крыла успокоителя *3*, жестко скрепленного с подвижной частью прибора. Крыло успокоителя выполнено из немагнитного материала, обычно алюминия.

При движении подвижной части, а следовательно, и крыла успокоителя в последнем при пересечении поля постоянного магнита наводятся вихревые токи. Взаимодействие этих токов с полем постоянного магнита создает успокаивающий момент.

Магнитоиндукционный успокоитель по конструкции проще воздушного успокоителя и более удобен при регу-

лировке успокаивающего момента. Однако применение магнитоиндукционного успокоителя возможно лишь в приборах, где поле постоянного магнита не будет оказывать существенного влияния на работу измерительного механизма.

Жидкостный успокоитель применяется, главным образом, в приборах, имеющих малые размеры по высоте, однако в последнее время его стали применять и в приборах обычного габарита. Жидкостный успокоитель (рис. 4.4, *в*) состоит из двух дисков. Диск 1 укрепляется на подвижной части прибора, а диск 2 — на неподвижной части. Зазор между дисками обычно составляет 0,1—0,15 мм. Между дисками заливается специальная маловысыхающая кремнийорганическая жидкость 3. Жидкость в зазоре удерживается поверхностным натяжением. Для предотвращения вытекания жидкости из зазора поверхности дисков, соприкасающиеся с жидкостью, тщательно полируются.

Благодаря определенной вязкости применяемой жидкости при движении подвижной части, т. е. при вращательном движении диска 1 относительно диска 2, из-за трения между слоями жидкости возникает успокаивающий момент.

Жидкостный успокоитель применяется, главным образом, в приборах, в которых подвижная часть укреплена на растяжках. Растяжка 4 проходит через небольшие отверстия, сделанные в дисках.

4.6. ГАБАРИТНЫЕ РАЗМЕРЫ ПРИБОРОВ

Габаритные размеры аналогового прибора определяются габаритами его корпуса. В соответствии с ГОСТ 5944-74 корпуса всех щитовых аналоговых как показывающих, так и регистрирующих приборов подразделяются на четыре различных типа.

Типы корпусов отличаются друг от друга конфигурацией и размерами фланца (лицевой части прибора) и формой углубленной части, в которой расположены измерительный механизм и измерительная цепь прибора.

На рис. 4.5, *а—г* изображены фланцы всех четырех типов корпусов. Конфигурация и расположение относительно фланца углубленной части корпуса показаны штриховой линией.

К корпусам первого типа относятся корпуса с квад-

ратным фланцем и круглой углубленной частью, расположенной по центру фланца (рис. 4.5, а).

В соответствии с ГОСТ предусматриваются ряд различных размеров B ($B_{min}=20$ мм, $B_{max}=200$ мм) и соответствующие каждому размеру B диаметр и длина углубленной части корпуса.

К корпусам второго типа относятся корпуса с прямоугольным фланцем и прямоугольной углубленной частью (рис. 4.5, б). Предусмотрено достаточно большое количество типоразмеров корпусов данного типа, причем каждому данному размеру B соответствуют вполне определенный размер H и габаритный размер углубленной части корпуса. Минимальный размер B и H может быть 20 мм, а максимальный 480 мм.

К корпусам третьего типа относятся корпуса с прямоугольным фланцем, одна из сторон которого должна быть равна или кратна 30 мм, и прямоугольной углубленной частью (рис. 4.5, в). Приборы, имеющие такой корпус, обычно называют узкопрофильными. Предусматривается несколько типоразмеров B : $B_{min}=80$ мм; $B_{max}=240$ мм. Размер H равен $30 \times n$ мм, где n — любое целое положительное число.

К корпусам четвертого типа относятся корпуса с прямоугольным фланцем и круглой углубленной частью, смещенной к нижней стороне фланца (рис. 4.5, г): $B_{min}=100$ мм; $B_{max}=160$ мм; $H_{min}=90$ мм; $H_{max}=140$ мм.

Габаритные размеры переносных аналоговых приборов указываются в технических условиях на каждый данный прибор.

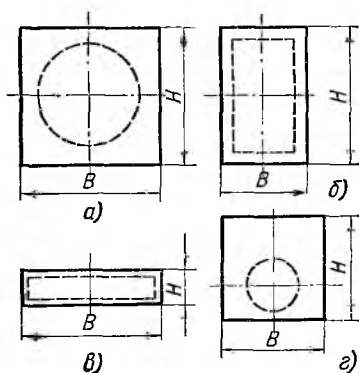


Рис. 4.5. Габаритные размеры приборов.

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ МЕХАНИЗМЫ ПРИБОРОВ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

5.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Все электромеханические приборы состоят из измерительной цепи и измерительного механизма. Структурная схема электромеханического прибора показана на рис. 5.1.

Измерительная цепь является преобразователем измеряемой величины x в некоторую промежуточную электрическую величину y , функционально связанную с величиной x , т. е. $y=f_1(x)$. Электрическая величина y ,

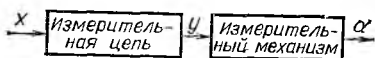


Рис. 5.1. Структурная схема электромеханического прибора.

которой является ток или напряжение, непосредственно воздействует на измерительный механизм (входная величина механизма).

Измерительный механизм является преобразователем подведенной к нему электрической энергии в механическую энергию, необходимую для перемещения его подвижной части относительно неподвижной, т. е. $\alpha=f_2(y)$.

У большинства механизмов подвижная часть имеет одну степень свободы, т. е. может поворачиваться вокруг неподвижной оси на угол α или, значительно реже, совершать линейное перемещение.

Входные величины создают механические силы, действующие на подвижную часть. Обычно в механизмах подвижная часть может только поворачиваться вокруг оси, поэтому механические силы, действующие на механизм, создают момент M . Этот момент называется вращающим моментом.

Вращающий момент, поворачивающий подвижную часть в сторону возрастающих показаний по часовой стрелке, будем считать положительным. Вращающий момент является некоторой функцией измеряемой величины x и угла поворота подвижной части α :

$$M = F_1(x, \alpha). \quad (5.1)$$

Для электромеханических приборов общее выражение вращающего момента можно представить как производную энергии магнитного (или электрического) поля по геометрической координате, которой для большинства приборов является угол поворота подвижной части, т. е.

$$M = dW_m/d\alpha, \quad (5.2)$$

где W_m — энергия магнитного (или электрического) поля, сосредоточенная в измерительном механизме.

Под действием вращающего момента M подвижная часть поворачивается до тех пор, пока он не уравновесится противодействующим моментом $M_{пр}$. Противодействующий момент $M_{пр}$ направлен навстречу вращающему моменту M и возрастает при увеличении угла поворота подвижной части:

$$M_{пр} = F_2(\alpha). \quad (5.3)$$

Положение равновесия подвижной части, соответствующее некоторому установившемуся отклонению, будет определяться равенством

$$M + M_{пр} = 0. \quad (5.4)$$

Подставив (5.1) и (5.3) в (5.4), получим уравнение преобразования механизма прибора

$$\alpha = F(x). \quad (5.5)$$

В зависимости от физических явлений, положенных в основу создания вращающего момента, или, другими словами, от способа преобразования электромагнитной энергии, подводимой к прибору, в механическую энергию перемещения подвижной части электромеханические приборы делятся на следующие основные системы: магнитоэлектрические, электромагнитные, электродинамические, ферродинамические, электростатические, индукционные.

Кроме перечисленных основных систем электромеханических приборов известны также вибрационные, тепловые и другие системы приборов.

В данной главе рассматриваются магнитоэлектрические, электродинамические, электростатические механизмы и их применение. Индукционные механизмы рассмотрены в гл. 13.

5.2. МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МЕХАНИЗМЫ

Работа механизмов магнитоэлектрической системы основана на взаимодействии магнитного потока постоян-

ного магнита и тока, проходящего по катушке (рамке). Возникающий при этом вращающий момент отклоняет подвижную часть механизма относительно неподвижной. В зависимости от того, какой из указанных элементов (постоянный магнит или рамка) является подвижной частью, различают механизмы с подвижной рамкой и с подвижным магнитом.

Магнитная цепь измерительного механизма с внешним магнитом (рис. 5.2) состоит из сильного постоянно-го магнита 1, полюсных наконечников с цилиндрической

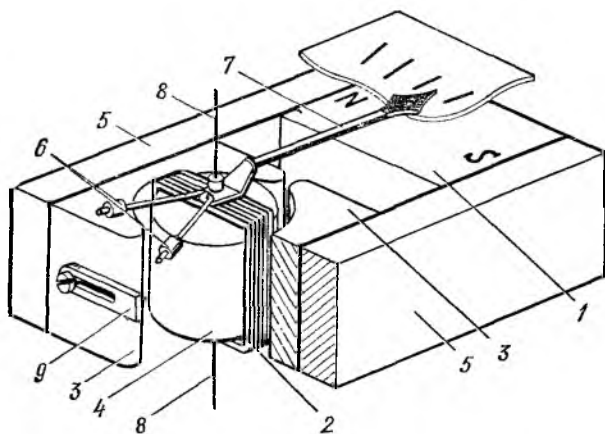


Рис. 5.2. Магнитоэлектрический механизм с внешним магнитом

расточкой 3, цилиндрического сердечника 4 и магнитопровода 5, выполненных из магнитомягкого материала. В воздушном зазоре между сердечником и полюсными наконечниками создается сильное, практически равномерное радиальное магнитное поле.

Подвижная часть механизма 2 представляет собой катушку (рамку) прямоугольной формы из тонкого медного или алюминиевого провода, намотанного на алюминиевый каркас (либо без каркаса), которая может вращаться вокруг сердечника в магнитном поле. К рамке с двух сторон приклеиваются алюминиевые буксы для закрепления растяжек или кернов. Уравновешивание подвижной части осуществляется грузиками 6. Стрелка 7 и циферблат со шкалой образуют отсчетное устройство.

Измеряемый ток I подводится к обмотке рамки через две растяжки δ или две спиральные пружины (если рамка крепится на кернах), которые создают противодействующий момент $M_{\text{пр}}$. Противодействующий момент пропорционален углу закручивания пружин, или, что то же, углу поворота подвижной части α , т. е. $M_{\text{пр}} = -W\alpha$, где W — удельный противодействующий момент, постоянный для данного устройства.

При протекании по обмотке рамки постоянного тока I на рамку действует пара сил $F-F$, создающая вращающий момент M :

$$M = dW_{\text{м}}/d\alpha = I d\Psi/d\alpha, \quad (5.6)$$

где $W_{\text{м}}$ — энергия магнитного поля; $dW_{\text{м}}$ — приращение энергии магнитного поля; $d\alpha$ — угол поворота.

При повороте рамки на угол $d\alpha$ в равномерном радиальном магнитном поле изменение потокосцепления равно:

$$d\Psi = Blb\omega d\alpha = Bs\omega d\alpha,$$

где B — магнитная индукция в воздушном зазоре; l — длина активной стороны витка; b — средняя ширина обмотки рамки; ω — число витков рамки; $s = bl$ — активная площадь рамки.

Подставив $d\Psi$ в (5.6), получим:

$$M = Bs\omega I = \Psi_0 I,$$

где $\Psi_0 = Bs\omega$ — изменение потокосцепления обмотки рамки при повороте ее на угол α , равный 1 рад.

Установившееся отклонение подвижной части определяется равенством $M = -M_{\text{пр}}$ или $\Psi_0 I = W\alpha$, откуда вытекает уравнение преобразования

$$\alpha = \frac{\Psi_0}{W} I = \frac{Bs\omega}{W} I = S'_I I, \quad (5.7)$$

где $S'_I = \alpha/I$ — чувствительность механизма к току. Напомним, что чувствительность механизма отличается от чувствительности прибора (см. § 1.4).

Из (5.7) следует, что отклонение подвижной части пропорционально току, т. е. прибор имеет равномерную шкалу.

Для регулировки номинального угла отклонения в механизмах имеется магнитный шунт 9. Это пластинка из магнитомягкого материала, через которую проходит часть магнитного потока. Перемещая ее, можно регули-

ровать ответвляющийся в магнитный шунт магнитный поток и тем самым изменять магнитную индукцию в воздушном зазоре.

Успокоение в магнитоэлектрических механизмах магнитоиндукционное, но без применения специальных успокоителей. Момент магнитоиндукционного успокоения подвижной части с каркасной рамкой определяется взаимодействием магнитного потока с вихревыми токами, возникающими в алюминиевом каркасе при движении подвижной части в поле постоянного магнита.

В зависимости от класса точности и конструкции прибора применяются различные конструкции магнитной цепи. От магнитной цепи требуется обеспечение постоянства индукции во времени, при изменении температуры, при наличии внешнего магнитного поля и т. п. Постоянные магниты изготавливаются из высококачественных сплавов железа, никеля, алюминия и кобальта, обеспечивающих индукцию 0,15—0,3 Тл.

На рис. 5.3, *a—д* изображены наиболее типичные конструкции магнитных цепей (на рис. 5.3, *a—г* системы

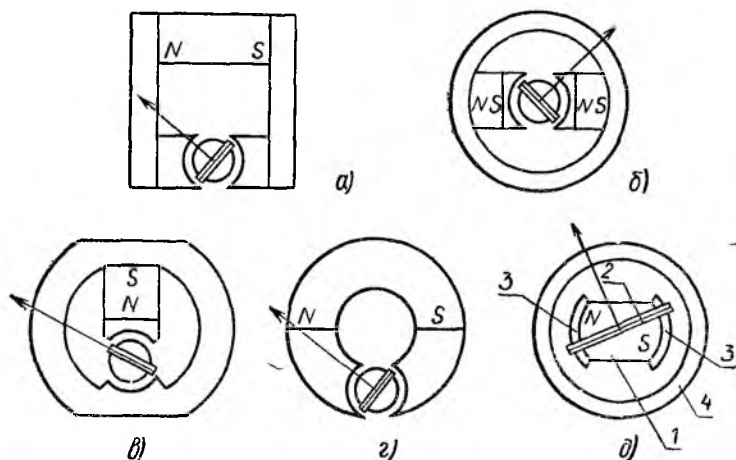


Рис. 5.3 Конструкции магнитных цепей.

с внешним магнитом, на рис. 5.3, *д* — с внутренним магнитом).

В механизмах с внутрирамочным магнитом (рис. 5.3, *д*) неподвижный постоянный магнит 1 укреплен вну-

три рамки 2, активные стороны которой находятся между полюсными башмаками 3 и магнитопроводом 4 из магнитомягкого материала. Преимуществом такой конструкции является лучшее использование магнитной энергии магнита, что позволяет создавать миниатюрные приборы.

Существуют магнитоэлектрические механизмы, у которых подвижной частью является постоянный магнит, вращающийся внутри неподвижной катушки. Однако приборы с такими механизмами применяются редко.

Магнитоэлектрические механизмы, применяемые в амперметрах и вольтметрах, обладают сравнительно большим моментом инерции подвижной части и могут применяться только на постоянном токе. При пропускании по обмотке рамки тока $i = I_m \sin \omega t$, среднее значение которого за период равно нулю, поворота подвижной части не произойдет, так как среднее за период значение вращающего момента также равно нулю. Действительно, мгновенное значение вращающего момента $m = \Psi_0 i = \Psi_0 I_m \sin \omega t$, а его среднее значение равно:

$$M_{\text{ср}} = \frac{\Psi_0 I_m}{T} \int_0^T \sin \omega t \, dt = 0.$$

Если кривая переменного тока имеет постоянную составляющую, то подвижная часть повернется на угол, обусловленный этой составляющей.

Температурные влияния на механизм могут быть вследствие как выделения теплоты в обмотке рамки от рабочего тока, так и изменения температуры внешней среды. При повышении температуры уменьшаются удельный противодействующий момент спиральных пружин и растяжек (примерно на 0,3—0,4% на 10° С) и магнитный поток постоянного магнита (примерно на 0,2—0,3% на 10° С). Эти факторы в некоторой степени компенсируют друг друга. С повышением температуры возрастает сопротивление обмотки рамки, что вследствие большого температурного коэффициента меди или алюминия (4% на 10° С) и в зависимости от схемы включения механизма может вызвать значительные изменения показаний.

Достоинствами магнитоэлектрического механизма по сравнению с другими механизмами являются большая чувствительность, малое собственное потребление мощ-

ности, малое влияние внешних магнитных полей благодаря сильному собственному магнитному полю, прямая пропорциональность между током в обмотке рамки и углом отклонения.

Недостатки магнитоэлектрических механизмов — сложность конструкции, высокая стоимость, а также чувствительность к перегрузкам и изменениям тока.

Благодаря отмеченным достоинствам магнитоэлектрические приборы с внешним и внутренним магнитами являются наиболее точными: имеют классы точности 0,1 и хуже. Температурные погрешности приборов компенсируются с помощью специальных схем.

Магнитоэлектрические приборы находят широкое применение в качестве амперметров и вольтметров постоянного тока с пределами измерений от наноампер до килоампер и от долей милливольт до киловольт, гальванометров постоянного тока, гальванометров переменного тока и осциллографических гальванометров; в сочетании с различного рода преобразователями переменного тока в постоянный они используются для измерений в цепях переменного тока.

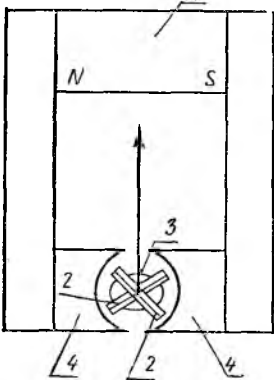


Рис. 5.4. Магнитоэлектрический логометрический механизм.

Широкое применение находят также логометрические магнитоэлектрические механизмы. В магнитоэлектрических логометрических механизмах (рис. 5.4) в поле постоянного магнита 1 находится подвижная часть из двух жестко укрепленных на оси рамок 2. Пружины, создающие противодействующий момент, здесь не нужны. Токи I_1 и I_2 подводятся к рамкам с помощью «безмоментных» токоподводов. Противодействующие моменты, обусловленные ими, малы, и их можно не учитывать, при этом на рамки действуют моменты, направленные в противоположные стороны (один можно считать вращающим, а другой — противодействующим). Форма сердечника 3 и полюсных наконечников 4, выполненных из магнитомягкого материала, выбирается такой, чтобы индукция в воздушном зазоре была неравномерной и на-

правленной нерадиально. Индукция в местах расположения активных сторон рамок соответственно равна: $B_1 = f_1(\alpha)$ и $B_2 = f_2(\alpha)$, тогда моменты, действующие на подвижную часть, можно выразить следующим образом:

$$M_1 = I_1 F_1(\alpha); \quad -M_2 = I_2 F_2(\alpha). \quad (5.8)$$

Подвижная часть занимает положение установившегося отклонения, соответствующее условию $M_1 = -M_2$ или $I_1 F_1(\alpha) = I_2 F_2(\alpha)$, откуда

$$I_1/I_2 = F_2(\alpha)/F_1(\alpha) = F_3(\alpha),$$

или

$$\alpha = F(I_1/I_2). \quad (5.9)$$

Таким образом, логометр измеряет отношение токов, протекающих в обмотках рамок.

5.3 МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АМПЕРМЕТРЫ И ВОЛЬТМЕТРЫ

В простейшем приборе для измерения тока, построенном на магнитоэлектрическом механизме, весь измеряемый ток протекает по обмотке рамки (рис. 5.5, а). По такой схеме выполняют приборы для измерения малых токов—микроамперметры и миллиамперметры (с верхним пределом измерения 30—50 мА). На показаниях этих приборов не сказывается изменение температуры окру-

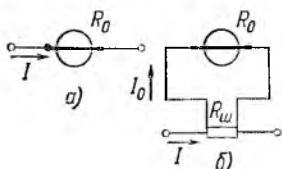


Рис. 5.5. Схемы магнитоэлектрических амперметров.

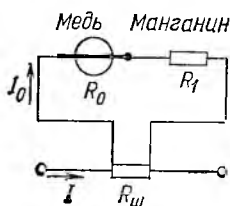


Рис. 5.6. Схема уменьшения температурной погрешности.

жающей среды, так как при любом сопротивлении обмотки прибор измерит тот ток, который протекает по ней.

В приборах на большие токи используются шунты. Амперметры с шунтом представляют собой милливольтметры, измеряющие падение напряжения на шунте (рис. 5.5, б).

У приборов с шунтом при изменении температуры окружающей среды происходит перераспределение токов в параллельных ветвях и изменяется показание, т. е. появляется температурная погрешность, равная $0,004^{\circ}\text{C}^{-1}$.

Простейшим способом уменьшения влияния температуры является включение последовательно с обмоткой рамки добавочного резистора R_1 из манганина (рис. 5.6), при этом уменьшается температурный коэффициент цепи рамки, но на рамку падает только часть напряжения, снимаемого с шунта. Следовательно, механизм получает только часть полезной мощности, отбираемой от шунта. Этот способ применяется для приборов класса точности не выше 1,0.

В приборах класса точности 0,5 и выше применяют последовательно-параллельную схему температурной компенсации (рис. 5.7). При повышении температуры

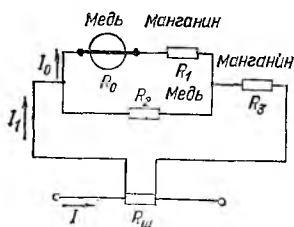


Рис. 5.7. Последовательно-параллельная схема температурной компенсации.

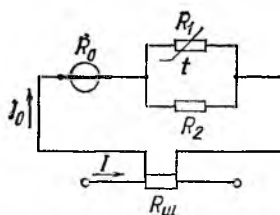


Рис. 5.8. Схема компенсации температурной погрешности с терморезистором.

возрастают сопротивления рамки R_0 и резистора R_2 , поэтому ток I_1 несколько уменьшается. Сопротивление ветви $R_0 + R_1$ возрастает в меньшей степени, чем сопротивление ветви R_2 . Поэтому ток I_1 будет распределяться иначе, т. е. в ветвь $R_0 + R_1$ будет поступать относительно большая часть тока, чем до повышения температуры. Значения сопротивлений R_1 , R_2 , R_3 можно выбрать такими, чтобы ток в рамке I_0 в заданном температурном диапазоне изменялся в пределах, определяемых допустимым значением температурной погрешности.

Для температурной компенсации вместо сопротивления R_1 в схеме рис. 5.6 можно использовать полупроводниковые терморезисторы, имеющие отрицательный температурный коэффициент. Однако поскольку температурный коэффициент терморезистора сильно и нели-

нейно зависит от температуры, то для уменьшения этой зависимости его шунтируют резистором из манганина R_2 (рис. 5.8). В настоящее время терморезисторы для температурной компенсации применяются в приборах средних классов точности, главным образом, из-за разброса в номинальных значениях сопротивлений.

Температурная компенсация может осуществляться с помощью термомагнитного шунта, выполненного из материала, магнитная проницаемость которого уменьшается с повышением температуры.

Магнитный поток, ответвляемый в шунт при повышении температуры, уменьшается, а индукция в воздушном зазоре повышается и компенсирует снижение вращающего момента уменьшением тока в рамке.

Для построения вольтметра на базе магнитоэлектрического механизма измеряемое напряжение должно быть преобразовано в пропорциональный ему ток. Для этого последовательно с измерительным механизмом включают добавочный резистор из манганина R_d (рис. 5.9). Значение сопротивления для измерения напряжения U определяется по формуле

$$I_0 = U / (R_0 + R_d), \quad (5.10)$$

где I_0 — ток полного отклонения; R_0 — сопротивление механизма.

При изменении температуры в вольтметре появляется температурная погрешность, так как вследствие изменения R_0 изменяется ток в рамке I_0 (5.10). В вольтметрах на напряжение в сотни вольт R_d во много раз больше R_0 , поэтому температурная погрешность мала, но с уменьшением предела измерения она увеличивается и ограничивает нижний предел измерения вольтметра.

Магнитоэлектрические амперметры и вольтметры являются наиболее точными, обладают высокой чувствительностью, малым собственным потреблением мощности, имеют равномерную шкалу. На них слабо влияют внешние магнитные поля.

Недостатки этих приборов — пригодность только для работы на постоянном токе, чувствительность к перегрузкам, сравнительно высокая стоимость.

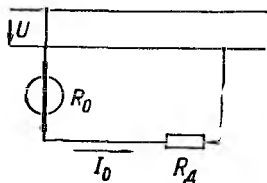


Рис. 5.9. Схема магнитоэлектрического вольтметра.

Отечественная промышленность выпускает магнитоэлектрические амперметры и вольтметры щитовые и переносные, однопредельные и многопредельные всех классов точности от 0,1 и хуже.

5.4. ГАЛЬВАНОМЕТРЫ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Гальванометрами называются электронизмерительные приборы с высокой чувствительностью к току или напряжению, имеющие неградуированную шкалу. Они используются в качестве нуль-индикаторов, а также для измерения малых токов, напряжений и количеств электричества.

Наибольшее распространение получили для постоянного тока магнитоэлектрические гальванометры с подвижной рамкой, а для переменного тока — вибрационные магнитоэлектрические гальванометры с подвижным магнитом.

Высокая чувствительность в гальванометрах достигается главным образом путем уменьшения противодействующего момента и применением светового указателя с большой длиной луча.

Конструктивно гальванометры выполняются в виде переносных (со встроенной шкалой), имеющих стрелочные или световые указатели, и в виде зеркальных (с отдельной шкалой), требующих стационарной установки по уровню. Подвижная часть в переносных гальванометрах укрепляется на растяжках, а в зеркальных — на нити подвеса.

В зеркальных гальванометрах с отдельной шкалой (рис. 5.10) при отсутствии тока в рамке падающий на зеркальце 2 луч света от

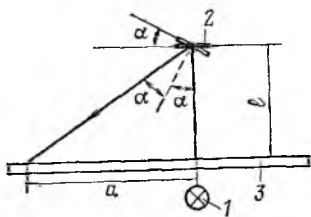


Рис. 5.10. Оптическое отсчетное устройство.

лампы 1 отражается на середину шкалы 3 в виде тонкой световой полосы. При наличии тока световая полоса перемещается по шкале на a миллиметров. Наблюдение за показаниями гальванометра могут вести несколько лиц.

У зеркального гальванометра угол поворота рамки в радианах определяется из выражения $\operatorname{tg} 2\alpha = a/l$, где l — расстояние между зеркальцем и шкалой. При малых углах отклонения (менее 3°) можно тангенс угла заменить углом и принять $a \approx 2\alpha l$. Следовательно, при известном l по перемещению световой полосы a можно определить угол поворота подвижной части α .

При световом отсчете можно увеличить чувствительность гальванометра, во-первых, за счет того, что угол поворота отраженного луча вдвое больше угла поворота зеркальца, а во-вторых, за счет того, что длина луча может быть сделана очень большой.

Так как чувствительность зеркального гальванометра зависит от расстояния между зеркальцем и шкалой, принято приводить ее к длине луча $l=1$ м и выражать в миллиметрах на ампер, например $S_I=10^9$ мм/(А·м).

В паспортных данных гальванометров приводится величина, обратная чувствительности; для переносных гальванометров — цена деления, например: 1 дел.= 10^{-6} А; для зеркальных гальванометров — постоянная, например: $C_I=10^{-9}$ А·м/мм.

Наиболее удобны для работы переносные гальванометры с внутренним световым отсчетом.

На подвижную часть гальванометра при ее движении кроме вращающего и противодействующего моментов действует также момент успокоения. Момент успокоения можно представить в виде

$$M_y = -P d\alpha/dt,$$

где $P=P_1+P_2$ — коэффициент успокоения магнитоэлектрического гальванометра; P_1 — коэффициент успокоения рамки вследствие ее трения о воздух; P_2 — коэффициент магнитоиндукционного успокоения рамки.

Следует отметить, что $P_2 \gg P_1$, поэтому в первом приближении P_1 можно пренебречь и рассматривать только коэффициент магнитоиндукционного успокоения $P_2 \approx P$. Магнитоиндукционное успокоение обусловлено тем, что при движении рамки в магнитном поле в ее витках наводится ЭДС

$$e = -d\Psi_0/dt = -\Psi_0 d\alpha/dt.$$

Эта ЭДС вызывает в обмотке рамки ток

$$i = e/(R_r + R_{вн}),$$

где R_r — сопротивление обмотки рамки гальванометра; $R_{вн}$ — сопротивление внешней цепи, на которую рамка замкнута

От взаимодействия тока i с магнитным потоком возникает момент успокоения

$$M_y = \left[-\Psi_0^2 / (R_r + R_{вн}) \right] d\alpha/dt,$$

где $P = \Psi_0^2 / (R_r + R_{вн})$; $\Psi_0 = Bsw$.

Следовательно, изменяя внешнее сопротивление, на которое замкнута рамка, можно изменять момент успокоения.

Рассмотрим случай, когда подвижная часть после начального отклонения α_n возвращается в исходное состояние. Если момент успокоения подвижной части отсутствует ($M_y=0$), то подвижная часть будет совершать свободные незатухающие колебания (рис. 5.11) с амплитудой $\alpha_m = \alpha_n$ и периодом $T_0 = 2\pi \sqrt{J/W}$, где J — момент инерции подвижной части. Если рамка замкнута на очень большое сопротивление, то из-за действия момента магнитоиндукционного успокоения колебания затухают с периодом $T > T_0$ (рис. 5.12, кривая а). При условии, что рамка замкнута на внешнее очень малое сопротивление (момент магнитоиндукционного успокоения очень большой), подвижная часть будет очень медленно аperiodически подходить к исходному положению (рис. 5.12, кривая б). Существует граничный режим, когда движение подвижной части из периодического переходит в аperiodическое. Такой граничный режим называется крити-

ческим (рис. 5.12, кривая σ), а внешнее сопротивление, при котором наступает критический режим движения, — внешним критическим сопротивлением гальванометра $R_{\text{вн,кр}}$. Отношение $P/P_{\text{кр}} = \beta$ называется степенью успокоения. Здесь P — коэффициент успокоения при данном сопротивлении внешней цепи; $P_{\text{кр}}$ — коэффициент успокоения при сопротивлении внешней цепи, равном внешнему критическому сопротивлению $R_{\text{вн,кр}}$.

При использовании гальванометра для измерения напряжения его характеризуют чувствительностью к напряжению

$$S_U = a/U_r = a/(IR_r) = S_I / R_r, \quad (5.11)$$

где a — отклонение указателя гальванометра, вызванное приложенным напряжением U_r .

Поскольку характер движения подвижной части гальванометра зависит от его успокоения и рекомендуется работать с успокоенным

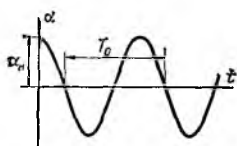


Рис. 5.11. Кривая зависимости α от времени.

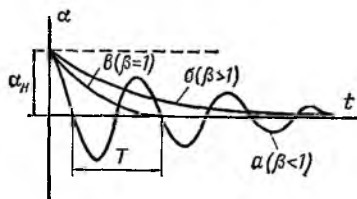


Рис. 5.12. Кривые изменения $\alpha(t)$ для разных β .

гальванометром, то практически под чувствительностью к напряжению понимают отношение

$$S_U^* = S / R_{\text{кр}}, \quad (5.12)$$

где $R_{\text{кр}} = R_r + R_{\text{вн,кр}}$ — полное критическое сопротивление.

Согласно ГОСТ 7324-80 допускается отклонение значения цены деления или постоянной от указанного в паспорте от $\pm 0,5$ до $\pm 10\%$ в зависимости от типа гальванометра. Кроме того, гальванометры делятся на разряды постоянства. Под разрядом постоянства нулевого положения указателя понимают невозвращение указателя к нулевой отметке при плавном движении его от крайней отметки шкалы. Разряд постоянства указывается на шкале в виде одного числа из ряда 0,2; 0,5; 1,0; 1,5, заключенного в рамку в виде ромба.

Регулировкой магнитного шунта, которым снабжены многие гальванометры, изменяется магнитная индукция в рабочем зазоре. Следовательно, изменяются постоянная и другие параметры гальванометра, поэтому в паспорте гальванометра указывается постоянная, соответствующая двум крайним положениям шунта, — полностью введенному и полностью выведенному.

Для установки указателя на нулевую отметку гальванометр снабжается корректором, а зеркальные гальванометры, кроме того, имеют арретир — механическое устройство, предохраняющее подвижную часть от повреждений при транспортировке.

При работе с гальванометрами для их защиты от термо-ЭДС,

контактных разностей потенциалов, токов утечек и других возможных помех используются электростатические экраны. Металлический корпус гальванометра может использоваться в качестве экрана. Экран присоединяется к зажиму с надписью «Экран», который соединяется с общим экраном измерительной цепи.

Выпускаемые промышленностью наиболее чувствительные гальванометры имеют чувствительность к току 10^{11} мм/(А·м), а переносные — $4 \cdot 10^6$ дел./А.

Баллистический гальванометр. При определении ряда электрических и магнитных величин возникает необходимость в измерении количества электричества импульсов тока. Для измерения количества электричества кратковременных импульсов тока используются баллистические гальванометры. Они представляют собой магнитоэлектрические гальванометры, работающие в качестве интеграторов тока. Баллистические гальванометры выпускаются как со встроенной, так и с отдельной шкалой.

Кратковременный импульс тока i (рис. 5.13), протекающий в бескаркасной рамке гальванометра, взаимодействуя с магнитным полем постоянного магнита, вызывает кратковременный импульс вращающего момента. Под действием этого момента подвижная часть отклоняется от нулевого положения на некоторый угол, затем под действием противодействующего момента возвращается в исходное положение. Если время действия импульса тока t_n настолько мало, что угловое перемещение α подвижной части за это время равно нулю, то первое наибольшее отклонение подвижной части α_{1m} (рис. 5.13) и соответствующее ему отклонение указателя a_{1m} пропорциональны количеству протекающего электричества.

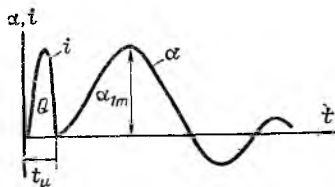


Рис. 5.13. Кривые $i(t)$ и $\alpha(t)$ при кратковременном действии импульса тока.

$$Q = \int_0^{t_n} i dt = C_Q' \alpha_{1m} = C_Q \alpha_{1m}, \quad (5.13)$$

где C_Q — цена деления (баллистическая постоянная) гальванометра.

Следовательно, необходимо, чтобы продолжительность импульса тока t_n была намного меньше периода свободных колебаний подвижной части T_0 ($t_n < 0,1T_0$). Поэтому период собственных колебаний подвижной части у баллистических гальванометров большой — около 18—20 с. Увеличение $T_0 = 2\pi \sqrt{J/W}$ достигается путем увеличения момента инерции подвижной части с помощью укрепленных на подвесе или растяжках дополнительных деталей (колец, диска и др.).

Баллистическая чувствительность $S_Q = a_{1m}/Q$ или цена деления (баллистическая постоянная) $C_Q = 1/S_Q$ в отличие от чувствительности к току зависит от сопротивления внешней цепи, на которую замкнут гальванометр. Чувствительность S_Q увеличивается с увеличением сопротивления внешней цепи, поэтому перед применением гальванометра необходимо определить его баллистическую постоянную при том сопротивлении цепи, при котором гальванометр будет работать.

Несмотря на то что S_Q возрастает с увеличением внешнего сопротивления, в большинстве случаев целесообразнее обеспечить работу гальванометра в режиме, близком к критическому, так как при этом время возвращения в исходное положение уменьшается.

В каталогах обычно приводится цена деления «баллистическая постоянная», определенная при внешнем сопротивлении, равном критическому. Наиболее чувствительным баллистическим гальванометром является гальванометр типа М17/13, имеющий баллистическую постоянную $C_Q = 0,8 \cdot 10^{-9}$ Кл·м/мм.

Вибрационный гальванометр. Вибрационные гальванометры используются в качестве нулевых индикаторов в цепях переменного тока в диапазоне частот 30—100 Гц. Наибольшее распространение получили магнитоэлектрические вибрационные гальванометры с под-

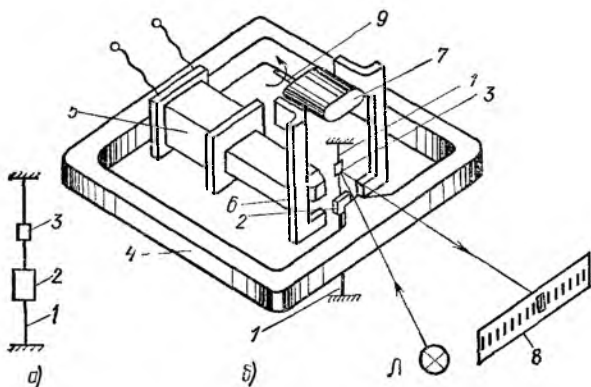


Рис. 5.14. Вибрационный гальванометр.

вижным магнитом (рис. 5.14). Подвижная часть гальванометра (рис. 5.14, а) состоит из укрепленных на растяжках 1 маленького постоянного магнита 2 из высококоэрцитивного сплава и зеркала 3. Подвижной магнит 2 расположен между полюсами электромагнита 4 (рис. 5.14, б); катушка 5 электромагнита включается в цепь переменного тока. Перпендикулярно полюсам электромагнита 4 расположен магнитопровод 6, в зазоре которого вспомогательным магнитом 7 обеспечивается постоянный магнитный поток, создающий вместе с растяжками противодействующий момент. При отсутствии переменного тока в катушке 5 подвижной магнит 2 устанавливается вдоль линий постоянного магнитного поля, т. е. он неподвижен, и отраженный от зеркала 3 луч дает на шкале 8 узкую световую полосу. При наличии переменного тока в катушке 5 подвижной магнит стремится установиться вдоль результирующего магнитного поля, т. е. колеблется с амплитудой, зависящей от тока, при этом отраженный от зеркала 3 луч света дает на шкале световую полосу, ширина которой пропорциональна значению измеряемого тока.

При равенстве частоты измеряемого тока частоте собственных колебаний подвижной части (режим резонанса) вибрационный гальванометр имеет наибольшую чувствительность. Для настройки

гальванометра на резонанс с помощью ручки 9, выведенной на панель прибора, изменяют положение магнита 7 и, следовательно, частоту собственных колебаний, зависящую от значения противодействующего момента. Вибрационный гальванометр имеет амплитудно-частотную характеристику с узкой полосой пропускания, поэтому при незначительных отклонениях частоты переменного тока от частоты настройки гальванометра чувствительность его будет существенно меньше паспортной. Ввиду этого вибрационные гальванометры для измерений переменных токов и напряжений не применяются.

Для защиты от влияний внешних магнитных полей в вибрационных гальванометрах применяются экраны из пермаллоя.

В настоящее время широко используется вибрационный гальванометр типа М501, имеющий соответственно постоянные по току $C_I = 16 \cdot 10^{-8}$ А/мм и по напряжению $C_U = 2,2 \cdot 10^{-5}$ В/мм и работающий в диапазоне частот 30—100 Гц.

5.5 ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ И ФЕРРОДИНАМИЧЕСКИЕ МЕХАНИЗМЫ

Работа измерительных механизмов электродинамической системы (рис. 5.15 и 5.16) основана на взаимодействии магнитных полей двух катушек с токами — неподвижной 1 и подвижной 2. Подвижная катушка,

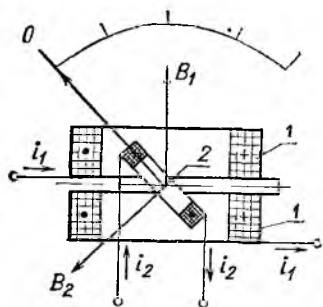


Рис. 5.15. Схема устройства измерительного механизма электродинамической системы.

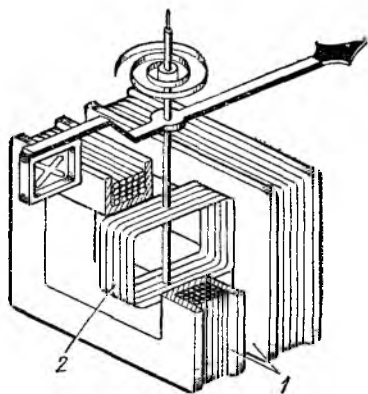


Рис. 5.16. Электродинамический измерительный механизм.

укрепленная на оси или растяжках, может поворачиваться внутри неподвижной. При протекании в обмотках катушек токов i_1 и i_2 возникают электромагнитные силы, стремящиеся так повернуть подвижную часть, чтобы

магнитные потоки подвижной и неподвижной катушек совпали.

Неподвижная катушка I обычно выполняется из двух одинаковых частей, разделенных воздушным зазором. Благодаря этому обеспечиваются требуемая конфигурация магнитного поля и удобство расположения оси. Неподвижная и подвижная катушки механизма (обычно бескаркасные) имеют круглую или прямоугольную форму и изготавливаются из медного или алюминиевого провода. Подвижная катушка укрепляется на опорах или растяжках. Для подвода тока к подвижной катушке используются спиральные пружины или растяжки. Применяются стрелочные или световые указатели.

Собственное магнитное поле электродинамических механизмов, силовые линии которого замыкаются по воздуху, невелико. На электродинамические механизмы влияют внешние магнитные поля. Для защиты от них применяется экранирование, т. е. измерительный механизм помещают внутри одного или двух экранов из ферромагнитного материала. Успокоение — воздушное или магнитоиндукционное (при наличии экранирования от полей рассеяния постоянного тормозного магнита).

Для защиты от влияний внешних магнитных полей иногда используется астазирование. Астатический измерительный механизм состоит из двух пар катушек, причем подвижные катушки укреплены на одной оси и смещены по оси относительно друг друга. Магнитные поля неподвижных катушек направлены взаимно противоположно. Противоположно направлены магнитные поля и подвижных катушек, поэтому вращающие моменты, действующие на подвижную часть, направлены одинаково. Следовательно, равномерное внешнее магнитное поле будет усиливать поле одной неподвижной катушки и настолько же уменьшать поле другой, в результате влияние внешнего магнитного поля почти полностью исключается. Астатические механизмы применяются редко вследствие усложнения и удорожания конструкции, увеличения габаритов, а также потому, что астазирование исключает влияние только равномерных магнитных полей.

Энергия магнитного поля двух катушек с токами I_1 и I_2

$$W_m = L_1 I_1^2 / 2 + L_2 I_2^2 / 2 + M_{12} I_1 I_2, \quad (5.14)$$

где L_1 и L_2 — индуктивности катушек; M_{12} — взаимная индуктивность катушек.

В (5.14) только взаимная индуктивность M_{12} зависит от угла поворота подвижной части, поэтому вращающий момент равен:

$$M = dW_M/d\alpha = I_1 I_2 dM_{12}/d\alpha. \quad (5.15)$$

При протекании по катушкам переменных токов $i_1 = I_{1m} \sin \omega t$ и $i_2 = I_{2m} \sin (\omega t - \psi)$ подвижная часть из-за инерционности будет реагировать на среднее значение вращающего момента:

$$\begin{aligned} M_{\text{ср}} &= \frac{1}{T_0} \int_0^T m dt = \frac{dM_{12}}{d\alpha} \frac{1}{T} \int_0^T I_{1m} I_{2m} \sin \omega t \sin (\omega t - \psi) dt = \\ &= I_1 I_2 \cos \psi dM_{12}/d\alpha, \end{aligned} \quad (5.16)$$

где I_1 и I_2 — действующие значения токов.

Таким образом, вращающий момент пропорционален произведению действующих значений токов в катушках и косинусу угла сдвига фаз между ними. Следовательно, электродинамический механизм обладает фазочувствительными свойствами. Поэтому он может быть использован не только для измерения тока и напряжения, но и мощности.

Если противодействующий момент создается упругими элементами, то для режима установившегося отклонения ($M = -M_{\text{пр}}$) получим:

$$I_1 I_2 \cos \psi dM_{12}/d\alpha = W\alpha,$$

откуда для механизма прибора, работающего на переменном токе,

$$\alpha = \frac{1}{W} I_1 I_2 \cos \psi dM_{12}/d\alpha. \quad (5.17)$$

Следовательно, характер шкалы прибора зависит от произведения $I_1 I_2 \cos \psi$ и $dM_{12}/d\alpha$. Взаимная индуктивность между катушками определяется формой, размерами и их взаимным расположением, т. е. $M_{12} = f(\alpha)$.

При протекании по катушкам постоянных токов I_1 и I_2 уравнение преобразования можно представить следующим выражением:

$$\alpha = \frac{1}{W} I_1 I_2 dM_{12}/d\alpha. \quad (5.18)$$

Основными достоинствами электродинамических механизмов являются одинаковые показания на постоянном и переменном токе (при последовательном соединении катушек), что позволяет с большой точностью градуировать их на постоянном токе, а также стабильность показаний во времени.

Недостатками электродинамических механизмов являются невысокая чувствительность, большое собственное потребление мощности, чувствительность к перегрузкам.

Указанные свойства электродинамических механизмов позволяют на их основе выпускать лабораторные многопредельные приборы высоких классов точности (0,5; 0,2; 0,1) для измерений на постоянном и переменном токе. Выпускаются миллиамперметры и амперметры с пределами от 1 мА до 10 А на частоты до 10 кГц, многопредельные вольтметры с пределами от 1,5 до 600 В на частоты до 5 кГц с током полного отклонения от 60 до

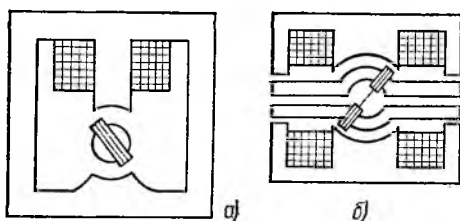


Рис 5 17 Конструкции ферродинамических механизмов.
а — однокатушечного, б — двухкатушечного

3 мА, многопредельные однофазные ваттметры с пределами по току от 25 мА до 10 А и по напряжению от 15 до 600 В.

Механизмы ферродинамической системы отличаются от рассмотренных электродинамических механизмов тем, что неподвижная катушка имеет магнитопровод из магнитомягкого листового материала.

На рис. 5.17, а, б изображены две конструкции ферродинамических механизмов — однокатушечная и двухкатушечная. Благодаря наличию магнитопровода магнитный поток и, следовательно, вращающий момент существенно возрастают, поэтому МДС катушки может быть снижена и, следовательно, уменьшено собственное потребление мощности механизма.

Подвижная катушка в ферродинамических механизмах выполняется бескаркасной во избежание появления в каркасе индуцированных токов. Противодействующий момент создается пружинами, т. е. $M_{пр} = -W\alpha$.

Собственное магнитное поле в ферродинамических механизмах сильно, поэтому внешние магнитные поля на них влияют слабо. Конструкции механизмов, изображенные на рис. 5.17, а, б, особенно хорошо защищены, так как магнитопровод одновременно является экраном. Успокоители применяются магнитоиндукционные и жидкостные.

Наличие магнитопровода обуславливает появление погрешности от гистерезиса и вихревых токов, поэтому ферродинамические приборы обладают большей основной погрешностью, чем электродинамические.

Неподвижная катушка 1 (см. рис. 5.16) в ферродинамическом механизме располагается на магнитопроводе, а подвижная катушка 2, укрепленная на оси, перемещается в воздушном зазоре с равномерным и радиальным магнитным полем.

Общие выражения вращающего момента (5.15) и (5.16), полученные для электродинамического механизма, остаются в основном справедливыми и для ферродинамического механизма. Однако так как в воздушном зазоре, где перемещается подвижная катушка, магнитное поле равномерное и радиальное, то $dM_{12}/d\alpha = \text{const}$. Кроме того, в связи с тем что вращающий момент создается в результате взаимодействия индукции B_1 в зазоре магнитопровода и тока в подвижной катушке I_2 , то в (5.16) войдет не $\cos \psi = \cos(\widehat{I_1, I_2})$, а $\cos(\widehat{B_1, I_2})$. Вращающий момент (среднее значение) можно представить выражением

$$M = cB_1 I_2 \cos(\widehat{B_1, I_2}), \quad (5.19)$$

где c — коэффициент, определяемый конструктивными параметрами и выбором системы единиц.

Так как при работе используется линейный участок кривой намагничивания материала магнитопровода, то индукция B_1 пропорциональна току I_1 . Угол между B_1 и I_1 , обусловленный потерями в стали, практически очень мал; этим углом пренебрегают, и тогда вращающий момент определяется по формуле

$$M = c_1 I_1 I_2 \cos \psi, \quad (5.20)$$

а уравнение преобразования имеет вид:

$$\alpha = \frac{c_1}{W} I_1 I_2 \cos \psi. \quad (5.21)$$

Достоинствами ферродинамических приборов являются меньшая, чем у электродинамических, восприимчивость к внешним магнитным полям, меньшее собственное потребление мощности, больший вращающий момент. Однако точность и частотный диапазон у них ниже, чем у электродинамических.

Указанные свойства ферродинамических приборов определяют область их применения — в качестве щитовых и переносных приборов переменного тока, а также в качестве самопишущих приборов.

Отечественная промышленность выпускает тряско-, вибро- и ударопрочные щитовые ферродинамические амперметры и вольтметры классов точности 1,5 и 2,5, переносные амперметры и вольтметры класса 0,5, щитовые и переносные ваттметры классов точности 0,2 и 0,5. Применяются они преимущественно на переменном токе промышленной частоты.

Широкое применение находят электродинамические и ферродинамические логометрические механизмы разно-

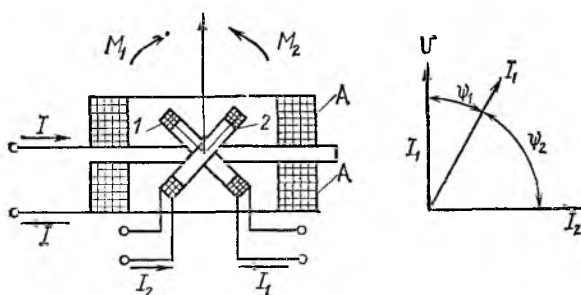


Рис 5.18 Схема устройства и векторная диаграмма электродинамического логометра.

образных конструкций и типов. На их основе изготавливаются приборы для измерения угла сдвига фаз, частоты, емкости, индуктивности и т. п.

На рис. 5.18 изображен электродинамический логометр. Он состоит из неподвижной катушки А, имеющей две части, и двух жестко скрепленных под некоторым углом подвижных катушек 1 и 2. Для подвода тока к под-

вижным катушкам служат безмоментные токоподводы.

По неподвижной и подвижным катушкам протекают токи I , I_1 и I_2 соответственно. От взаимодействия тока I , протекающего по неподвижной катушке A , с токами I_1 и I_2 , протекающими по подвижным катушкам 1 и 2 , создаются два вращающих момента M_1 и M_2 , направленных в противоположные стороны и зависящих от угла поворота подвижной части. Выражения для вращающих моментов (средние значения) можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} M_1 &= c_1 I I_1 \cos \psi_1 f_1(\alpha); \\ -M_2 &= c_2 I I_2 \cos \psi_2 f_2(\alpha), \end{aligned} \right\} \quad (5.22)$$

где ψ_1 — фазовый сдвиг между токами I и I_1 ; ψ_2 — фазовый сдвиг между токами I и I_2 ; c_1 и c_2 — коэффициенты, определяемые конструктивными параметрами и выбором системы единиц.

Под действием этих моментов подвижная часть поворачивается до тех пор, пока $M_1 = -M_2$, тогда

$$c_1 I I_1 \cos \psi_1 f_1(\alpha) = c_2 I I_2 \cos \psi_2 f_2(\alpha),$$

или

$$I_2 \cos \psi_2 / I_1 \cos \psi_1 = c_1 f_1(\alpha) / c_2 f_2(\alpha) = f_3(\alpha). \quad (5.23)$$

Из (5.23) видно, что угол поворота подвижной части электродинамического логометра определяется отношением проекций векторов токов в подвижных катушках на вектор тока в неподвижной катушке.

Логометры ферродинамической системы могут быть как с равномерной, так и с неравномерной магнитной индукцией, с перекрещенными и с неперекрещенными подвижными катушками.

На рис. 5.19 приведены две конструкции часто применяемых логометров: с перекрещенными (рис. 5.19, а) и с неперекрещенными (рис. 5.19, б) подвижными катушками 1 и 2 . Устройство логометра на рис. 5.19, а в значительной степени аналогично устройству магнитоэлектрического логометра. В логометре на рис. 5.19, б подвижные катушки перемещаются в воздушных зазорах двух магнитопроводов, смонтированных вместе. Магнитные потоки в зазорах магнитопроводов создаются неподвижными катушками A_1 и A_2 , обтекаемыми одним током.

От взаимодействия магнитных потоков в зазоре магнитопровода и токов в подвижных катушках I_1 и I_2 создаются два вращающих момента M_1 и M_2 , направленных

в противоположные стороны и по аналогии с (5.19) имеющих средние значения:

$$\left. \begin{aligned} M_1 &= c_1 B_1 I_1 \cos \psi_1; \\ -M_2 &= c_2 B_2 I_2 \cos \psi_2, \end{aligned} \right\} \quad (5.24)$$

где ψ_1 и ψ_2 — фазовые сдвиги соответственно токов I_1 и I_2 относительно тока I ; B_1 и B_2 — магнитные индукции в воздушных зазорах в местах нахождения подвижных ка-

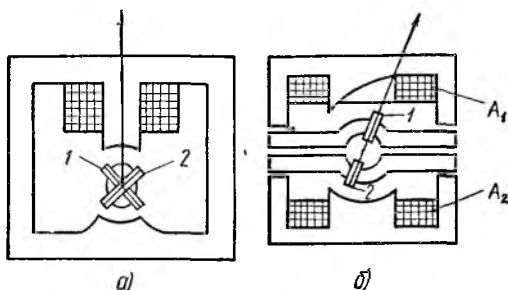


Рис. 5.19. Конструкции ферродинамических логометров.
а — с перекрещенными катушками, б — с неперекрещенными катушками.

тушек, зависящие от тока I и угла отклонения подвижной части, т. е. $B_1 = c_1 I f_1(\alpha)$ и $B_2 = c_2 I f_2(\alpha)$, тогда

$$\left. \begin{aligned} M_1 &= c_3 I I_1 \cos \psi_1 f_1(\alpha); \\ -M_2 &= c_4 I I_2 \cos \psi_2 f_2(\alpha). \end{aligned} \right\} \quad (5.25)$$

Из условия равновесия $M_1 = -M_2$, полагая $c_3 = c_4$, имеем:

$$I_1 \cos \psi_1 / I_2 \cos \psi_2 = f_2(\alpha) / f_1(\alpha) = f_3(\alpha). \quad (5.26)$$

5.6 АМПЕРМЕТРЫ И ВОЛЬТМЕТРЫ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЙ И ФЕРРОДИНАМИЧЕСКОЙ СИСТЕМ

Наиболее простая измерительная цепь у измерителя тока — миллиамперметра электродинамической системы, изображенного на рис. 5.20, а. Весь измеряемый ток проходит через подвижную 2 и неподвижную 1 катушки, соединенные последовательно, поэтому угол $\psi = 0$ и уравнение (5.17) принимает вид:

$$\alpha = \frac{1}{W} I^2 \frac{dM_{12}}{d\alpha}. \quad (5.27)$$

У амперметров на токи от 0,5 А и выше катушки соединяются параллельно (рис. 5.20, б). Сопротивления параллельных цепей подобраны так, чтобы ток I_2 не превышал допустимого значения, т. е. $I_1 = k_1 I$, $I_2 = k_2 I$, ($k_1 + k_2 = 1$), и уравнение (5.15) приводится к виду

$$\alpha = \frac{1}{W} k_1 k_2 I^2 \frac{dM_{12}}{d\alpha}. \quad (5.28)$$

Следовательно, у механизмов амперметров угол отклонения подвижной части зависит от квадрата измеряемого тока I^2 и производной $dM_{12}/d\alpha$.

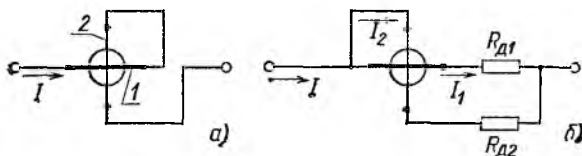


Рис. 5.20. Принципиальные схемы электродинамических амперметров.

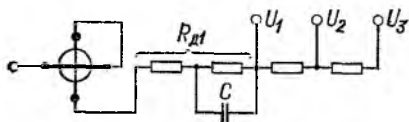


Рис. 5.21. Схема электродинамического вольтметра.

Для создания двухпредельного амперметра неподвижная катушка делается из двух одинаковых секций, переключая которые с последовательного соединения на параллельное, получают пределы измерения с соотношением токов 1 : 2.

У электродинамических вольтметров неподвижная и подвижная катушки соединены последовательно вместе с добавочным резистором из манганина (рис. 5.21). Секционированием добавочного резистора можно получить разные пределы измерения. Если ток полного отклонения $I = U/z_B$, где z_B — полное сопротивление вольтметра, то, подставив его в (5.17), получим:

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{U^2}{z_B^2} \frac{dM_{12}}{d\alpha}, \quad (5.29)$$

т. е. характер шкалы у вольтметра такой же, как и у амперметра.

Для получения шкалы, близкой к равномерной, у амперметров и вольтметров размеры подвижной катушки выбирают так, чтобы подвижная катушка находилась практически в равномерном магнитном поле. В этом случае если β — начальный угол между плоскостями катушек (равный 135° при $\alpha=0$), то при отклонении подвижной части на угол α от начального положения $M_{12} = c_1 \cos(\beta - \alpha)$, а $dM_{12}/d\alpha = c_1 \sin(\beta - \alpha)$. Поскольку α изменяется от 0 до 90° , получим, что $\sin(\beta - \alpha)$ при углах от 0 до 45° будет возрастать, а после 45° убывать. В результате, как видно из (5.27) — (5.29), удается в амперметрах и вольтметрах электродинамической системы получить приблизительно равномерную шкалу, за исключением ее начальной части.

На показания электродинамических амперметров и вольтметров оказывают влияние внешние магнитные поля, температура окружающей среды и частота тока.

В амперметрах с последовательным соединением катушек изменения их сопротивления при изменении температуры не влияют на показания, но имеющая при этом место некоторая температурная погрешность обусловлена изменением упругих свойств спиральных пружин или растяжек.

В амперметрах, имеющих параллельно соединенные катушки, вследствие неодинакового изменения сопротивлений ветвей может иметь место температурная погрешность за счет перераспределения токов I_1 и I_2 в параллельных ветвях. Для компенсации температурной погрешности путем подбора добавочных резисторов из манганина и меди делают равными температурные коэффициенты параллельных ветвей. Аналогично компенсируется температурная погрешность, обусловленная изменением упругих свойств пружин или растяжек.

На показания амперметров с последовательной схемой соединения катушек влияние частоты невелико, и проявляется оно, начиная с сотен герц.

В амперметрах с параллельным соединением катушек из-за разного соотношения активных и реактивных сопротивлений цепей и влияния взаимной индуктивности между катушками может иметь место частотная погрешность. Для уменьшения частотной погрешности с помощью $R_{д1}$ и $R_{д2}$ (рис. 5.20, б) делают одинаковыми по-

стоянные времени параллельных цепей, т. е. $L_1/R_1 = L_2/R_2$, где L_1 и L_2 —индуктивности, а R_1 и R_2 —активные составляющие полных сопротивлений параллельных цепей.

В вольтметрах электродинамической системы температурная погрешность обусловлена изменением сопротивлений катушек и упругости пружин и растяжек. Поэтому температурная погрешность, обусловленная изменением сопротивлений катушек, тем меньше, чем больше сопротивление добавочного резистора из манганина по сравнению с сопротивлением катушек.

Изменение частоты вызывает изменение реактивной составляющей полного сопротивления цепи вольтметра и создает частотную погрешность. Для компенсации этой погрешности часть добавочного сопротивления шунтируется конденсатором с емкостью C (рис. 5.21).

В амперметрах ферродинамической системы катушки механизма соединяются последовательно или параллельно. Уравнение преобразования в обоих случаях имеет вид:

$$\alpha = \frac{c_2}{W} I^2 = kI^2, \quad (5.30)$$

т. е. шкала получается квадратичной.

Для вольтметров ферродинамической системы, катушки которых вместе с добавочным резистором включаются последовательно, из (5.30) получим:

$$\alpha = \frac{c_2}{W} \frac{U^2}{z^2} = k_1 U^2, \quad (5.31)$$

где z — полное сопротивление вольтметра.

Из (5.31) следует, что шкала вольтметра также имеет квадратичный характер.

В ферродинамических приборах температурная погрешность обусловлена теми же причинами, что и в электродинамических, а также и изменениями потерь в магнитопроводе.

Влияние изменения частоты на ферродинамические приборы больше, чем на электродинамические, вследствие больших значений индуктивностей катушек ферродинамических приборов. Компенсация частотной погрешности осуществляется в результате подключения конденсатора, как и в схеме на рис. 5.21.

Вследствие наличия магнитопровода в ферродинамических приборах при работе на постоянном токе возни-

кает погрешность от гистерезиса, а при работе на переменном токе оказывают влияние потери в магнитопроводе, нелинейность кривой намагничивания материала магнитопровода и др. Эти причины снижают точность и ограничивают частотный диапазон прибора.

5.7. ВАТТМЕТРЫ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЙ И ФЕРРОДИНАМИЧЕСКОЙ СИСТЕМ

Для измерения мощности постоянного и переменного тока на практике часто используются электродинамические и ферродинамические ваттметры.

При измерении мощности постоянного тока электродинамическим ваттметром неподвижная катушка (обе секции) включается последовательно с нагрузкой (рис. 5.22, а), и по ней проходит ток нагрузки I . Поэтому она

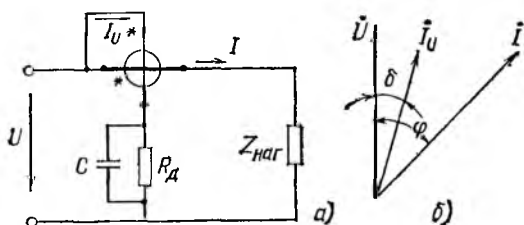


Рис. 5.22. Электродинамический ваттметр.

а — схема измерительной цепи, б — векторная диаграмма.

называется последовательной цепью ваттметра. К подвижной катушке, соединенной последовательно с добавочным резистором R_d , подводится напряжение U , и по ней проходит ток $I_U = U/R_U$, где R_U — полное сопротивление параллельной цепи.

Для ваттметра, включенного в цепь постоянного тока, в соответствии с (5.18) имеем:

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{U}{R_U} I \frac{dM_{12}}{d\alpha} = \frac{k_1}{W} \frac{dM_{12}}{d\alpha} P. \quad (5.32)$$

Из (5.32) видно, что при условии $dM_{12}/d\alpha = \text{const}$ шкала ваттметра будет равномерной.

В электродинамическом ваттметре на рабочем участке шкалы это условие всегда обеспечивается путем выбора определенных соотношений размеров катушек и их начального взаимного расположения.

При включении ваттметра в цепь переменного тока с напряжением $u = U_m \sin \omega t$ и током нагрузки $i = I_m \sin(\omega t - \varphi)$ ток в параллельной цепи равен:

$$i_U = U_m \sin(\omega t - \delta) / z_U,$$

где z_U — полное сопротивление параллельной цепи; δ — угол отставания по фазе тока I_U от напряжения U из-за наличия индуктивности в параллельной цепи (рис. 5.22, б).

В этом случае [см. (5.17)]

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{UI}{z_U} \frac{dM_{12}}{d\alpha} \cos(\varphi - \delta).$$

Учитывая, что $dM_{12}/d\alpha = \text{const}$, $z_U = R_U / \cos \delta$, получаем:

$$\alpha = \frac{k_1}{W} UI \cos \delta \cos(\varphi - \delta), \quad (5.33)$$

т. е. отклонение α будет пропорционально активной мощности при условии, что $\delta = 0$ ($z_U = R_U$). Следовательно, ток в параллельной цепи должен совпадать по фазе с напряжением (параллельная цепь должна иметь активное сопротивление), тогда

$$\alpha = k_2 UI \cos \varphi = k_2 P. \quad (5.34)$$

Угол δ можно сделать лишь малым в некоторой области частот, шунтируя добавочный резистор R_{Σ} (или его часть) в параллельной цепи ваттметра (рис. 5.22, а) конденсатором C .

Выполнение условия $z_U = R_U$ позволяет производить поверку и градуировку ваттметра с высокой точностью на постоянном токе.

Дополнительные погрешности у электродинамических ваттметров могут быть вызваны влиянием температуры, частоты переменного тока, внешних магнитных полей.

Влияние температуры сказывается на изменении параметров цепи подвижной катушки и упругости пружин и аналогично влиянию температуры на вольтметры электродинамической системы.

Изменение частоты приводит к изменению полного сопротивления цепи подвижной катушки и, следовательно, к изменению значения тока I_U . Кроме того, появляется угловая (фазовая) погрешность — угол отставания по фазе тока I_U от напряжения U , что вызывает более ощу-

тимую погрешность ваттметра. Для уменьшения угловой погрешности применяют частотную компенсацию.

Для защиты от влияний внешних магнитных полей электродинамические ваттметры экранируют или выполняют их конструкции астатическими.

В ваттметрах направление отклонения указателя изменяется при изменении полярности тока или напряжения. При одновременном изменении полярности тока и напряжения, как видно из (5.34), знак вращающего момента и направление отклонения указателя не изменяются, а при изменении полярности тока или напряжения указатель отклоняется в противоположную сторону. Поэтому зажимы последовательной и параллельной цепей ваттметра имеют разметку. Зажимы, обозначенные звездочкой (*), называются генераторными и должны включаться в линию со стороны генератора, т. е. со стороны поступления энергии.

Электродинамические ваттметры обычно выполняются многопредельными как по току, так и по напряжению. Для этого неподвижная катушка состоит из секций, соединенных последовательно или параллельно, а в цепи подвижной катушки добавочный резистор выполняется секционированным так, чтобы получать несколько номинальных напряжений.

Градуируются ваттметры в делениях так, что при номинальных токе $I_{\text{ном}}$, напряжении $U_{\text{ном}}$ и $\cos \varphi = 1$ стрелка отклоняется на полное число делений шкалы $a_{\text{шк}}$ (100 или 150 дел.). Для определения измеренного значения мощности отсчитанное число делений надо умножить на цену деления $C_{\text{ном}}$, которая для каждого предела измерения рассчитывается по формуле

$$C_{\text{ном}} = U_{\text{ном}} I_{\text{ном}}' a_{\text{шк}}. \quad (5.35)$$

Для измерений в цепях с малыми значениями $\cos \varphi$ применяют малокосинусные ваттметры, у которых отклонение стрелки на полное число делений шкалы имеет место при $I_{\text{ном}} U_{\text{ном}}$ и $\cos \varphi = 0,1$ или $\cos \varphi = 0,2$, указанном на шкале.

Ферродинамический однофазный ваттметр включается в цепь аналогично электродинамическому ваттметру (рис. 5.22), а постоянство $dM_{12}/d\alpha$ у него обеспечивается равномерным и радиальным магнитным полем в воздушном зазоре, где находится подвижная катушка.

Уравнение преобразования легко получить из (5.33),

полагая, что фазовый сдвиг между токами в неподвижной катушке I и током в подвижной катушке I_U равен φ за счет применения компенсации угловой погрешности, обусловленной индуктивностью подвижной катушки и углом потерь в магнитопроводе и деталях механизма. Шкала ферродинамического ваттметра, как и у электродинамического, равномерная.

Ферродинамический ваттметр по сравнению с электродинамическим имеет больший магнитный поток и, следовательно, мало восприимчив к внешним магнитным полям, имеет меньшее собственное потребление мощности и большую чувствительность, более устойчив к механическим воздействиям.

Вместе с тем ферродинамическим ваттметрам присущи специфические погрешности от влияния вихревых токов, гистерезиса и нелинейности кривой намагничивания. Так, вследствие магнитного гистерезиса на постоянном токе показания при возрастающем и убывающем токе будут разными. Нелинейность кривой намагничивания материала магнитопровода приводит к тому, что одно и то же показание может наблюдаться при разных значениях тока, напряжения и коэффициента мощности.

Указанные погрешности снижают точность ферродинамических ваттметров, поэтому они выпускаются в качестве щитовых приборов классов точности 1,5 и 2,5 для измерения мощности в однофазных и трехфазных цепях. Трехфазные ферродинамические ваттметры активной и реактивной мощности бывают двухэлементные и трехэлементные. Первые применяются для измерения мощности в трехфазных трехпроводных цепях, а вторые — в трехфазных четырехпроводных цепях. Они состоят из двух или трех однофазных элементов, имеющих общую ось с укрепленными на ней подвижными катушками. Вращающий момент такого прибора равен алгебраической сумме вращающих моментов отдельных элементов.

5.8. МЕХАНИЗМЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ

Работа электромагнитных измерительных механизмов основана на взаимодействии магнитного поля, созданного неподвижной катушкой, по обмотке которой протекает измеряемый ток, с одним или несколькими ферромагнитными сердечниками, эксцентрично укрепленными на оси. Наибольшее распространение получили измери-

тельные механизмы с плоской катушкой, с круглой катушкой и с замкнутым магнитопроводом.

Измерительный механизм с плоской катушкой (рис. 5.23) состоит из катушки 1 с обмоткой из медного провода, имеющей воздушный зазор, и сердечника 2. Сердечник из ферромагнитного материала с высокой магнитной проницаемостью и малой коэрцитивной силой

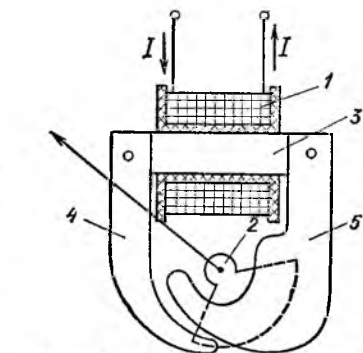
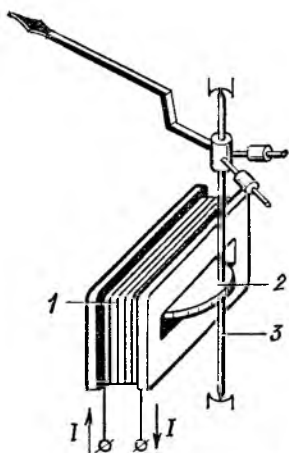


Рис. 5.24. Электромагнитный измерительный механизм с замкнутым магнитопроводом.

← Рис. 5.23. Электромагнитный механизм с плоской катушкой.

укрепляется на оси с опорами 3 или на растяжках. Противодействующий момент создается спиральной пружиной или растяжками. Успокоение магнитоиндукционное или жидкостное.

В механизмах с круглой катушкой неподвижный сердечник и подвижный, укрепленный на оси, располагаются внутри катушки. При протекании тока в обмотке катушки оба сердечника намагничиваются одноименно и отталкиваются друг от друга. Поэтому подвижный сердечник вместе с осью и другими деталями, укрепленными на ней, поворачивается на некоторый угол.

Механизмы с замкнутым магнитопроводом (рис. 5.24) являются более совершенными.

Катушка 1 расположена на неподвижном магнитопроводе 3 с двумя парами полюсных наконечников 4 и 5, магнитопровод и полюсные наконечники выполнены из магнитомягкого материала. Подвижный сердечник 2 из

магнитомягкой стали или пермаллоя, укрепленный на растяжках, может перемещаться в зазоре между полюсными наконечниками. Успокоение жидкостное.

При протекании тока через катушку возникает магнитное поле, которое, воздействуя на подвижный сердечник 2, стремится расположить его так, чтобы энергия поля была наибольшей. Энергия магнитного поля электромагнитного механизма, имеющего катушку с током I , равна $W_M = 1/2 I^2 L$, где L — индуктивность катушки; I — ток в обмотке, тогда вращающий момент равен

$$M = \frac{dW_M}{d\alpha} = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\alpha} I^2. \quad (5.36)$$

При протекании в обмотке катушки переменного тока $i = I_m \sin \omega t$ подвижная часть вследствие своей инерционности будет реагировать на среднее значение вращающего момента, равное

$$M_{cp} = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\alpha} \frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\alpha} I^2,$$

где I — действующее значение переменного тока в обмотке.

Из условия статического равновесия $M = -M_{пр}$ или $\frac{1}{2} \frac{dL}{d\alpha} I^2 = W\alpha$ можно получить выражение для угла отклонения подвижной части

$$\alpha = \frac{1}{2W} \frac{dL}{d\alpha} I^2, \quad (5.37)$$

поэтому шкала у электромагнитного измерительного прибора неравномерная. Обычно в электромагнитных механизмах форма сердечника подбирается так, что шкала практически равномерная, начиная с 15—20% ее конечного значения.

Показания электромагнитных измерительных приборов на постоянном токе различаются при возрастающих и убывающих значениях тока. Эти различия обусловлены потерями на гистерезис, и в приборах, механизмы которых имеют сердечники из электротехнической стали, составляют 2—3%. В приборах с механизмами, имеющими сердечник из пермаллоя, это различие ничтожно мало.

При работе механизма электромагнитной системы на переменном токе в окружающих металлических частях и сердечнике возникают вихревые токи, размагничивающие

сердечник. Вследствие этого показания на переменном токе немного меньше, чем на постоянном. Указанное различие в показаниях увеличивается с ростом частоты, но на частоте $f=50$ Гц оно невелико.

Магнитное поле в электромагнитных механизмах без магнитопроводов, замыкающееся в основном по воздуху, невелико, поэтому внешние магнитные поля существенно влияют на показания приборов с такими механизмами. Для уменьшения влияния внешних магнитных полей применяют экранирование. В механизмах с магнитопроводом собственное магнитное поле сильнее, поэтому экранировать приборы с такими механизмами не надо.

Недостатки электромагнитных механизмов — неравномерная шкала, влияние внешних магнитных полей на механизмы без магнитопровода и большое собственное потребление мощности.

Достоинства электромагнитных механизмов — пригодность для работы на постоянном и переменном токе, устойчивость к токовым перегрузкам, простота конструкции.

Благодаря отмеченным достоинствам электромагнитные механизмы используются в технических щитовых амперметрах и вольтметрах класса точности 1,0 и более низких классов для измерений в цепях переменного тока. Кроме того, они применяются в переносных многопредельных приборах класса точности 0,5.

Широкое применение на переменном токе находят также электромагнитные логометрические механизмы. Электромагнитные логометрические механизмы бывают двухмоментные и трехмоментные.

Двухмоментный электромагнитный логометр (рис. 5.25) состоит из двух неподвижных катушек и двух ферромагнитных сердечников, укрепленных на одной оси. Катушки с токами и сердечники укреплены так, что при увеличении угла поворота α и, следовательно, при изменении положения сердечников относительно катушек индуктивность одной катушки возрастает, а другой убывает, поэтому производные $dL_1/d\alpha$ и $dL_2/d\alpha$ имеют разные знаки, а вращающие моменты, действующие на сердечники, направлены в противоположные стороны. Тогда для статического равновесия ($M_1=M_2$) при условии, что магнитная связь между катушками отсутствует, имеем:

$$\frac{1}{2} I_1^2 \frac{dL_1}{d\alpha} = \frac{1}{2} I_2^2 \frac{dL_2}{d\alpha},$$

откуда

$$\frac{I_1^2}{I_2^2} = \frac{dL_2/d\alpha}{dL_1/d\alpha}$$

или

$$I_1/I_2 = f(\alpha). \quad (5.38)$$

Кроме описанного двухмоментного логометра существуют различные конструкции трехмоментных логометрических механизмов электромагнитной системы. Характерным для них является наличие переменной магнитной связи между катушками.

Электромагнитные логометрические измерительные механизмы в настоящее время используются в фазомет-

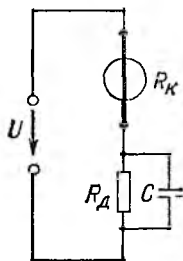
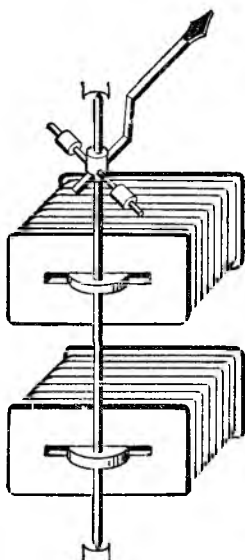


Рис. 5.26. Схема электромагнитного вольтметра.

← Рис. 5.25. Электромагнитный логометрический измерительный механизм

рах, но имеют меньшее распространение, чем магнито-электрические и электродинамические логометрические механизмы.

Электромагнитные амперметры и вольтметры. В амперметрах электромагнитной системы весь измеряемый ток проходит по катушке измерительного механизма. Значение номинальной МДС, необходимой для создания

магнитного поля в зазоре катушки, составляет: 100 А в механизмах, подвижная часть которых крепится на опорах; 50 А в механизмах с подвижной частью, укрепленной на растяжках; 20 А в механизмах с замкнутым магнитопроводом. Поэтому для расширения диапазонов измерения электромагнитных однопределных амперметров одного типа необходимо уменьшить число витков катушки. В амперметре на номинальный ток 100 А катушка имеет один виток, выполненный из толстой медной шины. Такие амперметры для прямого включения на токи больше 200 А не изготавливают из-за нагрева шины и сильного влияния на показания прибора магнитного поля токоподводящих проводов. Диапазоны измерения электромагнитных амперметров, работающих на переменном токе, проще расширять с помощью измерительных трансформаторов тока.

Электромагнитные щитовые амперметры обычно выпускаются однопределными, а переносные — многопределными (до четырех пределов измерения).

Для расширения диапазонов измерения переносных многопределных электромагнитных амперметров катушки выполняют секционированными. Секции включаются в последовательно-параллельные комбинации. Переключение секций производится с помощью переключающих устройств.

Температурная погрешность у электромагнитных амперметров невелика и обусловлена только изменением упругости спиральной пружины или растяжек. Изменение сопротивления обмотки катушки из-за влияния внешней температуры не вызывает погрешности, так как весь измеряемый ток проходит по обмотке.

Дополнительная частотная погрешность в электромагнитных амперметрах вследствие вихревых токов в сердечнике и поверхностного эффекта в проводах обмотки также невелика.

В вольтметрах электромагнитной системы последовательно с катушкой измерительного механизма включается добавочный безреактивный резистор R_d , выполненный из манганина (рис. 5.26). Добавочные резисторы могут быть внутренними и наружными. В многопределных вольтметрах добавочные резисторы делают секционированными. Для компенсации температурной погрешности у вольтметров необходимо, чтобы отношение сопротивления добавочного резистора из манганина к со

противлению катушки из меди было достаточно велико (не меньше некоторого значения, определяемого классом точности прибора). Обычно у вольтметров на напряжение большее 100 В это условие соблюдается, и диапазоны измерения их расширяются за счет изменения сопротивлений добавочных резисторов при неизменном токе полного отклонения.

Вместе с тем имеются также конструкции вольтметров с замкнутым магнитопроводом, у которых катушка намотана манганиновым проводом, а добавочный резистор отсутствует. Показания таких вольтметров мало зависят от температуры.

Изменение частоты сказывается на показаниях вольтметров больше, чем на показаниях амперметров. Это обусловлено тем, что с повышением частоты тока увеличивается реактивная составляющая сопротивления катушки вольтметра, вызывающая уменьшение тока в цепи прибора, и, следовательно, показания его уменьшаются. Поэтому для расширения частотного диапазона необходимо вводить частотную компенсацию с помощью включения конденсатора параллельно части добавочного резистора, как и в электродинамическом вольтметре (см. рис. 5.21).

Электромагнитные вольтметры и амперметры обладают следующими достоинствами: они пригодны для работы на постоянном и переменном токе, устойчивы к токовым перегрузкам, имеют простую конструкцию.

К числу недостатков можно отнести некоторую неравномерность шкалы, зависимость показаний от внешних магнитных полей, большое собственное потребление мощности (за исключением приборов с замкнутым магнитопроводом).

Существуют также электромагнитные перегрузочные амперметры, вольтметры номинального значения и нулевые вольтметры.

Отечественная промышленность выпускает: переносные амперметры класса точности 0,5 с верхними пределами измерений от 10 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; 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 различные фиксированные частоты от 50 до 1000 Гц.

5.9. ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЕ МЕХАНИЗМЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

В электростатических механизмах перемещение подвижной части происходит под действием энергии электрического поля системы двух или нескольких электрически заряженных проводников. Следовательно, в данном механизме в отличие от механизмов других систем перемещение подвижной части осуществляется за счет действия непосредственно приложенного напряжения. Поэтому в основном электростатические механизмы применяются в приборах, измеряющих напряжение, вольтметрах.

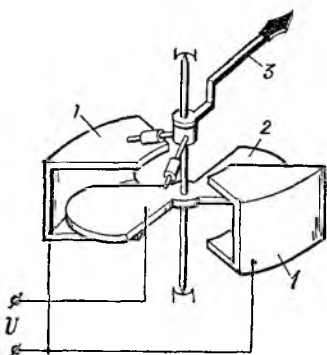


Рис. 5.27. Электростатический измерительный механизм.

Перемещение подвижной части во всех конструкциях электростатических вольтметров связано с изменением емкости системы. Распространение получили два вида механизмов: изменение емкости в одних осуществляется за счет изменения активной площади электродов, а в других — за счет

изменения расстояния между электродами. Первые применяются в щитовых и переносных вольтметрах на напряжения от десятков до сотен вольт, вторые — в щитовых киловольтметрах.

Устройство механизма с изменением активной площади электродов схематически показано на рис. 5.27. Неподвижная часть состоит из симметрично расположенных и электрически соединенных электродов 1. Секторообразная пластина 2 вместе с указателем 3, укрепленная на оси, образуют подвижную часть. Под действием подведенного к электродам напряжения U создается электрическое поле. Силы электрического поля стремятся повернуть подвижную часть так, чтобы энергия электрического поля $W_э = \frac{1}{2} U^2 C$ была наибольшей, т. е.

чтобы подвижный электрод втягивался в пространство между неподвижными электродами и поворачивал указатель. Подвижная часть может быть укреплена на опорах, растяжках или на подвесе, а в качестве указателя кроме стрелки применяют также световой луч. Электроды изготавливаются из алюминия.

В электростатических механизмах применяют большей частью магнитоиндукционные успокоители, реже — воздушные.

Вращающий момент электростатического механизма равен:

$$M = \frac{dW_{\text{э}}}{d\alpha} = \frac{1}{2} U^2 \frac{dC}{d\alpha}. \quad (5.39)$$

При переменном напряжении $u = U_m \sin \omega t$, приложенном к электродам, подвижная часть вследствие инерционности будет реагировать на среднее за период значение вращающего момента, равное

$$M_{\text{ср}} = \frac{1}{2} \frac{dC}{d\alpha} \frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt = \frac{1}{2} U^2 \frac{dC}{d\alpha}, \quad (5.40)$$

где U — действующее значение переменного напряжения.

Выражение для угла отклонения можно получить из условия статического равновесия: $M = -M_{\text{пр}}$ или

$$\frac{1}{2} U^2 \frac{dC}{d\alpha} = W\alpha,$$

откуда

$$\alpha = \frac{1}{2W} \frac{dC}{d\alpha} U^2. \quad (5.41)$$

Следовательно, угол поворота подвижной части электростатического вольтметра пропорционален квадрату действующего значения напряжения и множителю $dC/d\alpha$, т. е. шкала вольтметра неравномерна. Путем выбора соответствующей формы электродов, их размеров и взаимного расположения получают такую зависимость $dC/d\alpha$, которая позволяет обеспечить практически равномерную шкалу от 15 до 100% верхнего предела измерения. Вращающий момент электростатического меха-

¹ C — емкость между подвижным и неподвижным электродами.

низма мал, что не позволяет на его базе сделать вольтметр с пределом измерения меньше 10 В.

Собственное электрическое поле электростатического вольтметра незначительное, поэтому на работу прибора сильное влияние оказывают внешние электрические поля. Для уменьшения этого влияния приборы экранируют. Экраном может служить корпус прибора, если он металлический. Если корпус выполнен из пластмассы, то экраном служит металлическая фольга из немагнитного материала или алюминиевая краска, которой покрывается внутренняя поверхность корпуса. Экран соединяется с одним из электродов и заземляется.

Чувствительность электростатических механизмов мала. Для ее повышения подвижную часть укрепляют на растяжках или на подвесе, применяют оптический световой отсчет, а также увеличивают емкость механизма, делая его многокамерным.

На электростатические вольтметры почти не влияют температура, частота и форма кривой приложенного напряжения и внешние магнитные поля.

Собственное потребление мощности вольтметра на переменном токе мало, а при включении в цепь постоянного тока равно нулю.

Перечисленные свойства электростатических вольтметров обуславливают их применение в широком частотном диапазоне в маломощных цепях, а также в цепях высокого напряжения до сотен киловольт.

Важным вопросом при конструировании электростатических вольтметров является применение высококачественной изоляции между подвижными и неподвижными электродами.

При использовании электростатических вольтметров следует иметь в виду, что большинство вольтметров с пределом измерения 10—300 В имеет очень малый воздушный зазор между пластинами, поэтому для предохранения прибора от повреждения при случайном коротком замыкании пластин внутрь вольтметра встраивается защитное сопротивление. В таких приборах при повышении частоты возникает дополнительная погрешность, поэтому при измерениях на частотах более 300 кГц защитное сопротивление надо отключать.

Расширение диапазонов измерения электростатических вольтметров производится на переменном токе в результате включения добавочного конденсатора

(рис. 5.28) или емкостного делителя напряжения (рис. 5.29, а), а на постоянном токе — резистивного делителя напряжения (рис. 5.29, б).

Для цепи, изображенной на рис. 5.28, можно записать:

$$U = U_V \frac{C_V + C_{\text{д}}}{C_{\text{д}}},$$

где U — измеряемое напряжение; U_V — напряжение на вольтметре.

Емкость вольтметра C_V изменяется в зависимости от его показания, поэтому с подключением конденсатора

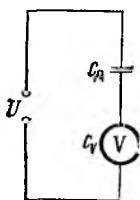


Рис. 5.28 Схема электростатического вольтметра.

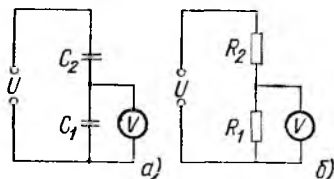


Рис. 5.29. Схемы расширения диапазонов измерения электростатического вольтметра.

изменяется отношение U/U_V , что влияет на характер шкалы. Кроме того, конденсаторы имеют потери, зависящие от частоты. Следовательно, при включении вольтметра через добавочный конденсатор погрешности измерений возрастают.

Лучше для расширения пределов измерения электростатических вольтметров применять емкостный делитель напряжения (рис. 5.29, а). В этом случае будем иметь:

$$U = U_V \frac{C_V + C_1 + C_2}{C_2}.$$

Если параметры емкостного делителя выбраны так, что $C_1 \gg C_V$, то отношение напряжений U/U_V практически не зависит от показания вольтметра и шкала прибора не искажается.

Для расширения нижних диапазонов измерения электростатических вольтметров их применяют в сочетании с измерительными усилителями.

Отечественная промышленность в настоящее время выпускает переносные и щитовые однопредельные и многопредельные электростатические вольтметры классов точности 0,5; 1,0 и 1,5 на напряжения от 10 В до 300 кВ и частоты до 10 МГц, имеющие входную емкость от 4 до 65 пФ и входное сопротивление 10^{10} — 10^{12} Ом.

5.10. ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ АМПЕРМЕТРЫ И ВОЛЬТМЕТРЫ

Магнитоэлектрические приборы характеризуются высокой чувствительностью, высокой точностью и малым потреблением мощности. Но они пригодны только для измерений в цепях постоянного тока. Для того чтобы использовать магнитоэлектрические измерительные механизмы для измерений на переменном токе, нужно предварительно преобразовать переменный ток в постоянный.

В качестве преобразователей переменного тока в постоянный широкое распространение получили полупроводниковые выпрямители. Выпрямительный прибор представляет собой сочетание магнитоэлектрического измерительного механизма с выпрямителем на полупроводниковых диодах. В выпрямителях применяются диоды из германия или кремния.

Сопротивление полупроводникового диода зависит от полярности приложенного напряжения. При напряжении одной полярности сопротивление диода мало, а при напряжении противоположной полярности резко возрастает. Соответственно в первом случае сопротивление диода называют прямым, а во втором — обратным. Если к диоду приложить переменное напряжение, то практически он будет пропускать ток только в одном направлении.

Обычно в приборах используют выпрямители двух типов — однополупериодные и двухполупериодные. На рис. 5.30 дана схема прибора с однополупериодным выпрямлением, используемая для измерения тока I . Через измерительный механизм, включенный последовательно с диодом $VD1$, проходят полуволны переменного тока I_n одной полярности, полуволны другой полярности (обратные полуволны) проходят через диод $VD2$. Диод $VD2$ защищает диод $VD1$ от пробоя и замыкает цепь тока при обратной полуволне. Сопротивление резистора R выбирается равным сопротивлению измерительного механизма. Благодаря этому сопротивление

прибора будет одинаковым для любого направления тока.

В двухполупериодных схемах выпрямленный ток проходит через измерительный механизм в обе половины периода. На рис. 5.31 приведены четыре наиболее рас-

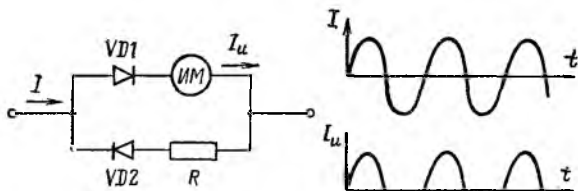


Рис. 5.30. Схема включения и временные диаграммы токов измерительного механизма с однополупериодным выпрямителем.

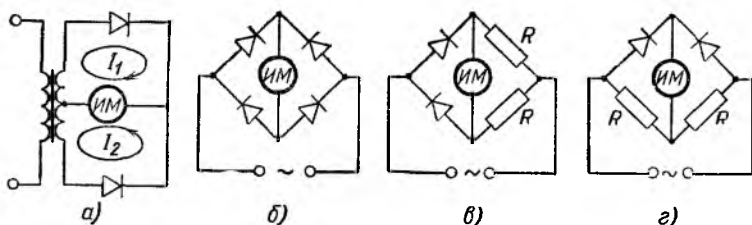


Рис. 5.31. Двухполупериодные схемы включения измерительного механизма с выпрямителями.

a — трансформаторная; *б* — мостовая; *в, г* — мостовая с заменой двух диодов резисторами.

пространенные схемы двухполупериодного выпрямления.

В схеме на рис. 5.31, *a* диоды включены во вторичную цепь трансформатора так, что ток через измерительный механизм в течение любого полупериода всегда проходит в одном направлении. Трансформатор позволяет электрически изолировать цепь измерительного механизма от цепи измеряемого переменного тока или напряжения. Недостатком схемы является зависимость коэффициента трансформации трансформатора от частоты.

В симметричной мостовой схеме на рис. 5.31, *б* четыре диода образуют плечи моста, в диагональ которого включен измерительный механизм. Ток все время протекает через измерительный механизм в одном направлении, а значение тока в мостовой схеме по сравнению со

значением тока в однополупериодной схеме увеличивается вдвое.

Иногда в мостовой схеме два диода заменяют резисторами, сопротивление которых равно прямому сопротивлению диодов (рис. 5.31, *в* и *г*). Преимущество этих схем заключается в меньшем количестве диодов. Так как и прямое, и обратное сопротивления диодов сильно зависят от температуры, то при замене диодов резисторами уменьшается температурная погрешность приборов. Кроме того, схема на рис. 5.31, *г* более удобна для измерения больших токов, так как резисторы R в этом случае играют роль шунтов. Недостатком схем на рис. 5.31, *в* и *г* является необходимость в более чувствительном измерительном механизме, поскольку в него отвечает лишь часть (30—40%) выпрямленного тока (рис. 5.31, *в*) или часть переменного тока вообще не выпрямляется (рис. 5.31, *г*).

Мгновенное значение вращающего момента, действующего на подвижную рамку измерительного механизма магнитоэлектрической системы, равно (см. § 5.2):

$$m = Bswi,$$

где i — мгновенное значение тока, протекающего через измерительный механизм.

Из-за инерции подвижной части ее отклонение будет пропорционально среднему значению вращающего момента. Если ток $i = I_m \sin \omega t$, то для схемы с однополупериодным выпрямлением средний за период вращающий момент равен:

$$M_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} m \, dt = Bsw \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_m \sin \omega t \, dt = \frac{Bsw}{2} I_{cp},$$

где I_{cp} — средневывпрямленное значение синусоидального тока:

$$I_{cp} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} I_m \sin \omega t \, dt.$$

Угол поворота подвижной части

$$\alpha = \frac{Bsw}{2W} I_{cp}.$$

Для схемы с двухполупериодным выпрямлением значения M_{cp} и α увеличиваются вдвое.

На шкалы приборов наносят действующие значения переменного тока (напряжения). Приняв во внимание, что действующее значение тока связано со средневыпрямленным равенством $I_{\text{ср}}=I/k_{\Phi}$, где k_{Φ} — коэффициент формы кривой, получим угол поворота подвижной части для двухполупериодной схемы выпрямления:

$$\alpha = \frac{B\omega}{Wk_{\Phi}} I.$$

Выпрямительные приборы градуируют при синусоидальном токе (для синусоиды $k_{\Phi}=1,11$). При отличии формы кривой измеряемого тока (напряжения) от синусоиды в показаниях приборов возникает погрешность.

Для расширения пределов измерения выпрямительных приборов по току и напряжению применяются соответственно шунты и добавочные резисторы, как и у обычных магнитоэлектрических приборов.

При изменении температуры изменяется сопротивление диодов, в результате чего возникает температурная погрешность. Для ее уменьшения применяют различные схемы температурной компенсации.

Полупроводниковые диоды имеют емкость. При повышенных частотах часть переменного тока проходит через эту емкость, что приводит к уменьшению показаний прибора. Для компенсации частотной погрешности применяют конденсаторы, подключаемые параллельно добавочным резисторам. В этом случае общий ток, поступающий в выпрямительную схему, возрастает с повышением частоты, что компенсирует уменьшение выпрямленного тока в измерительном механизме.

Промышленностью выпускаются многопредельные выпрямительные ампервольтметры показывающие и самопишущие, а также выпрямительные фазометры и самопишущие частотомеры.

Достоинствами выпрямительных приборов являются высокая чувствительность (наименьшие пределы измерения переменных токов и напряжений соответственно 0,25—0,3 мА и 0,25—0,3 В), малое собственное потребление, широкий частотный диапазон (до 10—20 кГц).

Недостатки приборов — невысокая точность (классы точности 1,0—2,5) и зависимость показаний от формы кривой измеряемой величины.

5.11. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АМПЕРМЕТРЫ И ВОЛЬТМЕТРЫ

Для преобразования переменного тока в постоянный наряду с выпрямителями применяются термоэлектрические преобразователи. Термоэлектрический преобразователь состоит из нагревателя-проводника, по которому проходит преобразуемый (измеряемый) ток, и миниатюрной термопары. В качестве нагревателя используется тонкая проволока, изготовленная из материала, допускающего длительный нагрев, например из нихрома или константана. Электроды термопар обычно выполняют из металлов и их сплавов. Примерами могут служить термопары хромель — копель или золото — палладий — платина — платинородий, дающие высокую термо-ЭДС (около 50—60 мкВ при нагреве на 1°С).

Различают контактные термоэлектрические преобразователи, у которых горячий спай термопары 2 непосредственно приварен к середине нагревателя 1 (рис. 5.32, а), и бесконтактные термоэлектри-

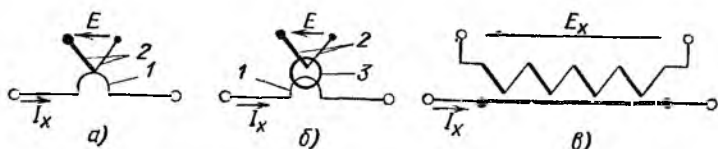


Рис. 5.32. Схемы термопреобразователей.

а — контактного; б — бесконтактного; в — термобатареи.

ческие преобразователи (рис. 5.32, б), у которых нагреватель 1 и горячий спай термопары 2 разделены изолятором — каплей стекла (бусинкой) 3; через последнюю передается теплота от нагревателя к термопаре. Изоляционная прослойка между нагревателем и термопарой уменьшает чувствительность и увеличивает инерционность преобразователя, но одновременно изолирует цепь термопары от цепи нагревателя. Поэтому измеряемый ток, протекающий по нагревателю, не отвечает в цепь термопары (у контактного термоэлектрического преобразователя часть измеряемого тока протекает через термопару за счет падения напряжения в месте сварки). Преимуществом бесконтактных термопреобразователей является возможность создания термобатарей, состоящих из нескольких термопар, соединенных последовательно (рис. 5.32, в). Термо-ЭДС термобатареи возрастает пропорционально числу термопар, в результате чего повышается чувствительность термопреобразователя.

Термоэлектрические преобразователи, рассчитанные на малые токи (до 1 А), помещают в стеклянную колбу, из которой выкачан воздух. Вакуум уменьшает теплоотдачу нагревателя в окружающую среду, и, следовательно, для нагрева горячего спая термопары требуется меньшая мощность.

Термоэлектрическим прибором называют соединение одного или нескольких термоэлектрических преобразователей с магнитоэлектрическим измерительным механизмом. На рис. 5.33, а, б даны схемы термоэлектрического амперметра и термоэлектрического вольтметра с бесконтактным термоэлектрическим преобразователем. В термо-

электрических вольтметрах последовательно с нагревателем включается добавочный, обычно непроволочный, безреактивный резистор R_d .

Термо-ЭДС, развиваемая термоэлектрическим преобразователем, пропорциональна количеству теплоты, выделенной измеряемым током в месте присоединения спая. Количество теплоты, в свою очередь, пропорционально квадрату измеряемого тока. Ток I_1 в цепи измерительного механизма может быть определен как $I_1 = E/R$, где E — термо-ЭДС, R — полное сопротивление цепи прибора. Таким образом, показания термоэлектрического прибора будут пропорцио-

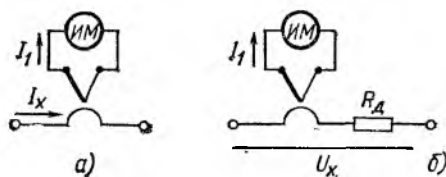


Рис. 5.33. Схемы термоэлектрических приборов — амперметра (а) и вольтметра (б).

нальны квадрату действующего значения тока в нагревателе, т. е. $a = kI_x^2$, где k — постоянный коэффициент, зависящий от конструкции и типа термоэлектрического преобразователя и параметров измерительного механизма.

Теплота, выделяемая электрическим током в проводнике, в очень широких пределах не зависит от частоты, поэтому термоэлектрическими приборами можно пользоваться и на постоянном, и на переменном токе, включая токи высокой частоты.

Для расширения пределов измерения термоэлектрических амперметров используют специальные высокочастотные экранированные трансформаторы тока с магнитопроводами из пермаллоя или феррита. В термоэлектрических вольтметрах расширение пределов производится с помощью добавочных резисторов.

При измерении малых токов и напряжений термо-ЭДС термопар будет небольшой, поэтому к выходу термоэлектрических преобразователей присоединяют усилители постоянного тока, а измерительный механизм подключают к выходу усилителя. Таким образом можно снизить предел измерения термоэлектрических амперметров и вольтметров. Например, термоэлектрические приборы типа Т131 и Т133 имеют соответственно нижние пределы измерения напряжения 75 мВ и тока 100 мкА; класс точности этих приборов — 1,5.

При включении термоэлектрического амперметра в электрическую цепь ток, измеряемый амперметром, будет меньше тока источника питания I и больше тока в нагрузке $I_{нар}$ за счет токов утечки I_1 и I_2 через емкости C_1 и C_2 между входными зажимами термоэлектрического преобразователя и общей точкой (рис. 5.34). Особенно велики токи утечки при измерении токов высокой частоты.

При использовании контактных преобразователей возникает также ток утечки I_3 через конденсатор сравнительно большой емкости C_3 между измерительным механизмом и общей точкой. В результате ток I_3 значительно превосходит токи I_1 и I_2 . При использовании бесконтактных преобразователей ток утечки через емкость C_3 резко

уменьшается, так как цепь термопары электрически изолирована от цепи нагревателя, а емкость между термопарой и нагревателем ничтожно мала. По этой причине контактные термоэлектрические преобразователи не применяются при измерении токов и напряжений высокой частоты.

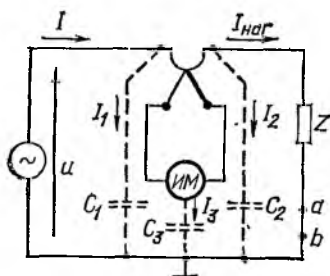


Рис. 5. 34. Схема включения термоэлектрического амперметра.

Для уменьшения токов утечки термоэлектрический амперметр следует включать в такую точку цепи, потенциал которой относительно земли близок к нулю, например между точками *a* и *b* на рис. 5.34. Включение теплоэлектрического амперметра, показанное на рис. 5.34, неудачно.

Основными достоинствами термоэлектрических приборов являются достаточно высокая точность измерений в широком диапазоне частот и независимость показаний от формы кривой токов и напряжений. Термоэлектрические миллиамперметры имеют классы точности 1,0 и 1,5. С помощью термоэлектрических миллиампер-

метров можно измерять токи в области частот от 10 Гц до 100 МГц.

К недостаткам термоэлектрических приборов следует отнести малую перегрузочную способность, большое собственное потребление и неравномерную шкалу.

5.12. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 2.

ПОВЕРКА ВОЛЬТМЕТРОВ И АМПЕРМЕТРОВ

Цель настоящей работы — ознакомление с методикой проверки показывающих приборов прямого действия для выявления соответствия прибора обозначенному на нем классу точности.

В данной работе при выявлении соответствия прибора обозначенному на нем классу точности прибор подвергается не всем условиям ГОСТ испытаниям. Проверку приборов производят путем сравнения показаний испытуемых приборов с показаниями образцового прибора. Приборы классов точности 1,0; 1,5; 2,5 и 4,0 проверяют путем сличения их показаний с показаниями образцовых приборов классов 0,2 и 0,5. Проверка вольтметров и амперметров в настоящей работе производится по схемам рис. 5.35, *a* и *б*.

Задание

1. Ознакомиться с приборами, имеющимися на стенде. Составить перечень приборов, записать в протокол все паспортные данные этих приборов.

2. Собрать схему и показать ее для проверки руководителю.

3. Подать напряжение на схему для проверки вольтметра или амперметра. С помощью однофазного регулятора напряжения плавно переместить стрелку от нулевого показания до максимального и обратно и убедиться в отсутствии трения стрелки.

4. Прогреть прибор в течение 15 мин током, соответствующим номинальному значению измеряемой величины. После выключения прибора проверить, находится ли указатель на нулевой отметке шкалы. В случае необходимости с помощью корректора установить указатель на нулевую отметку.

5. Указатель испытуемого прибора установить последовательно на всех числовых отметках шкалы сначала при возрастании измеряемой величины от нуля до наибольшего значения по шкале и затем по тем же точкам при убывании от наибольшего значения по шкале до нуля, при этом необходимо следить за тем, чтобы указатель подходил к числовой отметке только с одной стороны. По образцовому прибору определить действительное значение измеряемой величины на этих отметках.

6. Вычислить абсолютные и приведенные погрешности и поправки, выбирая для этого большее значение для каждой пары абсолютных погрешностей, полученных для данной точки. Вычислить вариацию показаний. Вычисления производить по формулам

$$\Delta = x_{\Pi} - x;$$

$$\gamma = \frac{\Delta}{x_N} 100;$$

$$-\Delta = x - x_{\Pi};$$

$$\gamma_{\text{вар}} = \frac{x_{\text{д.воск}} - x_{\text{д.чисх}}}{x_N} 100,$$

где Δ — абсолютная погрешность; x_{Π} — показание поверяемого прибора; x — показание образцового прибора; γ — приведенная погрешность в процентах; x_N — нормирующее значение поверяемого прибора; $-\Delta$ — поправка; $\gamma_{\text{вар}}$ — вариация показаний в процентах.

Таблица 5.1. Результаты наблюдений и вычислений

Показания поверяемого прибора x_{Π} , В(А)	Показания образцового прибора x		Абсолютные погрешности Δ		Приведенная погрешность, γ , %	Вариация показаний $\gamma_{\text{вар}}$, %
	при увеличении напряжения (тока), В(А)	при уменьшении напряжения (тока), В(А)	при увеличении напряжения (тока), В(А)	при уменьшении напряжения (тока), В(А)		

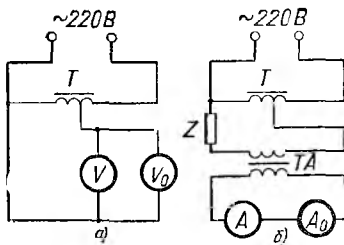


Рис. 5.35. Схема проверки показывающих приборов прямого действия.

a — вольтметра; b — амперметра.

Результаты наблюдений и вычислений записать в табл. 5.1.

7. По данным опыта и расчетов построить кривую поправок в зависимости от показаний поверяемого прибора, т. е. $-\Delta = f(x_n)$.

8. Проверить, не превосходят ли полученные погрешности прибора пределов допускаемых для него основных абсолютных погрешностей и вариации показаний.

9. Составить отчет по требуемой форме.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ

6.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В современных средствах измерения входной сигнал, несущий информацию об измеряемой величине, часто испытывает ряд преобразований. Цель этих преобразований — привести сигнал к виду, при котором возможно последующее измерение его информативных параметров с заданной точностью. Совокупность элементов средства измерений или измерительного канала, в результате которой обеспечивается осуществление всех преобразований измерительного канала, называется измерительной цепью. Элемент измерительной цепи, в котором осуществляется одно из ряда последовательных преобразований измерительного сигнала, называется преобразовательным элементом (ПЭ). Один или несколько преобразовательных элементов, конструктивно оформленные в самостоятельное изделие, называют измерительным преобразователем (ИП).

Преобразования сигналов могут быть различными: изменение физической природы сигнала, например преобразование сопротивления электрической цепи в ток или напряжение и т. п.;

масштабирование, т. е. приведение сигнала к определенному диапазону изменения;

линеаризация — операция, обеспечивающая линейную зависимость между информативными параметрами входного и выходного сигналов;

фильтрация — отделение сигнала от помех, наложенных на сигнал;

аналого-цифровое преобразование, т. е. преобразование непрерывной (аналоговой) формы сигнала в цифровой код.

Существуют и другие преобразования входных сигналов.

Виды ПЭ и ИП, осуществляющих указанные преобразования, многочисленны. Остановимся на некоторых из них и рассмотрим наиболее важные свойства, общие для многих ПЭ и ИП, а также для измерительной цепи в целом. Рассмотрение вопроса начнем с изучения свойств простейших ИП, содержащих только один ПЭ.

6.2. ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ И СВОЙСТВА ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Каждый ИП в измерительной цепи характеризуется комплексом технико-экономических характеристик, среди которых выделим для дальнейшего изучения основные метрологические характеристики — функцию преобразования, точность, чувствительность, разрешающую способность, входное и выходное сопротивления, быстро-

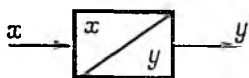


Рис. 6.1. Структурная схема преобразователя.

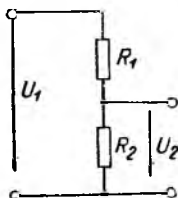


Рис. 6.2. Делитель напряжения.

действие. Эти характеристики позволяют ответить на вопрос о принципиальной возможности применения данного ИП для выполнения требуемого измерительного преобразования в конкретной измерительной задаче.

Функция преобразования ИП. Выделим из измерительной цепи произвольный ИП. Обозначим через x его входную, а через y — выходную величины (рис. 6.1). Функция преобразования устанавливает связь между этими величинами:

$$y = F(x).$$

Функцию преобразования называют также характеристикой ИП. Измерительные преобразователи с нелинейной функцией преобразования называют функциональными преобразователями. Примером функционального преобразователя может служить лампа накаливания,

если ее рассматривать как преобразователь приложенного напряжения в ток, протекающий через лампу. Дело в том, что увеличение тока в нити накаливания сопровождается повышением ее температуры и сопротивления. Поэтому зависимость между напряжением, приложенным к лампе, и током, протекающим по ее нити накаливания, нелинейна. Другой пример функционального преобразователя — полупроводниковый диод.

Зависимость $y=F(x)$ преобразователей может быть задача аналитически, графиком или таблицей.

Преобразователи с функцией преобразования вида

$$y = ax + b, \quad (6.1)$$

где a и b — постоянные коэффициенты, называют линейными преобразователями. Для линейных преобразователей характерно постоянство коэффициентов a и b и их независимость от значения входной величины x . В таком случае коэффициент a называют коэффициентом преобразования или коэффициентом передачи входного сигнала на выход преобразователя.

Примером линейного преобразователя может служить делитель напряжения (рис. 6.2), для которого справедливо

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_1.$$

В данном случае $a=R_2/(R_1+R_2)$, $b=0$.

Другим примером линейного преобразователя может служить медный терморезистор, представляющий собой тонкую медную проволоку, навитую на каркас. Зависимость сопротивления такого преобразователя от окружающей температуры (функция преобразования) описывается уравнением

$$R_\Theta = R_0 + R_0 \alpha \Theta,$$

где R_Θ — сопротивление терморезистора при температуре $\Theta^\circ\text{C}$; R_0 — сопротивление терморезистора при $\Theta=0^\circ\text{C}$; α — температурный коэффициент сопротивления меди ($\alpha=4,25 \cdot 10^{-3} 1/^\circ\text{C}$).

В данном случае $a=R_0\alpha$, $b=R_0$.

В случае линейных цепей при преобразовании постоянных токов и напряжений выходные величины строго пропорциональны входным и коэффициент преобразования можно рассматривать как постоянную величину.

При преобразовании синусоидальных токов и напряжений в общем случае отличаются не только значения выходной и входной величин, но и их фазы. Поэтому коэффициент преобразования представляет собой комплексную величину и зависит от частоты.

Если изменяется одно из сопротивлений цепи, а напряжение цепи постоянно, то ток в нагрузке и напряжение на ней — функции изменения сопротивления. Такая цепь является функциональным преобразователем. Например, в цепях постоянного тока изменяющееся сопротивление (входная величина) и выходной ток или напряжение связаны гиперболической зависимостью. В цепях переменного тока зависимость между изменяющимся сопротивлением и выходным током более сложная.

К функции преобразования ИП предъявляются требования:

1) соответствие реальной функции преобразования номинальной. Под номинальной функцией преобразования понимается такая функция преобразования, которая была заложена в техническом задании на разработку данного ИП;

2) стабильность во времени, а также при действии других влияющих величин.

Точность измерительного преобразователя. Действительная функция преобразования ИП отличается от номинальной. Обычно это отличие мало, но оно всегда есть. Степень отличия действительной функции преобразования от номинальной характеризует точность преобразования. Точность является качественной характеристикой ИП. Различают высокую точность или низкую точность. Общепринятого количественного способа выражения точности не существует. Для этой цели используются понятием погрешность ИП, под которой понимают разность между его действительной и номинальной функциями преобразования. Различают погрешности ИП по входу и выходу. Измерительный преобразователь можно использовать для определения входного сигнала по известному выходному. Первый случай характерен для использования ИП в измерительном канале при передаче измерительной информации, здесь интерес представляет погрешность ИП по входу. Во втором случае ИП используется в качестве меры, при этом представляет интерес его погрешность по выходу. Погрешности ИП классифицируются по признакам, приведенным на рис. 6.3.

По способу выражения погрешности ИП разделяют на абсолютные, относительные и приведенные.

Абсолютной погрешностью ИП по входу Δ_x называют разность между истинными значениями выходной величины y , приведенной ко входу, и входной величины x :

$$\Delta_x = y/K_{\text{ном}} - x;$$

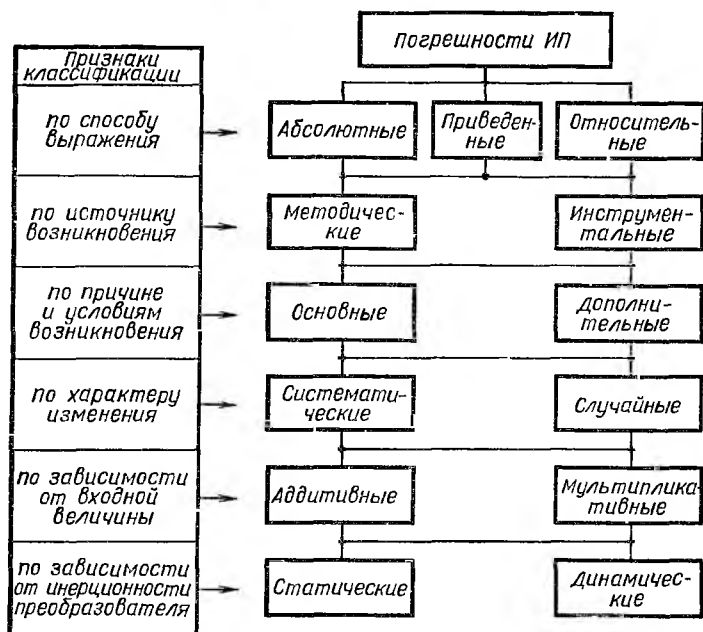


Рис. 6.3. Классификация погрешностей ИП.

абсолютной погрешностью ИП по выходу Δ_y называют разность между значением входной величины, приведенной к выходу, и истинным значением величины, соответствующей выходному сигналу:

$$\Delta_y = K_{\text{ном}} x - y,$$

где $K_{\text{ном}}$ — номинальный коэффициент преобразования.

На практике, в связи с тем что истинные значения неизвестны, пользуются действительными значениями величин, поэтому найти точное значение погрешности не-

возможно и находят лишь оценки погрешностей, но слово «оценка» часто опускают.

Относительная погрешность ИП равна отношению абсолютной погрешности к истинному значению входной (δ_x — по входу) или выходной (δ_y — по выходу) величины и часто выражается в процентах:

$$\delta_x = \frac{\Delta x}{x} 100, \quad \delta_y = \frac{\Delta y}{y} 100.$$

Приведенная погрешность ИП определяется как отношение абсолютной погрешности к нормирующему значению входной x_N или выходной y_N величины и выражается обычно в процентах:

$$\gamma_x = \frac{\Delta x}{x_N} 100; \quad \gamma_y = \frac{\Delta y}{y_N} 100.$$

Нормирующим называют условно принятое значение, которое в ИП обычно равно полному диапазону возможных изменений входного (x_N) или выходного (y_N) сигнала.

Погрешности ИП делятся на методические и инструментальные. Методические погрешности — это составляющие погрешности ИП, обусловленные несовершенством метода измерительного преобразования. Например, нелинейный ИП со слабо выраженной нелинейностью может рассматриваться как линейный ИП, но при этом всегда будет методическая погрешность, обусловленная заменой нелинейной характеристики линейной. Инструментальные погрешности — составляющие погрешности ИП, обусловленные несовершенством его изготовления. Например, если в схеме делителя напряжения (см. рис. 6.2) сопротивления резисторов отличаются от номинальных, то возникает инструментальная составляющая погрешности коэффициента передачи делителя.

По причине и условиям возникновения погрешности ИП делятся на основные и дополнительные. Основная погрешность — это погрешность ИП в нормальных условиях эксплуатации. Предел допустимой основной погрешности — это наибольшая основная погрешность ИП, при которой он может быть признан годным и допущен к эксплуатации.

Нормальными условиями эксплуатации ИП называются условия, при которых влияющие величины имеют нормальные значения или находятся в пределах нор-

мальной области значений. Последние устанавливаются в стандартах или технических условиях на ИП данного типа. Под влияющими величинами понимаются физические величины, не являющиеся преобразуемыми данным ИП, но оказывающие влияние на результат преобразования входной величины. Например, окружающая температура может изменять сопротивления резисторов в схеме ИП и, таким образом, изменять его коэффициент преобразования; внешние электрические и магнитные поля создают помехи в цепях ИП, искажающие преобразуемую величину, и т. п.

Помимо нормальных условий применения ИП различают рабочие условия применения, при которых значения влияющих величин находятся в пределах рабочих областей. Рабочие области значений влияющей величины также устанавливаются в стандартах или технических условиях на данный вид ИП, и в этой области нормируется дополнительная погрешность ИП. Таким образом, дополнительной погрешностью ИП будем называть составляющую погрешности ИП в рабочих условиях, вызванную отклонением одной из влияющих величин от нормального значения. Если влияющая величина выходит за границы значений рабочей области, то применение данного ИП в таких условиях становится невозможным.

По характеру изменения погрешности ИП делятся на систематические и случайные. Под систематической погрешностью понимается составляющая погрешности ИП, остающаяся постоянной или закономерно изменяющаяся. Случайная погрешность ИП — составляющая погрешности, изменяющаяся случайным образом. Примером систематических погрешностей могут служить методические погрешности, возникающие при замене нелинейной функции преобразования линейной, или инструментальные погрешности, вызванные неточной подгонкой сопротивлений резисторов, и др. Причинами случайных погрешностей могут служить различного рода наводки и помехи.

Деление погрешностей ИП на систематические и случайные в известной мере носит условный характер. Одна и та же причина (влияющая величина) может приводить как к систематическим, так и к случайным погрешностям. Покажем это на следующем примере. Пусть некоторый ИП используется для преобразования заданной

входной величины в условиях переменной окружающей температуры. Если время работы ИП мало и окружающая температура за это время не успевает заметным образом измениться, то погрешность преобразователя, обусловленная действием окружающей температуры, в таком эксперименте будет постоянной и должна рассматриваться как систематическая погрешность. Если же ИП работает длительно и окружающая температура многократно колеблется относительно некоторого среднего значения, то погрешность ИП, обусловленная колебанием окружающей температуры, должна рассматриваться как случайная.

По зависимости от значения входного сигнала погрешности ИП делятся на аддитивные, т. е. не зависящие от значения входного сигнала, и мультипликативные, т. е. пропорциональные значению входного сигнала. Аддитивные погрешности вызываются смещением нулевых уровней ИП. Причинами аддитивных погрешностей могут быть начальное смещение и дрейф нулевого уровня, например, в измерительных усилителях, действие термо-ЭДС, шумы и различного рода наводки во входных цепях ИП и т. п. Источник аддитивной помехи всегда можно рассматривать как источник сигнала, не зависящий от значения преобразуемой величины и включенный во входную цепь ИП. Мультипликативные погрешности вызываются нестабильностью функций преобразования ИП. Например, в схеме делителя напряжения (см. рис. 6.2) отклонение сопротивлений резисторов от номинальных значений вызывает отклонение коэффициента передачи делителя от номинального значения, что приводит к мультипликативной погрешности. Суммарная абсолютная погрешность ИП Δ_{Σ} определяется суммой абсолютных значений аддитивной Δ_a и мультипликативной Δ_m составляющих погрешности:

$$\Delta_{\Sigma} = \Delta_a + \Delta_m.$$

Рассмотрим в качестве примера ИП усилитель постоянного тока с номинальным коэффициентом усиления $K_{ном}$ (рис. 6.4). Обозначим: $U_{вх}$ — входное напряжение, $U_{вых}$ — выходное напряжение, $U_{см}$ — напряжение смещения усилителя. Входным током и инерционностью усилителя пренебрежем, но допустим, что действительный коэффициент усиления усилителя K отличается от номинального на значение ΔK . В таком случае $U_{см}$ вы-

зывает смещение характеристики усилителя: при $U_{вх}=0$ $U_{вых}=U_{см}K \neq 0$, но это смещение не зависит от значения $U_{вх}$, следовательно, $U_{см}$ является источником аддитивной погрешности. При наличии ΔK изменяется крутизна характеристики преобразования усилителя и появляется погрешность $U_{вх}\Delta K$, абсолютное значение которой пропорционально значению $U_{вх}$. Следовательно, нестабильность коэффициента усиления является источником мультипликативной погрешности.

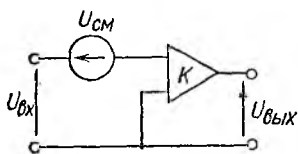


Рис. 6.4. Усилитель постоянного тока.

Рассмотрим ИП с характеристикой вида $y=Kx$. Аддитивная и мультипликативная составляющие погрешности изменяют характеристику преобразования, как показано на рис. 6,5, а и б. На рис. 6.5, в показано суммарное действие этих погрешностей. На рис. 6.5, г—е представлены зависимости абсолютных погрешностей (Δ_a , Δ_m , Δ_Σ), а на рис. 6.5, ж—и — относительных погрешностей ИП (δ_a , δ_m , δ_Σ) от входной величины.

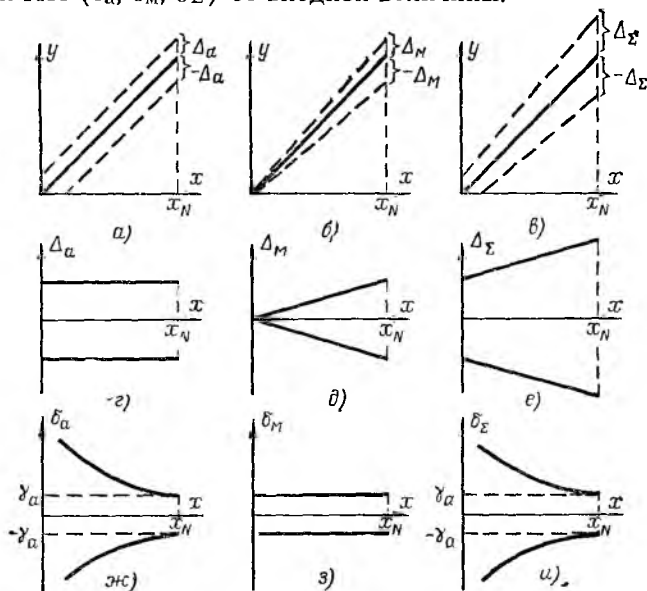


Рис 65 Графики погрешностей ИП.

а, г, ж — аддитивной, б, д, з — мультипликативной, в, е, и — суммарно-

Относительная суммарная погрешность, приведенная ко входу ИП, может быть представлена в виде

$$\delta_{\Sigma} = \frac{\Delta_{\Sigma}}{x} = \frac{\Delta_a}{x} + \frac{\Delta_M}{x} = \gamma_a \frac{x_N}{x} + \delta_M + \gamma_a -$$

$$- \gamma_a = \delta_M + \gamma_a - \gamma_a \left(\frac{x_N}{x} - 1 \right) = c + d \left(\frac{x_N}{x} - 1 \right),$$

где $c = \delta_M + \gamma_a$; $d = \gamma_a$.

Полученная форма выражения суммарной погрешности часто используется для описания метрологических свойств прецизионных ИП, например аналого-цифровых ИП.

По зависимости от инерционности ИП различают статические и динамические погрешности.

Статической погрешностью преобразователя называется постоянная во времени погрешность, не зависящая от инерционных свойств ИП.

Динамическая погрешность — это погрешность ИП, вызванная его инерционностью при преобразовании переменной во времени величины.

Чувствительность и порог реагирования измерительного преобразователя. Под чувствительностью ИП понимают отношение изменения сигнала на выходе ИП к вызвавшему его изменению входного сигнала. Обозначим Δy изменение выходной величины ИП, вызванное изменением входной величины Δx . Отношение

$$\Delta y / \Delta x = S_{cp} \quad (6.2)$$

называется средней чувствительностью ИП на интервале Δx . Предел, к которому стремится это отношение при $\Delta x \rightarrow 0$, называют чувствительностью ИП в точке x :

$$S = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{dy}{dx}. \quad (6.3)$$

В общем случае входная и выходная величины ИП могут быть неоднородными, поэтому и чувствительность ИП в общем случае является размерной величиной. Однако часто эти величины являются однородными, например в делителях или усилителях напряжения — это напряжения постоянного или переменного тока. В таких случаях чувствительность ИП является величиной безразмерной.

В зависимости от вида входной и выходной величин ИП можно говорить о разных видах его чувствительности. Например, если выходная величина ИП электрическая, то можно говорить о его чувствительности по току, напряжению, мощности, а также о чувствительности ИП к току, напряжению, сопротивлению и т. п., если эти величины являются входными для рассматриваемого ИП.

Различают абсолютную и относительную чувствительность ИП. Абсолютную чувствительность рассматривают по (6.2) и (6.3), а относительную по формулам

$$S_0 = \frac{dy}{dx/x} \text{ или } S_0 = \frac{dy/y}{dx/x}.$$

Например, чувствительность константового тензопреобразователя (преобразователя деформации в изменение сопротивления) определяется как отношение относительного изменения электрического сопротивления тензопреобразователя $\Delta R/R$ к относительной деформации $\Delta l/l$. В таком случае чувствительность выражается безразмерным числом, которое для константового тензопреобразователя равно двум.

Чувствительность ИП зависит от вида его функции преобразования: если последняя линейна, то чувствительность ИП постоянна и не зависит от значения x , в этом случае $S=S_{\text{ср}}$; если же функция преобразования ИП нелинейна, то его чувствительность зависит от x и $S \neq S_{\text{ср}}$. Например, для ИП с характеристикой вида $y=ax+b$ имеем $S=a$; для ИП с характеристикой вида $y=ax^2$ имеем $S=2ax$.

Под порогом реагирования ИП понимается такое минимальное приращение входной величины, которое вызывает уверенно различимое приращение выходной величины ИП. Дело в том, что смещение нулевого уровня, собственные шумы ИП, гистерезисные явления в характеристике ограничивают минимальное значение входного сигнала, который может быть преобразован данным ИП. Поэтому порог реагирования ИП всегда имеет конечное значение и выражается обычно в единицах входной величины. Например, усилитель постоянного напряжения с коэффициентом усиления K имеет чувствительность

$$S = dU_{\text{ВЫХ}}/dU_{\text{ВХ}} = K.$$

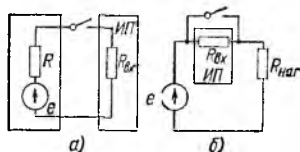
Этот параметр показывает, во сколько раз будет усилено поданное на вход усилителя напряжение, но не

дает ответа на вопрос о том, какое минимальное напряжение, поданное на вход усилителя, может быть надежно обнаружено на его выходе. Допустим, что этот усилитель в рабочем диапазоне влияющих величин характеризуется нестабильностью нулевого уровня (его начальное смещение, дрейф и шумы), значение которой, приведенное ко входу, не превышает границ ± 5 мВ. Тогда можно сделать вывод, что порог реагирования данного усилителя равен ± 5 мВ независимо от значения его чувствительности (коэффициента усиления).

Входное и выходное сопротивления измерительного преобразователя. Любой ИП должен преобразовывать

Рис. 6.6. К вопросу о влиянии мощности, потребляемой ИП, на результат преобразования.

a — преобразуемый сигнал — напряжение;
б — преобразуемый сигнал — ток.



входной сигнал с минимальными искажениями. Степень искажения сигнала в ИП в большой мере зависит от его входного и выходного сопротивлений. Покажем это на следующем примере. Пусть ИП с входным сопротивлением $R_{вх}$ подключается к активному двухполюснику с выходным сопротивлением R и ЭДС e (рис. 6.6, *a*). До замыкания ключа напряжение на выходе активного двухполюсника равно ЭДС e , после замыкания ключа это напряжение уменьшится до значения

$$u = e \frac{R_{вх}}{R_{вх} + R}.$$

Снижение выходного напряжения произошло потому, что в цепи возник ток, который на сопротивлении R создал падение напряжения. Именно на это значение относительно ЭДС и уменьшится выходное напряжение активного двухполюсника, причем снижение выходного напряжения будет тем больше, чем меньше значение $R_{вх}$. Следовательно, для того чтобы искажение (уменьшение) выходного напряжения активного двухполюсника при подключении ИП было минимальным, необходимо потребовать выполнения условия $R_{вх} \gg R$.

Другой пример. На рис. 6.6, *б* показана схема, содержащая ЭДС и последовательно включенное сопро-

тивление нагрузки $R_{\text{наг}}$. Допустим, что ключ замкнут, тогда ток в цепи равен $i_1 = e/R_{\text{наг}}$. Введем в схему последовательно с $R_{\text{наг}}$ ИП с входным сопротивлением R (разомкнем ключ). Ток в цепи уменьшится и будет равен:

$$i_2 = \frac{e}{R_{\text{наг}} + R_{\text{вх}}}.$$

Очевидно, что новое значение тока в цепи будет мало отличаться от прежнего значения, если выполняется условие $R_{\text{вх}} \ll R_{\text{наг}}$.

Таким образом, приходим к выводу, что минимизация искажения входного сигнала в первом случае (рис. 6.6, а) требует ИП с возможно большим $R_{\text{вх}}$, во втором случае (рис. 6.6, б) — с возможно малым $R_{\text{вх}}$. Общим требованием к ИП в обоих случаях является минимизация мощности, потребляемой их входной цепью. В самом деле, при $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$ в схеме на рис. 6.6, а замыкание или размыкание ключа не изменяет выходное напряжение двухполюсника, в схеме на рис. 6.6, б при $R_{\text{вх}} \rightarrow 0$ замыкание или размыкание ключа не изменяет тока нагрузки.

Быстродействие измерительного преобразователя. Каждый ИП обладает определенной инерционностью: большей или меньшей — это зависит от принципа действия и конструкции ИП. Инерционность ИП не позволяет применять его для преобразования быстроизменяющихся сигналов. Рассмотрим ИП на основе магнитоэлектрического измерительного механизма. Такие ИП применяются в амперметрах и вольтметрах, но они обладают большой инерционностью, поэтому используются только в приборах, предназначенных для измерения постоянных токов и напряжений. Между тем если такой ИП выполнить с миниатюрной и очень легкой подвижной частью, т. е. малоинерционным, то его с успехом можно применять для измерения мгновенных значений переменных токов и напряжений в довольно широком диапазоне частот. Примером могут служить гальванометры светолучевых осциллографов, которые по конструкции представляют собой механизм магнитоэлектрической системы, но работают в звуковом диапазоне частот благодаря малой инерционности подвижной части.

Под быстродействием ИП понимается его способность быстро реагировать на изменение входного сигнала.

ла. В настоящее время для характеристики быстродействия ИП применяется несколько способов.

Взаимосвязь выходного и входного сигналов ИП может быть установлена посредством дифференциальных уравнений. Однако такой подход на практике имеет тот недостаток, что постоянные коэффициенты, входящие в эти уравнения, трудно точно вычислить или определить экспериментально. Поэтому для описания искомой зависимости часто используют характеристические функции, достоинство которых состоит в том, что их легко измерить экспериментально. Для этого на вход ИП подают специальный тестовый сигнал x , а выходной сигнал ИП рассматривается как характеристическая функция. В качестве тестовых сигналов используются гармонические колебания, скачкообразная функция и др. Если тестовый сигнал представляет собой гармонические колебания с постоянной амплитудой X_m и изменяющейся с частотой ω : $x = X_m \sin \omega t$, то выходной сигнал ИП как линейного ИП будет также гармоническим колебанием, но с другой амплитудой и фазой:

$$y = Y_m \sin(\omega t + \varphi).$$

Зависимость Y_m от частоты при постоянной амплитуде входного сигнала называют амплитудно-частотной характеристикой, а зависимость φ от частоты — фазо-частотной характеристикой ИП.

Для описания преобразования сигнала в таких ИП пользуются понятием не коэффициента преобразования, а передаточной функции, которая является комплексной величиной и зависит от частоты сигнала.

Повышение быстродействия ИП достигается путем применения специальных цепей коррекции, позволяющих уменьшить инерционность ИП, отрицательных обратных связей, аналоговых и цифровых вычислительных устройств.

6.3. ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ЦЕПЬ КАК ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Во многих измерительных устройствах измерительную цепь (ИЦ) можно рассматривать как последовательное включение ряда ИП. Существуют ИЦ с параллельным включением ИП, а также с цепями обратной связи, однако такие ИЦ рассматривать не будем.

Измерительная цепь с двумя последовательно вклю-

ченными ИП представлена на рис. 6.7. Допустим, что это линейные ИП с коэффициентами передач K_1 и K_2 соответственно. Обозначим через x и z соответственно входную и выходную величины цепи, y — выходная величина первого ИП, она же является входной величиной для второго ИП. Рассмотрим функцию ИП, чувствительность и погрешность данной цепи.

Функция преобразования устанавливает связь между z и x . В данном случае оба ИП линейны и характери-



Рис. 6.7. Измерительная цепь с двумя ИП.

зуются коэффициентами передачи, следовательно, и вся цепь будет характеризоваться коэффициентом передачи K . Найдем зависимость K от K_1 и K_2 :

$$K = \frac{z}{x} = \frac{z}{x} \frac{y}{y} = \frac{y}{x} \frac{z}{y} = K_1 K_2.$$

Следовательно, коэффициент передачи ИЦ, состоящей из последовательно включенных ИП, равен произведению коэффициентов передач отдельных ИП. Этот вывод остается справедливым при любом числе ИП в ИЦ. Если число ИП в ИЦ равно n , то

$$K = K_1 K_2 \cdots K_n.$$

Если отдельные ИП в ИЦ характеризуются передаточными функциями, то и передаточная функция ИЦ, состоящая из последовательно включенных ИП, равна произведению передаточных функций всех ИП данной ИЦ.

Рассмотрим зависимость чувствительности ИЦ от чувствительности отдельных ИП:

$$S = \frac{dz}{dx} \frac{dy}{dy} = \frac{dy}{dx} \frac{dz}{dy} = S_1 S_2,$$

где S — чувствительность всей ИЦ; S_1, S_2 — чувствительность первого и второго ИП соответственно.

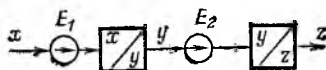
Если число ИП равно n , то аналогичным приемом можно показать, что

$$S = S_1 S_2 \cdots S_n, \quad (6.4)$$

т. е. чувствительность ИЦ, состоящей из ряда последовательно включенных ИП, равна произведению чувствительностей всех ИП, входящих в данную цепь.

Погрешность ИЦ зависит также от погрешностей отдельных ИП цепи. Определим эту зависимость. Предварительно заметим, что при определении погрешности ИЦ поступают так: погрешности каждого ИП делят на аддитивные и мультипликативные, в каждой из них выде-

Рис. 6.8. Измерительная цепь с источником аддитивной погрешности.



ляют систематические и случайные составляющие и затем суммируют отдельно систематические и случайные составляющие; в результате получают систематическую и случайную составляющие аддитивной и мультипликативной погрешностей ИЦ; результирующую погрешность ИЦ определяют как сумму полученных составляющих погрешности. Рассмотрим этот метод анализа погрешностей на примере ИЦ, содержащей два последовательно включенных ИП (рис. 6.8), на входах которых действуют источники помех, аддитивных к входному сигналу E_1 и E_2 соответственно (это могут быть смещения нулевых уровней, шумы, наводки, термо-ЭДС и т. п.).

Аддитивные помехи каждого ИП обычно приводят ко входу ИЦ. Для рассматриваемой ИЦ приведенная ко входу суммарная аддитивная помеха E равна:

$$E = E_1 + E_2/K_1.$$

Если ИЦ содержит n ИП, то

$$E = E_1 + \frac{E_2}{K_1} + \frac{E_3}{K_1 K_2} + \dots + \frac{E_n}{K_1 K_2 \dots K_{n-1}}.$$

Абсолютная аддитивная погрешность ИЦ

$$\Delta_a = x + E - x = E,$$

а ее относительное значение

$$\delta_a = \frac{\Delta_a}{x} = \frac{E_1}{x} + \frac{E_2}{K_1 x} = \delta_{a1} + \delta_{a2},$$

где $\delta_{a1} = E_1/x$ — относительная аддитивная погрешность первого ИП; $\delta_{a2} = E_2/K_1 x$ — относительная аддитивная

погрешность второго ИП, так как K_1x — это полезный сигнал на входе второго ИП.

Если ИЦ содержит n преобразователей, ее суммарная относительная аддитивная погрешность

$$\delta_a = \delta_{a1} + \delta_{a2} + \dots + \delta_{an} = \sum_{j=1}^n \delta_{aj}. \quad (6.5)$$

При суммировании погрешностей их разделяют на систематические и случайные составляющие. Систематические составляющие $\delta_{a, \text{сист} j}$ суммируются алгебраически (с учетом знака погрешности каждого ИП):

$$\delta_{a, \text{сист}} = \sum_{j=1}^n \delta_{a, \text{сист} j}.$$

Если знаки суммируемых погрешностей неизвестны, то их обычно складывают арифметически, однако при большом числе ИП (более трех) такой прием дает сильно завышенное значение результирующей погрешности.

Случайные составляющие $\delta_{a, \text{сл} j}$ суммируются в соответствии с правилами суммирования случайных величин. Если погрешности вида $\delta_{a, \text{сл} j}$ статистически независимы, то

$$\delta_{a, \text{сл}} = \sqrt{\delta_{a, \text{сл}1}^2 + \delta_{a, \text{сл}2}^2 + \dots + \delta_{a, \text{сл}n}^2} = \sqrt{\sum_{j=1}^n \delta_{a, \text{сл} j}^2}.$$

Если же случайные составляющие погрешности взаимно зависимы, то их суммирование производится с учетом этих связей по более сложным формулам.

6.4 МЕТОДЫ КОРРЕКЦИИ ПОГРЕШНОСТЕЙ

Под коррекцией понимается выявление погрешностей и внесение соответствующих поправок для повышения точности ПЭ, ИП и ИЦ в целом. В настоящее время известен ряд методов коррекции погрешностей, выбор того или иного из них определяется зависимостью погрешности от режима изменения входной величины (статические или динамические), характером проявления погрешности (систематические или случайные), зависимостью погрешности от входной величины (аддитивные или мультипликативные), а также от необходимой степени подавления погрешности. Дальнейшее

рассмотрение вопроса будем вести на примере коррекции погрешностей ИП.

Коррекция заключается в том, что на вход ИП подается тестовый сигнал определенного вида и интенсивности и по реакции ИП на этот сигнал судят о значении его погрешности, а затем принимается решение о введении поправки путем регулировки одного из параметров ИП. Указанные действия могут выполняться оператором вручную или автоматически с помощью специальных цепей. В последнем случае метод коррекции называют автоматическим, а цепи, введенные в схему ИП для коррекции, — цепями коррекции.

Коррекция погрешностей широко применяется в современных средствах измерения, так как позволяет сравнительно простыми путями добиться повышения их точности и быстродействия. Ниже рассматриваются наиболее распространенные методы коррекции погрешностей ИП.

Методы коррекции статических погрешностей. На практике наиболее часто встречаются с задачей коррекции аддитивной и мультипликативной составляющих систематической погрешности ИП. Коррекция аддитивной составляющей погрешности ИП осуществляется следующим образом. Вход ИП отключается от источника входного сигнала и замыкается накоротко или на резистор с определенным сопротивлением. Это соответствует подаче на вход ИП тестового сигнала нулевого уровня. Если в ИП имеется источник аддитивной погрешности, то выходной сигнал ИП отклонится от нулевого уровня. При ручной коррекции на второй вход ИП подается корректирующий сигнал, приводящий выходной сигнал ИП к нулевому уровню. При автоматической коррекции выходной сигнал ИП запоминается на специальном запоминающем элементе и в дальнейшем используется в качестве корректирующего.

На рис. 6.9, *а, б* показано выполнение коррекции напряжения смещения $U_{см}$ в измерительном усилителе постоянного тока. Во время коррекции переключатель *SA* переводится в позицию 2, что равносильно подаче на вход усилителя тестового сигнала нулевого уровня. Под действием $U_{см}$ выходное напряжение усилителя отклоняется от нулевого уровня. При ручной коррекции для обнаружения этого отклонения в схему введен вольтметр. Регулировкой резистора *R* на второй вход усилителя пода-

ется корректирующее напряжение U_K с таким значением, чтобы привести выходной сигнал усилителя к нулевому уровню. Затем переключатель SA переводится в позицию 1 и на усилитель подается входной сигнал. Однако U_{CM} не остается постоянным во времени и продолжает медленно изменяться, поэтому коррекцию надо проводить периодически, и тем чаще, чем меньше допускается

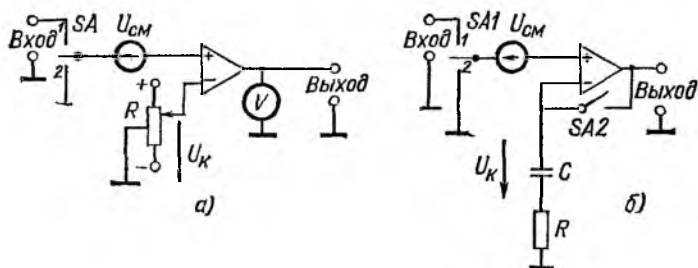


Рис. 6.9. Схемы коррекции аддитивной погрешности измерительного усилителя постоянного тока.
 а — при ручной коррекции; б — при автоматической коррекции.

разность $U_{CM} - U_K$ в процессе измерения. Примером организации ручной коррекции аддитивной погрешности могут служить ИП современных вольтметров.

В показывающих приборах различных систем, кроме электронной, для этого предназначен корректор, управление которым производится специальным винтом на корпусе прибора. Причина аддитивных погрешностей — изменение упругих свойств спиральных пружин или растяжек, создающих противодействующий момент. Последние отличаются высокой стабильностью, и пользоваться корректором практически приходится очень редко. Поэтому винт корректора выполнен с «уточненным» монтажом и его поворот (коррекция) производится отверткой. В электронных вольтметрах основным источником аддитивных погрешностей является ИП в виде усилителя постоянного тока или диодного детектора, здесь коррекцией приходится пользоваться чаще, примерно 1 раз в час. Схема коррекции выглядит так, как показано на рис. 6.9, а, но управление резистором R вынесено на лицевую панель прибора и снабжено удобной ручкой. В цифровых вольтметрах постоянного тока стабильность нулевого уровня требуется гораздо более высокая и про-

изводить коррекцию аддитивных погрешностей требуется не реже 1 раза в секунду. В этом случае применяется автоматическая коррекция.

Осуществление автоматической коррекции аддитивной погрешности измерительного усилителя постоянного тока показано на рис. 6.9, б. В режиме коррекции переключатель $SA1$ переводится в позицию 2, а ключ $SA2$ замыкается, при этом на конденсаторе C выделяется напряжение U_K , примерно равное $U_{см}$. При переходе к режиму измерения ключ $SA2$ размыкается, переключатель $SA1$ переводится в позицию 1 и на усилитель подается входной сигнал. Напряжение U_K на конденсаторе C корректирует $U_{см}$. Резистор R в схеме предназначен для снижения влияния высокочастотных шумов усилителя и повышает устойчивость его работы.

Коррекция мультипликативной составляющей систематической погрешности ИП необходима в тех случаях, когда стабильность коэффициентов преобразования отдельных ПЭ недостаточна. Осуществляется коррекция следующим образом. На вход ИП подается тестовый сигнал, значение которого выбирается близким к номинальному значению входного сигнала, а выходной сигнал ИП измеряется. Коэффициент преобразования ИП регулируется так, чтобы значение выходного сигнала равнялось произведению входного тестового сигнала на номинальный коэффициент преобразования ИП.

На рис. 6.10 показано выполнение коррекции мультипликативной погрешности измерительного усилителя постоянного тока. Для выполнения коррекции в схему введены источник опорного напряжения U_0 (тестовый сигнал), переключатель SA и вольтметр V . В режиме коррекции переключатель переводится в позицию 2 и регулировкой сопротивления резистора R изменяют коэффициент усиления K усилителя так, чтобы выходное напряжение усилителя приняло требуемое значение $U_{вых}$, при этом

$$K = K_{ном} = U_{вых}/U_0.$$

Коррекция мультипликативных погрешностей обычно производится гораздо реже, чем аддитивных, поскольку стабильность коэффициентов передач отдельных ПЭ, как правило, высокая. Поэтому только ИП высокой точности (например, аналого-цифровые ИП и т. п.) содержат элементы регулировки мультипликативной погреш-

ности, которыми пользуются в процессе эксплуатации ИП. Например, в конструкциях современных цифровых вольтметров предусматривается возможность калибровки прибора по встроенному или внешнему нормальному элементу. Это и есть коррекция мультипликативной погрешности аналого-цифрового ИП вольтметра.

Методы коррекции динамических погрешностей. Причина возникновения динамических погрешностей — инерционность ИП. Поэтому коррекция динамических по-

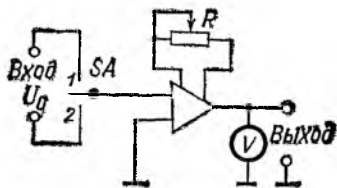


Рис. 6.10. Схема коррекции мультипликативной погрешности измерительного усилителя.

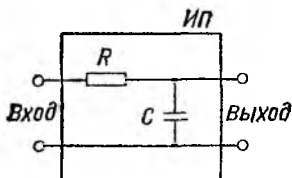


Рис. 6.11. Схема замещения ИП инерционным звеном.

грешностей ИП заключается в снижении инерционности ИП и всей ИЦ путем введения специальных корректирующих цепей. Многие ИП (например, усилитель, электрический преобразователь и т. п.) в первом приближении можно рассматривать как инерционное звено, которое характеризуется постоянной времени T . На рис. 6.11 показана схема замещения ИП инерционным звеном с постоянной $T=RC$. Повышение быстродействия такого ИП возможно только путем снижения его постоянной времени. Эта задача решается различными методами — посредством корректирующих цепей, аналоговых и цифровых вычислительных устройств, а также с помощью отрицательных обратных связей. Принципиально любой из указанных методов позволяет скорректировать инерционность ИП очень полно. Однако практически снизить постоянную времени ИП удастся только на порядок, т. е. примерно в 10 раз. Ограничением на пути коррекции является нестабильность элементов постоянной T . Рассмотрим коррекцию динамических погрешностей посредством RC -цепей. Включим последовательно с инерционным звеном, обладающим постоянной T , цепь, как показано на рис. 6.12. Цепь, содержащую R_1 , R_2 и C_1 , называ-

ют корректирующей цепью. Определим условие коррекции. Обозначим $W_1(j\omega)$ и $W_2(j\omega)$ — частотные характеристики ИП и корректирующей цепи соответственно. Выразим $W_1(j\omega)$ и $W_2(j\omega)$ через параметры элементов цепи (рис. 6.12):

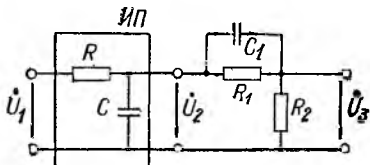


Рис. 6.12. Схема коррекции инерционного звена посредством RC -цепи.

$$W_1(j\omega) = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{1}{1 + j\omega RC};$$

$$W_2(j\omega) = \frac{U_3}{\dot{U}_2} = \frac{R_2}{R_2 + \frac{R_1(1/j\omega C_1)}{R_1 + 1/j\omega C_1}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1 + j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_1}.$$

Частотная характеристика всей цепи $W(j\omega)$ равна:

$$W(j\omega) = W_1(j\omega) W_2(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1 + j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_1},$$

откуда видно, что выбор параметров R_1 и C_1 в соответствии с условием $R_1 C_1 = RC = T$ позволяет упростить последнее выражение:

$$W(j\omega) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1}{1 + j\omega \frac{R_2}{R_1 + R_2} T}.$$

Полученное уравнение является частотной характеристикой инерционного звена с эквивалентной постоянной $T_{\text{ЭК}}$:

$$T_{\text{ЭК}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} T,$$

откуда $T/T_{\text{ЭК}} = 1 + R_1/R_2$.

Таким образом, показанная на рис. 6.12 корректирующая цепь позволяет уменьшить инерционность ИП в $1 + R_1/R_2$ раз. Однако достигается это за счет уменьшения во столько же раз коэффициента передачи всей цепи.

Если ИП имеет более сложную схему замещения в сравнении с инерционным звеном, то применяются цепи коррекции более сложной конфигурации.

6.5 МОСТОВЫЕ ЦЕПИ

Мостовые цепи (мосты) применяются для измерений параметров электрических цепей, для преобразования параметров цепей в электрические сигналы, в качестве фильтров и т. д. Мостовые цепи делятся на четырехплечие и многоплечие. На рис. 6.13 показана простейшая мостовая цепь — четырехплечий мост.

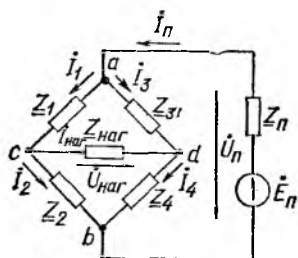


Рис 6.13 Схема четырехплечего моста

Мост содержит четыре комплексных сопротивления $\underline{Z}_1, \underline{Z}_2, \underline{Z}_3, \underline{Z}_4$. Точки a, b, c, d — вершины моста, цепи между двумя смежными вершинами — плечи моста, а между двумя противоположными вершинами ab или cd — диагональ моста. В одну из диагоналей включается источник питания моста (диагональ ab), эту диагональ называют диагональю питания. Другая диагональ содержит нагрузку с сопротивлением $\underline{Z}_{наг}$, ее называют диагональю нагрузки, выходной или указательной диагональю.

В измерительных мостах в эту диагональ включается сравнивающее устройство (СУ). В качестве СУ обычно используются гальванометры. Источник питания моста на рис. 6.13 показан в виде активного двухполюсника с ЭДС $\dot{E}_п$ и внутренним сопротивлением $\underline{Z}_п$. Напряжение $\dot{U}_п$, действующее на вершинах моста в диагонали питания, называют напряжением питания моста. Если $\underline{Z}_п=0$, то $\dot{U}_п=\dot{E}_п$. Ток и напряжение в диагонали нагрузки обозначены соответственно $\dot{I}_{наг}$ и $\dot{U}_{наг}$.

Как видно из рис. 6.13, диагональ нагрузки напоминает мостик, переброшенный между ветвями с сопротивлениями $\underline{Z}_1, \underline{Z}_2$ и $\underline{Z}_3, \underline{Z}_4$, отсюда возникло и название — мостовые цепи

В зависимости от вида напряжения, питающего мостовую цепь, различают мосты постоянного и переменного

го тока. Мосты постоянного тока применяются для измерения сопротивления электрической цепи постоянному току, а также для преобразования сопротивления в ток или напряжение. Мосты переменного тока применяются для измерения или преобразования в электрический сигнал комплексных сопротивлений, а также в качестве фильтров.

Мостовые цепи обладают одним важным свойством — при определенном соотношении сопротивлений плеч моста напряжение и ток в диагонали нагрузки полностью отсутствуют при любых значениях \underline{E}_n . Такое состояние моста называют состоянием равновесия, а соотношение сопротивлений плеч моста, при котором мост уравновешен, — уравнением или условием равновесия моста.

Если в уравнение равновесия моста входит частота питающего мост напряжения, то такой мост называют частотно-зависимым, в противном случае — частотно-независимым. Частотно-зависимые мосты применяются в качестве фильтров и для измерения частоты питающего мост напряжения, частотно-независимые — для измерения параметров электрической цепи или их преобразования в ток и напряжение.

В процессе измерения мостовая цепь может приводиться к состоянию равновесия путем регулировки сопротивлений в плечах моста, такие цепи называют уравновешенными, в противном случае — неуравновешенными. В мостах постоянного тока измеряемая величина представляет собой сопротивление электрической цепи постоянному току и выражается действительным числом. Для уравновешивания такой цепи требуется только один регулируемый элемент. В мостах переменного тока измеряемая величина выражается комплексным числом, в этом случае требуются два уравновешивающих элемента — соответственно для модуля и аргумента или активной и реактивной составляющих измеряемого сопротивления. Существуют мостовые цепи, которые уравновешиваются только по одной из этих составляющих. Такие цепи называют полууравновешенными или квазиуравновешенными.

Выразим условие равновесия четырехплечего моста через его параметры. Допустим, что мост (рис. 6.13) уравновешен, т. е. $\dot{I}_{нар} = 0$, $\dot{U}_{нар} = 0$ при $\dot{U}_n \neq 0$. Это возможно только в случае равенства потенциалов точек c и d . Следовательно, падения напряжения на первом и

третьем, а также втором и четвертом плечах моста одинаковы:

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 \underline{Z}_1 &= \dot{I}_3 \underline{Z}_3; \\ \dot{I}_2 \underline{Z}_2 &= \dot{I}_4 \underline{Z}_4. \end{aligned}$$

Кроме того, $\dot{I}_{\text{нар}}=0$, следовательно, $\dot{I}_1=\dot{I}_2$, $\dot{I}_3=\dot{I}_4$. Разделив почленно записанные выше равенства, получим условие равновесия четырехплечего моста

$$\underline{Z}_1/\underline{Z}_2 = \underline{Z}_3/\underline{Z}_4$$

или

$$\underline{Z}_1 \underline{Z}_4 = \underline{Z}_2 \underline{Z}_3. \quad (6.6)$$

Таким образом, если известны значения сопротивлений любых трех плеч уравновешенного моста, то из условия равновесия всегда можно определить значение сопротивления четвертого плеча. В дальнейшем будем полагать, что измеряемое сопротивление всегда включено в первое плечо моста и при $\underline{Z}_1=\underline{Z}_{10}$ мост уравновешен.

В мостах постоянного тока уравнение (6.6) связывает действительные величины:

$$R_{10} = R_3 \frac{R_2}{R_4}.$$

Обычно такой мост приводится к равновесию путем регулировки сопротивления R_3 . Отношение сопротивлений R_2/R_4 в уравнении равновесия называется масштабным множителем, его значение выбирается равным 10^n , где n — целое положительное или отрицательное число (возможно $n=0$). В этом случае третье плечо моста называют плечом уравновешивания, а второе и четвертое — плечами отношения. С помощью плеч отношения выбирается диапазон измерения моста.

В мостах переменного тока уравнение (6.6) связывает комплексные величины и в зависимости от формы их представления может иметь различный вид:

$$\frac{z_{10} e^{j\varphi_{10}}}{z_2 e^{j\varphi_2}} = \frac{z_3 e^{j\varphi_3}}{z_4 e^{j\varphi_4}}; \quad \frac{R_{10} + jX_{10}}{R_2 + jX_2} = \frac{R_3 + jX_3}{R_4 + jX_4}.$$

Отсюда можно выразить искомые величины:

$$z_{10} e^{j\varphi_{10}} = z_3 \frac{z_2}{z_4} e^{j(\varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_4)}; \quad R_{10} + jX_{10} = (R_3 + jX_3) \frac{R_2 + jX_2}{R_4 + jX_4}.$$

Два комплексных числа равны только тогда, когда равны их модули и аргументы или действительные и мнимые части. В соответствии с этим положением каждое из полученных уравнений распадается на два равенства. Для первого уравнения эти равенства имеют вид:

$$z_{10} = z_3 \frac{z_2}{z_4}; \quad \varphi_{10} = \varphi_2 + \varphi_3 - \varphi_4. \quad (6.7)$$

Из (6.7) видно, что уравнивание мостов переменного тока требует регулировки как минимум двух величин — модуля и фазового угла или действительной и мнимой составляющих уравнивающего сопротивления.

На практике широкое применение получили мосты, у которых два плеча содержат только активные сопротивления, а два других — реактивные. Для таких мостов на основании (6.7) можно утверждать:

1) если активные сопротивления находятся в смежных плечах, например R_3 и R_4 (рис. 6.14, а и б), и $\varphi_3 =$

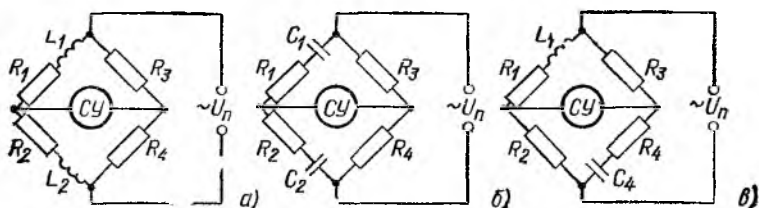


Рис. 6.14. Схемы мостов переменного тока.

а — включение катушек индуктивности в смежные плечи; б — включение конденсаторов в смежные плечи; в — включение катушек индуктивности и конденсатора в противоположные плечи.

$\varphi_4 = 0$, то два других плеча должны содержать либо индуктивное, либо емкостное сопротивление, чтобы выполнялось равенство $\varphi_{10} = \varphi_2$;

2) если активные сопротивления расположены в противоположных плечах, например $\varphi_2 = \varphi_3 = 0$ (рис. 6.14, в), то другие плечи должны содержать: одно — индуктивность, другое — емкостное сопротивление, чтобы имело место равенство $\varphi_{10} = -\varphi_4$.

Уравнивается мост попеременной регулировкой двух его параметров, в качестве которых обычно выбирают регулируемые резисторы, так как они проще изготавливаются и стоят дешевле конденсаторов с регулируемой

емкостью и магазинов индуктивностей. Например, в схеме рис. 6.14, *a* это могут быть резисторы R_2 и R_3 . Уравнение равновесия такого моста имеет вид:

$$R_{10} + j\omega L_{10} = \frac{R_3}{R_4} R_2 + j\omega \frac{R_3}{R_4} L_2.$$

Первоначально регулировкой R_2 добиваются равенства действительных частей уравнения, затем регулировкой R_3 — мнимых. Однако R_3 входит и в выражение для действительной части, его регулировка в процессе выравнивания мнимых составляющих в уравнении равновесия моста нарушает первоначальное условие $R_{10} = R_2 R_3 / R_4$. Поэтому в процессе уравнивания приходится выполнять ряд регулировок сопротивлений R_2 и R_3 , чтобы привести мост в состояние равновесия. Свойство моста, определяющее число необходимых регулировок для его уравнивания, называют сходимостью моста. Если мост обладает хорошей сходимостью, то он быстро приводится к равновесию. Сходимость зависит от конфигурации схемы моста, выбора регулируемых параметров и соотношения между активными и реактивными параметрами схемы.

Существуют мостовые цепи, в которых уравнивание производится в одних случаях только либо по модулю, либо по фазовому углу (6.7), в других случаях — по активной или реактивной составляющим измеряемого сопротивления. Такие мосты называют полууравновешенными; в них применяются специальные сравнивающие устройства, реагирующие на изменение той величины, по которой мост уравнивается.

Широко применяются, особенно в области электрических методов измерения неэлектрических величин, неуравновешенные мосты. Последние обычно регулируемых элементов не содержат. В них о значении измеряемой величины судят по току или напряжению в диагонали нагрузки. Однако зависимость эта нелинейная, она устанавливается теоремой вариации параметров электрической цепи в виде

$$I_{\text{наг}} = \frac{a \Delta Z}{1 + b \Delta Z}, \quad (6.8)$$

где ΔZ — изменение измеряемого сопротивления; a и b — постоянные коэффициенты, значения которых зависят от значений сопротивлений моста.

В мостах постоянного тока уравнение (6.8) связывает действительные числа и может быть представлено графически в виде гиперболы (рис. 6.15). Аналогичный вид имеет и зависимость $U_{\text{наг}}=f(\Delta R)$. Зависимости $I_{\text{наг}}=\varphi(\Delta R)$ и $U_{\text{наг}}=f(\Delta R)$ оказываются нелинейными потому, что изменение сопротивления в плече моста неизбежно сопровождается изменением тока, протекающего по

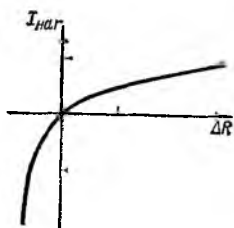


Рис. 6.15. Кривая зависимости $I_{\text{наг}}=f(\Delta R)$.

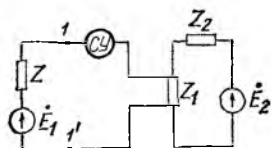


Рис. 6.16. Схема компенсационной цепи.

нему, т. е. в схеме моста одновременно изменяются два параметра — сопротивление и ток, протекающий по нему. При малых ΔR , когда справедливо условие $b\Delta R \ll 1$, нелинейностью функции преобразования моста часто пренебрегают, но при этом всегда возникает методическая погрешность, вызванная заменой нелинейной зависимости $I_{\text{наг}}=\varphi(\Delta R)$ линейной.

6.6. КОМПЕНСАЦИОННЫЕ ЦЕПИ

Компенсационные цепи предназначены для сравнения двух независимых напряжений или токов нулевым методом (методом компенсации). Компенсационные цепи для сравнения токов имеют относительно узкую и специальную область применения, поэтому они далее не рассматриваются. Простейшая схема компенсационной цепи с компенсацией напряжений показана на рис. 6.16. Если ЭДС \dot{E}_1 и \dot{E}_2 и параметры схемы связаны соотношением

$$\dot{E}_1 = \dot{E}_2 \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2},$$

то напряжение и ток в цепи сравнивающего устройства отсутствуют, т. е. схема уравновешена, а записанное

уравнение является условием равновесия. Это условие отличается от условия равновесия мостовой цепи тем, что в него помимо параметров цепи входят и действующие в ней ЭДС. Если известны значения \dot{E}_2 , Z_1 и Z_2 , то из условия равновесия можно найти значение \dot{E}_1 , при этом важно подчеркнуть, что в уравновешенной схеме ток в цепи SU отсутствует, следовательно, на выводах $I=I'$ будет действовать ЭДС \dot{E}_1 независимо от значения сопротивления Z . Компенсационные цепи лежат в основе устройства современных цифровых вольтметров и компенсаторов.

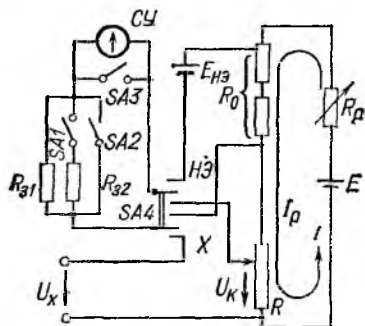


Рис 6.17. Упрощенная схема компенсатора постоянного тока.

Компенсаторы, иногда их называют потенциометрами, — это приборы для измерения напряжения и связанных с ним величин, действие которых основано на компенсационном методе измерения. В зависимости от вида измеряемого напряжения различают компенсаторы постоянного и переменного тока.

Компенсаторы, иногда их называют потенциометрами, — это приборы для измерения напряжения и связанных с ним величин, действие которых основано на компенсационном методе измерения. В зависимости от вида измеряемого напряжения различают компенсаторы постоянного и переменного тока.

Упрощенная схема компенсатора постоянного тока показана на рис. 6.17. Под действием ЭДС источника питания E в схеме компенсатора возникает рабочий ток I_p . Этот ток, протекая через сопротивление R , создает на нем компенсирующее напряжение U_k , которое посредством сравнивающего устройства SU (переключатель $SA4$ находится в позиции X) сравнивается с измеряемым напряжением U_x . Регулировкой U_k добиваются состояния равновесия в схеме, т.е. выполнения условия $U_x = U_k$. О значении U_x судят по известному значению U_k . Точность измерения U_x полностью определяется точностью значения U_k и точностью его сравнения с U_x . В свою очередь, точность U_k зависит от точности установки рабочего тока и точности изготовления регулируемого резистора R . Последний в современных компенсаторах выполняется в виде многодекадного магазина сопротивлений, выполненного с высокой точностью.

Рабочий ток устанавливается регулировкой сопротивления резистора R_D так, чтобы выполнялось равенство

$I_p R_0 = E_{HЭ}$, где $E_{HЭ}$ — ЭДС нормального элемента. Это равенство устанавливается по отсутствию тока в CY , переключатель которого $SA4$ во время установки рабочего тока переводится в позицию $HЭ$. Поскольку ЭДС нормального элемента и значение R_0 известны с высокой точностью, то и значение $I_p = E_{HЭ}/R_0$ известно с высокой точностью. Часть резистора R_0 на рис. 6.17 показана регулируемой. Дело в том, что ЭДС $E_{HЭ}$ зависит от окружающей температуры. Указанная зависимость не очень сильная, но она есть и надо позаботиться о том, чтобы колебания окружающей температуры не влияли на точность установки I_p . Это условие достигается регулировкой R_0 . Допустим, что в результате отклонения окружающей температуры от нормального значения ЭДС $E_{HЭ}$ увеличилась на 0,02%, тогда, увеличив и R_0 на 0,02%, получим неизменное значение тока I_p . Установленное значение I_p должно оставаться неизменным в течение времени, необходимого для измерения U_x , следовательно, источник этого тока (ЭДС E) должен отличаться высокой стабильностью напряжения во времени. В точных компенсаторах источником ЭДС E служат высокостабильные источники напряжения, в компенсаторах средних и низких классов точности — сухие батареи.

В качестве CY обычно используются гальванометры. Защита гальванометра от перегрузок производится с помощью защитных резисторов, количество которых обычно равно двум: R_{31} и R_{32} (рис. 6.17). Резистор $R_{31} \approx \approx 20$ МОм включен постоянно и применяется при грубом уравнивании U_x с помощью старших декад резистора R . В компенсаторах невысокой точности R_{31} обычно отсутствует. Кнопкой $SA1$ включается резистор R_{32} , сопротивление которого выбирается равным 50 или 450 кОм, и производится уравнивание U_x регулировкой средних декад резистора R . При переходе к точному уравниванию U_x младшими декадами резистора R замыкается кнопка $SA2$ и гальванометр включается в цепь непосредственно, реагируя на малейшее отклонение разности $U_x - U_k$ от нуля. После тщательного уравнивания схемы обе кнопки $SA1$ и $SA2$ размыкаются, затем считывается результат измерения. Нормальное положение кнопок $SA1$ и $SA2$ — разомкнутое, при этом гальванометр защищен от возможных случайных перегрузок. Кнопка $SA3$ предназначена для успокоения подвижной части гальванометра, если в его цепи прошел

большой импульс тока, и подвижная часть находится в колебательном режиме.

Компенсаторы выпускаются следующих классов точности: 0,0005; 0,001; 0,002; 0,005; 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5. Наибольшее напряжение, которое возможно измерить компенсатором непосредственно, 2,12111 В.

Порядок работы с компенсатором и его применение. При работе с компенсатором рекомендуется следующая последовательность действий:

1. Ознакомиться с описанием заданного типа компенсатора и инструкцией по его эксплуатации.

2. Убедиться, что кнопки $SA1$, $SA2$, $SA3$ (рис. 6.17) разомкнуты, а переключатель $SA4$ находится в нейтральном положении.

3. Установить рабочий ток компенсатора, для этого:

а) подключить к компенсатору батарею E и нормальный элемент, тщательно соблюдая полярность подключения элементов;

б) по значению окружающей температуры вычислить поправку на значение ЭДС нормального элемента и установить значение в соответствии с найденной поправкой;

в) включить осветитель гальванометра и установить корректором положение светового указателя на нулевой отметке шкалы;

г) перевести переключатель $SA4$ в положение $HЭ$, замкнуть кнопку $SA1$ и регулировкой резистора R_p установить указатель гальванометра на нулевую отметку шкалы;

д) замкнуть кнопку $SA2$ и регулировкой резистора R_p тщательно установить указатель гальванометра на нулевую отметку шкалы;

е) разомкнуть кнопки $SA1$ и $SA2$, когда требуемый рабочий ток компенсатора установлен и можно приступить к измерению U_x .

4. Измерить значение U_x :

а) если известно ориентировочное значение U_x , то переключатели резистора R установить в соответствии с этим значением;

б) подключить измеряемое напряжение к выводам U_x , соблюдая необходимую полярность;

в) перевести переключатель $SA4$ в положение X и, если в схеме компенсатора имеется резистор $R_{з1}$, регулировкой старших декад резистора R установить указатель гальванометра на нулевую отметку;

г) замкнуть кнопку $SA1$ и регулировкой средних декад резистора R установить указатель гальванометра на нулевую отметку; если в схеме компенсатора $R_{з1}$ отсутствует и значение U_x заранее не известно, то первоначальное включение кнопки $SA1$ следует производить в виде кратковременного нажатия, чтобы не создавать перегрузку гальванометра в случае большой разницы $U_x - U_k$;

д) замкнуть кнопку $SA2$ и регулировкой младших декад резистора R тщательно уравновесить схему — установить указатель гальванометра на нулевую отметку, если при этом потребуются осуществить переключение в средней или старшей декадах, то кнопку $SA2$ следует разомкнуть;

е) перевести переключатель $SA4$ в положение $HЭ$ и убедиться в том, что рабочий ток компенсатора остался неизменным; если же рабочий ток изменился, то регулировкой резистора R_p восстановить прежнее значение тока и, переводя переключатель $SA4$ в положение X , вновь уравновесить схему;

ж) разомкнуть кнопки $SA1$ и $SA2$ и по положению ручек управления декад магазина сопротивлений R прочесть результат измерения.

Компенсаторы постоянного тока применяются для точных измерений ЭДС, напряжений и других величин, которые могут быть преобразованы в напряжение постоянного тока, а также для проверок показывающих приборов — амперметров, вольтметров, ваттметров.

При измерении больших напряжений применяют делители напряжения (рис. 6.18); с их помощью расширяют пределы измерения компенсатора до 1000 В. Делители напряжения обычно имеют коэффициенты деления 1 : 10; 1 : 100; 1 : 1000 при полном сопротивлении делителя до 10 МОм. Однако при этом теряется важное достоинство компенсационного метода — отсутствие тока, отбираемого от источника U_x , при равновесии схемы. Как видно из рис. 6.18, независимо от равновесия в схеме ток от источника U_x всегда будет протекать через делитель напряжения.

При измерении ток пропускается через образцовый резистор R_0 , и измеряется напряжение на его зажимах U_0 . Значение искомого тока находят из выражения $I_x = U_0 / R_0$.

При измерении сопротивления R_x последнее включа-

ется последовательно с образцовым резистором R_0 , значение сопротивления которого одного порядка с R_x . По цепи пропускается стабильный ток I , и компенсатором измеряют значения U_0 и U_x (рис. 6.19). Так как $U_x = IR_x$, $U_0 = IR_0$, то, разделив почленно записанные равенства, получим:

$$R_x = \frac{R_0}{U_0} U_x.$$

К источнику тока I (рис. 6.19) предъявляется требование высокой стабильности во времени, поскольку зна-

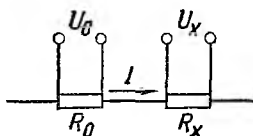
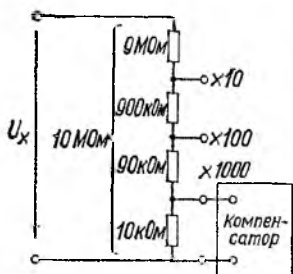


Рис. 6.19. Схема для измерения электрического сопротивления компенсатором.

←
Рис. 6.18. Схема делителя напряжения, подключенного к компенсатору.

чения U_0 и U_x измеряются последовательно во времени и важно, чтобы ток при этом не изменялся.

Компенсаторы переменного тока. Идея компенсации измеряемого напряжения в процессе измерения положена в основу компенсаторов переменного тока. Здесь, так же как и в компенсаторах постоянного тока, измеряемое напряжение с помощью сравнивающего устройства сравнивается с компенсирующим напряжением, значение которого регулируется так, чтобы имело место равенство

$$\dot{U}_x = \dot{U}_K.$$

Синусоидально-изменяющаяся величина в математике выражается вектором. Если значения амплитуды, частоты и фазы этой величины постоянны, то она представляется вектором, положение которого на плоскости постоянно и неизменно. Вектор определен в случае, когда известны его модуль и фаза или две проекции на заданные взаимно перпендикулярные оси. В соответствии с этим положением компенсирующую величину также можно формировать двумя путями: задавая модуль и фазу

или две проекции на взаимно перпендикулярные оси. Таким образом, возможны два пути создания компенсаторов переменного тока: 1) с регулируемым модулем и фазой компенсирующего напряжения; такие компенсаторы называют полярно-координатными; 2) с двумя регулируемым напряжениями, сдвинутыми по фазе на 90° ; такие компенсаторы называют прямоугольно-координатными. Практическое распространение получили прямоугольно-координатные компенсаторы.

Принципиальная схема прямоугольно-координатного компенсатора показана на рис. 6.20. В ней можно выделить два контура. Первый содержит вторичную обмотку питающего трансформатора T , амперметр, регулируемый

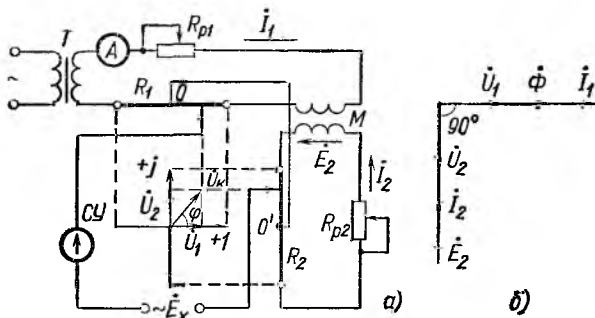


Рис. 6.20. Прямоугольно-координатный компенсатор.
 а — принципиальная схема; б — векторная диаграмма.

резистор R_{p1} , первичную обмотку катушки взаимной индуктивности M , реохорд R_1 , второй — вторичную обмотку катушки M , регулируемый резистор R_{p2} и реохорд R_2 .

Под действием питающего напряжения в первом контуре возникает ток I_1 , значение которого контролируется амперметром и устанавливается регулировкой R_{p1} . Этот ток создает на реохорде R_1 падение напряжения U_1 , которое по фазе совпадает с током I_1 . Магнитный поток Φ катушки взаимной индуктивности совпадает по фазе с током I_1 и наводит во вторичной обмотке катушки ЭДС E_2 , отстающую по фазе от тока I_1 на 90° : $E_2 = -j\omega M I_1$. Реактивное сопротивление второго контура пренебрежимо мало, поэтому ток I_2 практически совпадает по фазе с ЭДС E_2 , а от тока I_1 отстает на угол 90° . Следовательно,

падение напряжения на реохорде R_2 , совпадающее по фазе с током I_2 , сдвинуто относительно напряжения на реохорде R_1 также на угол 90° . Регулировка тока I_2 производится резистором R_{p2} . Ток I_2 зависит от значения ЭДС E_2 и сопротивления второго контура. Последнее постоянно, а ЭДС E_2 зависит от тока I_1 и частоты питающего напряжения. Значение тока I_1 контролируется амперметром A , поэтому, если известна частота питающего напряжения, контролировать значение I_2 не нужно, достаточно установить R_{p2} , соответствующее частоте питающего напряжения. Поэтому переключатель регулируемого резистора R_{p2} градуирован в значениях частоты питающего компенсатор напряжения.

Для того чтобы вектор компенсирующего напряжения можно было получить в любом из четырех квадрантов, средние точки реохордов O и O' электрически объединены. Если движок любого реохорда проходит через среднюю точку, то фаза выходного напряжения этого реохорда изменяется на 180° . Полученные напряжения представлены векторами, расположенными по осям топографической диаграммы (рис. 6.20, б). Допустим, что движки находятся в положении, показанном на рис. 6.20, а, тогда напряжение U_k между ними представляет геометрическую сумму векторов U_1 и U_2 . Модуль этого напряжения $U = \sqrt{U_1^2 + U_2^2}$, а угол $\varphi = \arctg U_2/U_1$.

Точность измерения напряжения компенсатором переменного тока при условии, что компенсатор уравновешен, зависит от точности компенсирующих напряжений U_1 , U_2 и точности угла сдвига между ними 90° . Точность напряжений U_1 и U_2 зависит от точности установки рабочих токов I_1 и I_2 и точности изготовления реохордов. Отсутствие точной меры переменной ЭДС, подобной нормальному элементу, приводит к необходимости установки рабочего тока компенсатора с помощью амперметра. Между тем класс точности амперметров не лучше, чем 0,1 или 0,2, поэтому и точность компенсаторов переменного тока невысока.

Отечественная промышленность выпускает компенсатор переменного тока типа Р56/2, предназначенный для измерения ЭДС, напряжений, фазовых углов и других параметров, которые могут быть преобразованы в пропорциональные им ЭДС и напряжения. Класс точности

прибора 0,2; пределы измерения для составляющей по каждой оси координат — от 0 до 0,16 В и от 0 до 1,6 В. Номинальный диапазон частот прибора составляет 40—60 Гц. Рабочий ток 0,5 А.

Следует иметь в виду, что форма компенсирующего напряжения синусоидальная, а сравнивающее устройство настроено в резонанс на частоту этого напряжения. Если компенсатор работает на промышленной частоте 50 Гц, то в качестве сравнивающего устройства обычно используется вибрационный гальванометр. Поэтому при измерении напряжений несинусоидальной формы показание компенсатора будет соответствовать значению основной (первой) гармоники, частота которой совпадает с частотой питающего компенсатор напряжения.

6.7. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 3. ИЗМЕРЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЙ ОДИНАРНЫМ МОСТОМ

В данной работе посредством одинарного моста измеряются сопротивления двух резисторов при различных вариантах их включения, а также входное сопротивление двух вольтметров.

Задание

1. Ознакомиться с приборами, предназначенными для выполнения работы, и указаниями по их эксплуатации. Внести в протокол паспортные данные приборов.

2. Проверить возможность применения имеющейся аппаратуры для решения поставленной измерительной задачи.

3. Зарисовать принципиальные схемы имеющихся на стенде мостов.

4. Измерить одним из мостов сопротивление каждого из двух заданных резисторов.

5. Соединить резисторы последовательно и измерить их общее сопротивление.

6. Соединить резисторы параллельно и измерить их общее сопротивление.

7. Найденные экспериментальным путем в п. 5 и 6 значения сопротивлений проверить расчетным путем по формулам

$$R_x' = R_{x1} + R_{x2}; \quad R_x'' = \frac{R_{x1} R_{x2}}{R_{x1} + R_{x2}}.$$

Таблица 6.1

№ наблюдений	R_1 , Ом	R_2 , Ом	$R_1 + R_2$, Ом	$R_1 \parallel R_2$, Ом	$R_{вх1}'$, Ом	$R_{вх2}'$, Ом	$I_{вх1}'$, мА	$I_{вх2}'$, мА	Примечание

В качестве числовых значений R_{x1} и R_{x2} взять результаты измерения из п. 4.

8. Определить входное сопротивление двух вольтметров $R_{вх}$, указанных преподавателем. Вычислить входной ток каждого из вольтметров при номинальном напряжении $I_{вх} = U_{ном}/R_{вх}$.

Результаты наблюдений и расчетов представить в виде таблицы (табл. 6.1).

9. Составить отчет по требуемой форме.

6.8. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 4. ИЗМЕРЕНИЕ ИНДУКТИВНОСТИ И ЕМКОСТИ МОСТОМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В данной работе посредством моста переменного тока измеряются параметры катушки индуктивности и конденсатора.

Задание

1. Ознакомиться с приборами, предназначенными для выполнения работы, и указаниями по их эксплуатации. Внести в протокол паспортные данные приборов.

2. Проверить возможность применения имеющейся аппаратуры для решения поставленной измерительной задачи.

3. Зарисовать принципиальные схемы имеющихся на стенде мостов.

4. Определить индуктивность L_x и добротность Q_x заданной катушки индуктивности.

5. Определить емкость C_x и тангенс угла потерь $\operatorname{tg} \delta_x$ заданного конденсатора.

Результаты наблюдений представить в виде таблицы (табл. 6.2).

Т а б л и ц а 6.2

№ наблюдений	L_x , н	Q_x	C_x , мкФ	$\operatorname{tg} \delta_x$	Примечание

6. Составить отчет по требуемой форме.

6.9. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 5. ПОВЕРКА ПРИБОРОВ ПРИ ПОМОЩИ КОМПЕНСАТОРА ПОСТОЯННОГО ТОКА

В данной работе производится поверка вольтметра и амперметра посредством компенсатора постоянного тока. Работа содержит соответственно две части.

Часть 1. ПОВЕРКА ВОЛЬТМЕТРА

Поверка вольтметра состоит в сравнении показаний поверяемого вольтметра и компенсатора, подключенных к одному источнику напряжения, причем показание компенсатора принимается за дей-

ствительное значение напряжения. Сравнение производится на всех числовых отметках вольтметра.

Задание 1

1. Ознакомиться с приборами, предназначенными для выполнения работы, и указаниями по их эксплуатации. Внести в протокол паспортные данные приборов.

2. Проверить возможность применения имеющейся аппаратуры для решения поставленной измерительной задачи.

3. Зарисовать принципиальную схему включения приборов.

4. Собрать схему и показать ее для проверки руководителю.

5. Произвести поверку всех числовых отметок шкалы вольтметра: регулировкой напряжения установить указатель вольтметра точно на числовую отметку шкалы, затем компенсатором измерить значение напряжения на выводах вольтметра. Указанную процедуру провести для всех числовых отметок шкалы вольтметра.

6. Определить абсолютные погрешности Δ , приведенные погрешности в процентах γ , а также поправки $-\Delta$ для поверяемого вольтметра по формулам

$$\Delta = U_V - U; \quad \gamma = \frac{\Delta}{U_N} 100; \quad -\Delta = U - U_V,$$

где U_N — нормирующее значение вольтметра.

7. Результаты наблюдений и расчетов представить в виде таблицы (табл. 6.3).

Т а б л и ц а 6.3

№ наблюдений	Показание вольтметра U_V , В	Показание компенсатора U , В	Погрешности		Поправка $-\Delta$, В	Примечание
			абсолютная Δ , В	приведенная γ , %		

8. Сделать заключение о соответствии вольтметра своему классу точности.

9. Составить отчет по требуемой форме.

Часть 2. ПОВЕРКА АМПЕРМЕТРА

Поверка амперметра заключается в сравнении показаний амперметра I_A с действительным значением тока I , протекающего через амперметр. Последовательно с поверяемым амперметром включается образцовый резистор с сопротивлением R_0 . По этой цепи пропускается ток, а напряжение U_0 на потенциальных выводах R_0 измеряется компенсатором. Действительное значение тока находят как отношение результата измерения U_0 к сопротивлению R_0 ($I = U_0/R_0$).

Задание 2

1. Ознакомиться с приборами, предназначенными для выполнения работы, и указаниями по их эксплуатации. Внести в протокол паспортные данные приборов.

2. Проверить возможность применения имеющейся аппаратуры для решения поставленной измерительной задачи.

3. Зарисовать принципиальную схему включения приборов.

4. Собрать схему и показать ее для проверки руководителю.

5. Произвести поверку всех числовых отметок шкалы амперметра. Для этого регулировкой тока установить указатель амперметра точно на нужную отметку шкалы и компенсатором измерить значение U_0 ; указанную процедуру выполнить на всех числовых отметках шкалы.

6. Определить абсолютные погрешности Δ , приведенные погрешности в процентах γ , а также поправки $-\Delta$ для поверяемого амперметра по формулам

$$\Delta = I_A - I; \quad \gamma = \frac{\Delta I}{I_N} 100; \quad -\Delta = I - I_A,$$

где I_N — нормирующее значение амперметра.

7. Результаты наблюдений и расчетов представить в виде таблицы (табл. 6.4).

Таблица 6.4

№ наблюдений	Показания амперметра I, A	Значения		Действительное значение тока I, A	Погрешности		Поправка $-\Delta, A$	Примечание
		U_0, B	R_0, Om		абсолютная Δ, A	приведенная $\gamma, \%$		

8. Сделать заключение о соответствии амперметра своему классу точности.

9. Составить отчет по требуемой форме.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

РЕГИСТРИРУЮЩИЕ ПРИБОРЫ

7.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Во многих случаях при контроле различных технологических процессов и проведении научно-исследовательских работ необходимо знать не только значение, но и изменение какой-либо физической величины во времени. Если изменение измеряемой величины во времени необходимо знать в одной-двух точках за небольшой интервал времени, то можно произвести отсчет значений из-

меряемой величины по обычному показывающему прибору через определенные интервалы времени и затем, что не представляет уже большого труда, построить график изменения интересующей нас физической величины. Такой способ получения графиков изменения измеряемой величины во времени совершенно непригоден, если необходимо знать изменение контролируемых величин во многих точках в течение длительного времени (смена,

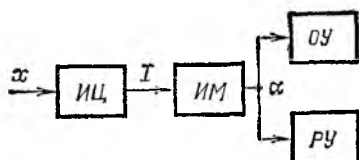


Рис. 7.1. Структурная схема регистрирующего прибора.

сутки и т. д.). В этом случае на помощь приходят регистрирующие измерительные приборы, т.е. приборы, в которых предусмотрена регистрация показаний.

Регистрирующие приборы, так же как и обычные аналоговые показывающие приборы, могут быть разделены на две группы: регистрирующие приборы прямого действия и регистрирующие приборы сравнения. В данной главе рассматриваются аналоговые регистрирующие приборы прямого действия.

На рис. 7.1 приведена структурная схема такого регистрирующего прибора. На вход *ИЦ* подается электрическая величина x . Если необходимо вести регистрацию изменения какой-либо неэлектрической величины, то в этом случае перед регистрирующим прибором необходимо включить соответствующий первичный преобразователь, который и преобразует контролируемую неэлектрическую величину в электрическую.

Измерительная цепь преобразует электрическую величину x в ток I , достаточный для приведения в действие измерительного механизма. Угол поворота подвижной части измерительного механизма *ИМ* преобразуется в перемещение указателя по шкале прибора в отсчетном устройстве *ОУ* (*ОУ* в некоторых регистрирующих приборах может отсутствовать) и в перемещение регистрирующего органа относительно носителя в регистрирующем устройстве *РУ*. В качестве носителя обычно используется специальная бумажная лента с нанесенной диаграммной сеткой. Таким образом, регистрирующий орган перемещается пропорционально значению изме-

ряемой величины и производит на носителе регистрацию результатов измерения в виде линий или точек.

Если регистрирующий измерительный прибор производит запись изменения измеряемой величины на носителе в форме диаграммы, то такой прибор в соответствии с ГОСТ 16263-70 называется самопишущим измерительным прибором. Самопишущие приборы по допустимой частоте изменения регистрируемого электрического сигнала делятся на две группы:

1) обычные самопишущие приборы, регистрирующие электрические сигналы, частота изменения которых не превышает 1 Гц (на такие приборы распространяется ГОСТ 9999-79);

2) быстродействующие самопишущие приборы, предназначенные для регистрации электрических сигналов, частота изменения которых превышает 1 Гц (приборы выпускаются в соответствии с ГОСТ 19875-79).

К аналоговым регистрирующим приборам прямого действия относятся также светолучевые осциллографы, предназначенные для регистрации электрических сигналов с помощью светового луча на специальных светочувствительных носителях, и магнитографы, предназначенные для регистрации быстро изменяющихся электрических сигналов посредством магнитной записи на магнитных лентах.

Вопросы, связанные с регистрацией с помощью магнитографов, в данной главе не рассматриваются.

7.2. МЕТОДЫ РЕГИСТРАЦИИ

Методы регистрации обеспечивают выполнение ряда основных требований, предъявляемых к регистрирующим устройствам. К таким требованиям относятся:

- 1) наглядность, видимость результата регистрации;
- 2) возможно меньшая погрешность регистрации из-за конечных размеров наносимых на носитель символов;
- 3) возможно более высокое быстродействие, а следовательно, и более широкий частотный диапазон регистрирующего устройства;
- 4) возможно большая длительность работы без перезарядки и подналадки.

В настоящее время известно большое число различных методов регистрации. Рассмотрим основные группы этих методов.

Методы регистрации с нанесением слоя вещества на носитель. К этой группе методов относятся следующие методы регистрации: карандашный, чернильный, чернильный струйный, с применением пасты в шариковом устройстве, с применением пасты под давлением, копировальный, печатный и т. д. Наиболее распространенным является чернильный метод регистрации.

В качестве регистрирующего органа *РО* при данном методе регистрации используются специальные перья (рис. 7.2), у которых наконечник представляет собой трубку, часто платино-иридиевую, с внутренним отверстием диаметром 0,1—0,15 мм. По этому отверстию на носитель *Н*, перемещающийся со скоростью *v*,

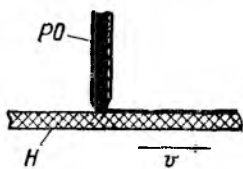


Рис. 7.2. Регистрирующий орган и носитель при чернильном методе регистрации.

поступают специальные чернила. Достоинствами чернильного метода регистрации являются:

- 1) малое воздействие со стороны регистрирующего органа на подвижную часть измерительного механизма;
- 2) высокое качество оставляемого на носителе следа;
- 3) относительно большая длительность работы без перезарядки (в современных приборах — до 30 сут);
- 4) долговечность регистрирующего органа.

Однако чернильный метод регистрации имеет и ряд существенных недостатков:

- 1) необходимость применения специальных чернил, в состав которых входят дистиллированная вода, анилиновый краситель, глицерин, глюкоза, фенол;
- 2) замерзание и высыхание чернил;
- 3) засорение внутреннего отверстия регистрирующего органа;
- 4) необходимость использования специальной бумаги в качестве носителя;
- 5) относительно большая ширина линии записи (0,4—0,5 мм).

В последние годы все шире начинают применять методы, в которых используется паста в шариковом устройстве и паста (чернила) под давлением.

Существенным недостатком метода с использованием шарикового устройства является то, что при малых ско-

ростях перемещения носителя, например при $v=20$ мм/ч (1 мм за 3 мин), паста на шарике успевает высохнуть и четкая регистрация не получается.

Метод с использованием пасты (чернил) под давлением требует применения специального миниатюрного компрессора, создающего давление, изменяющееся при изменении скорости перемещения носителя.

Следует отметить, что карандашный метод регистрации, который на первый взгляд кажется простым и эффективным, применяется очень редко, так как при этом методе возникают относительно большие усилия на подвижную часть измерительного механизма со стороны регистрирующего органа.

Методы регистрации со снятием слоя вещества. Наибольшее распространение из методов регистрации со снятием слоя вещества получили плавильный и резцовый методы.

При плавильном методе в качестве регистрирующего органа PO (рис. 7.3, а) используется нагретый до высо-

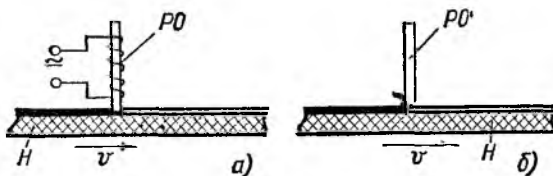


Рис. 7.3. Регистрирующий орган и носитель.
а — плавильный метод регистрации; б — резцовый метод регистрации.

кой температуры стержень или нихромовая спираль. Носитель — специальная бумажная лента, обычно черного цвета, покрытая тонким слоем парафина или воска с мелом. При соприкосновении такой бумажной ленты с нагретым регистрирующим органом слой парафина или воска расплавляется и на ленте остается черный четко видимый след.

Основным недостатком плавильного метода является необходимость изменения степени нагрева регистрирующего органа при изменении скорости перемещения носителя. Несмотря на этот недостаток, данный метод весьма прогрессивен и получает все большее применение при разработке новых регистрирующих приборов.

При резцовом методе регистрации (рис. 7.3, б) в ка-

честве регистрирующего органа применяется игла из твердого материала, например корунда. Носитель — обычная глянцеваая черная бумажная лента, покрытая тонким слоем парафина с мелом или очень тонким слоем (10—15 мкм) напыленного металла. При перемещении регистрирующего органа по носителю, который в свою очередь движется со скоростью v , тонкий слой покрытия счищается. На носителе остается след в виде сплошной линии толщиной 50—100 мкм.

Резцовый метод регистрации при металлическом покрытии носителя позволяет применять регистрирующие приборы в тяжелых климатических условиях при повышенной точности регистрирующего устройства.

Методы регистрации с изменением состояния вещества. Методы регистрации с изменением состояния вещества применяются значительно реже, чем методы регистрации с нанесением и со снятием слоя вещества. Наиболее распространенным методом регистрации с изменением состояния вещества является метод регистрации, при котором световым лучом осуществляется воздействие на светочувствительный носитель. Этот метод регистрации широко применяется в светолучевых осциллографах. Совершенно очевидно, что в этом случае обязательно должен быть источник светового излучения, а на подвижной части измерительного механизма должно быть укреплено небольшое зеркальце, отражающее луч света на носитель.

В качестве источника светового излучения могут применяться обычные лампы накаливания или специальные ртутные лампы высокого давления, являющиеся мощным источником ультрафиолетового излучения. В первом случае в качестве носителя используется обычная фотопленка или бумажная фотолента, требующая для получения видимого результата регистрации специальной химической обработки (проявления и закрепления). Во втором случае в качестве носителя используется специальная бумажная фотолента типа УФ, чувствительная к ультрафиолетовым лучам и не требующая последующего химического проявления. Фотолента типа УФ обеспечивает получение видимой записи после кратковременного воздействия на нее обычного светового потока. Таким образом, во втором случае нет необходимости в «мокрой» обработке носителя и поэтому этот способ регистрации весьма перспективен.

К методам регистрации с изменением состояния вещества относится также метод регистрации на магнитной ленте, применяемый в магнитографах.

7.3. ВИДЫ ДИАГРАММНЫХ ЛЕНТ

В аналоговых регистрирующих приборах прямого действия, как правило, применяются в качестве носителей различные диаграммные ленты и только в некоторых случаях могут быть применены диаграммные диски. Технические требования к ним сформулированы в ГОСТ 7826-75.

Различают три вида диаграммных лент.

1. Диаграммные ленты типа ЛР (рис. 7.4 а). Они имеют криволинейную систему координат и предназначены для регистрирующих

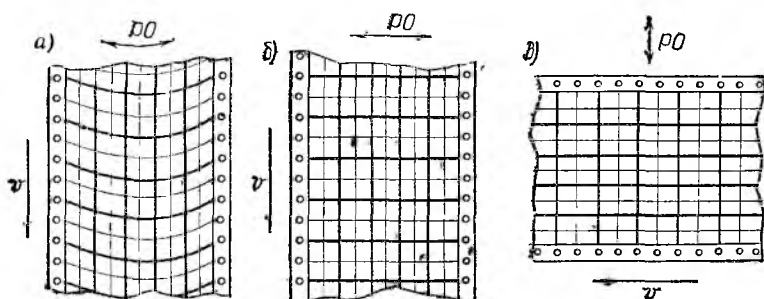


Рис. 7.4. Диаграммные ленты.

а — типа ЛР, б — типа ЛПГ; в — типа ЛПВ.

приборов с перемещением регистрирующего органа в горизонтальной плоскости по дуге окружности. Отсчет значения зарегистрированной величины производится с помощью специальной масштабной линейки и вертикальных линий, называемых линиями отсчета. При пользовании масштабной линейкой нуль линейки совмещается с нулевой линией диаграммы. Отсчет интервалов времени производится с помощью линий времени, расположенных горизонтально и проведенных по дуге окружности.

2. Диаграммные ленты типа ЛПГ (рис. 7.4, б), имеющие прямоугольную систему координат с прямолинейными горизонтально расположенными линиями времени. Такие ленты предназначены для регистрирующих приборов с прямолинейным перемещением регистрирующего органа в горизонтальной плоскости. Отсчет значения зарегистрированной величины производится без масштабной линейки с помощью вертикально расположенных линий отсчета.

Очевидно, что применение диаграммных лент типа ЛПГ требует наличия в регистрирующем приборе специального приспособления, преобразующего вращательное движение подвижной части измерительного механизма в линейное перемещение регистрирующего органа.

3. Диаграммные ленты типа ЛПВ (рис. 7.4, в) с прямолинейными вертикально расположенными линиями времени. Они предназначены для регистрации изменения измеряемой величины в прямоугольной системе координат в регистрирующих приборах, имеющих регистрирующий орган, перемещающийся прямолинейно в вертикальной плоскости.

Диаграммные ленты могут быть с перфорацией, как это изображено на рис. 7.4, так и без нее. В этом случае к наименованию диаграммной ленты добавляются буквы Б и П: ЛРБП; ЛПГБП и ЛПВБП. Ширина поля записи диаграммных лент может быть от 40 до 400 мм.

7.4 РЕГИСТРИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Рассмотрим разновидности устройств, соединяющих регистрирующий орган с подвижной частью измерительного механизма. Предположим, что в качестве измерительного механизма используется магнитоэлектрический измерительный механизм с внутрирамочным магнитом и регистрация производится наиболее распространенным чернильным методом.

Различают два вида устройств: устройство с непосредственным соединением регистрирующего органа с подвижной частью измерительного механизма (рис. 7.5 а) и устройство, в котором регистрирующий орган соединяется с подвижной частью измерительного механизма посредством так называемого спрямляющего устройства кулисного типа (рис. 7.5, б).

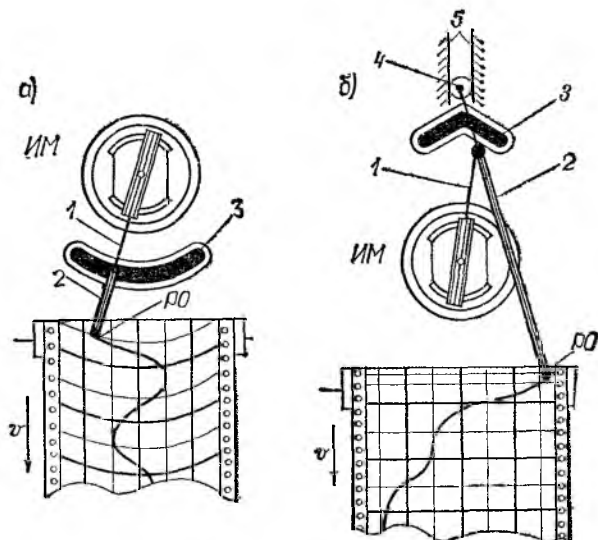


Рис. 7.5. Регистрирующие устройства при использовании чернильного метода регистрации на диаграммных лентах, а — типа ЛР; б — типа ЛПГ.

В первом случае (рис.7.5, а) рычаг 1 укрепляется на рамке измерительного механизма *ИМ*. На рычаге размещается капиллярная трубка 2, соединенная одним концом с расположенным на конце рычага регистрирующим органом *РО*. Другой конец трубки 2 опущен в неподвижную чернильницу 3 со специальными чернилами. Нетрудно видеть, что при вращательном движении подвижной части измерительного механизма регистрирующий орган будет перемещаться по дуге окружности и, следовательно, рассматриваемое устройство, достаточно простое по конструкции, может производить запись только на диаграммных лентах типа ЛР, доставляющих оператору известные неудобства при расшифровке результатов регистрации.

В устройстве, изображенном на рис. 7.5, б, рычаг 1, жестко соединенный с рамкой измерительного механизма *ИМ*, имеет шарнирное соединение с держателем 2. На держателе 2 укреплен капиллярная трубка, один конец которой опущен в неподвижную чернильницу 3, а другой соединен с регистрирующим органом *РО*. На конце держателя 2 укреплен ролик 4. При вращательном движении рамки измерительного механизма ролик 4 совершает возвратно-поступательное движение по неподвижным направляющим 5. Нетрудно видеть, что при этом регистрирующий орган перемещается в зависимости от длины держателя 2 практически по прямой линии.

Регистрация изменения измеряемой величины производится в прямоугольной системе координат на диаграммной ленте типа ЛПГ. Расшифровка результатов регистрации в прямоугольной системе координат достаточно проста, однако применение спрямляющего механизма имеет и ряд недостатков: усложняется конструкция регистрирующего устройства, что увеличивает стоимость прибора; увеличивается момент инерции подвижной части, что ухудшает частотные свойства прибора; увеличивается момент трения, что требует применения измерительных механизмов с большим вращающим моментом.

Для получения развертки во времени диаграммные ленты как в первом, так и во втором случае необходимо перемещать со скоростью v . Для этого в регистрирующих приборах применяются лентопротяжные механизмы. На рис. 7.6, а схематично показан лентопротяжный механизм для диаграммных лент с перфорацией. Ведущий барабан 1 с выступами для отверстий диаграммных лент приводится в движение с постоянной скоростью через редуктор от специального синхронного двигателя. Сменой шестерен редуктора можно изменять, в определенных пределах, частоту вращения барабана 1. Диаграммная лента чистая с минимальной длиной 15 м помещается на свободно вращающейся съемной катушке 2. Диаграммная лента с записью через направляющий ролик 3 поступает на лентособирающую катушку 4, которая приводится в движение от ведущего барабана 1 посредством фрикционной цепной передачи 5. К держателю или рычагу 6, соединенному с подвижной частью измерительного механизма, при наличии отсчетного устройства укрепляется указатель 7, обеспечивающий визуальный отсчет показаний по шкале 8.

На рис. 7.6, б схематично показан лентопротяжный механизм для диаграммных лент без перфорации. В этом случае перемещение диаграммной ленты осуществляется ведущим барабаном 1, не имеющим никаких выступов. Во избежание проскальзывания диаграммной ленты прижим ее к поверхности ведущего барабана осу-

ществляется двумя прижимными роликами 2. Лентособирающая катушка 4 приводится в движение посредством фрикционной передачи 3. Регистрирующий орган перемещается по неподвижной опоре 5, по которой движется диаграммная лента со съемной катушки 6 через направляющие ролики 7 на ведущий барабан 1.

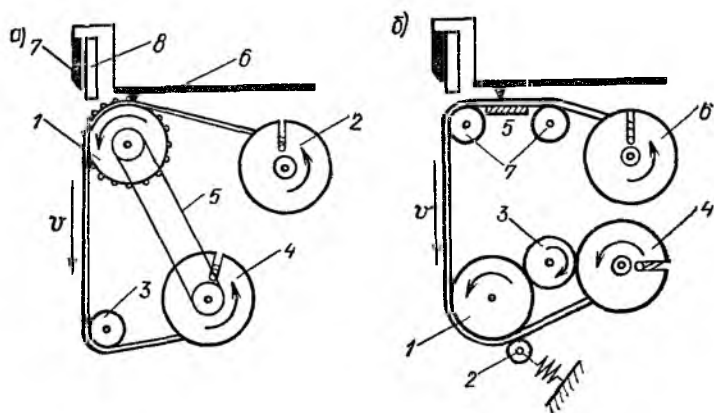


Рис. 7.6. Лентопротяжные механизмы для диаграммных лент.
 а — с перфорацией; б — без перфорации.

7.5. САМОПИШУЩИЕ ПРИБОРЫ ПРЯМОГО ДЕЙСТВИЯ

Большинство выпускаемых промышленностью регистрирующих приборов прямого действия — самопишущие приборы, т. е. приборы, регистрирующие изменение измеряемой величины на диаграммной ленте.

В зависимости от допустимой частоты изменения регистрируемого электрического сигнала различают две группы приборов.

Первая, большая группа приборов, выпускаемых в соответствии с ГОСТ 9999-79, предназначена для регистрации медленно изменяющихся сигналов с частотой изменения до 1 Гц. В приборах этой группы используются два вида измерительных механизмов — магнитоэлектрический измерительный механизм и ферродинамический измерительный механизм. Это обусловлено тем, что указанные механизмы имеют относительно большой вращающий момент, который необходим в регистрирующих приборах в связи с дополнительным моментом трения в регистрирующем устройстве.

Промышленностью выпускаются амперметры и вольт-

метры магнитоэлектрической системы для регистрации изменений постоянного тока и напряжения (приборы типа Н392); амперметры и вольтметры ферродинамической системы типа Н393 для регистрации изменений переменного тока и напряжения частотой 50 Гц; выпрямительные амперметры и вольтметры (приборы типа Н394) для регистрации изменений переменного напряжения и тока повышенной частоты (до 10 000 Гц); ваттметры и варметры однофазные и трехфазные с ферродинамическим измерительным механизмом (типов Н395 и Н396); частотомеры (типа Н397) и фазометры (типа Н398) с выпрямительными преобразователями. Все перечисленные выше типы приборов являются щитовыми приборами с размерами фланца корпуса 160×160 мм.

Однако промышленностью выпускаются и переносные комбинированные самопишущие приборы с встроенными для повышения чувствительности усилителями. Примерами таких приборов являются магнитоэлектрический многодиапазонный прибор типа Н399 и выпрямительный комбинированный прибор типа Н339. Благодаря усилителям эти приборы могут регистрировать изменения относительно малых токов (милли- и микроамперметры) и относительно малых напряжений (доли милливольт).

Все регистрирующие приборы данной группы имеют отсчетные устройства. Классы точности самопишущих приборов по измеряемой величине определяются по основной приведенной погрешности, которая находится не по показаниям, а по записи. При применяемом чернильном методе регистрации и ширине поля записи используемых диаграммных лент типов ЛПГ и ЛПГБП $L = 100$ мм, классы точности самопишущих приборов этой группы 1,0; 1,5 и 2,5, запас чернил рассчитан на 30 сут непрерывной работы. (В приборах старых модификаций запас чернил был рассчитан на 3 сут.) Лентопротяжные механизмы приборов обеспечивают перемещение носителей со следующими скоростями: 20, 60, 180, 600, 1800 и 5400 мм/ч. Класс точности самопишущих приборов по записи времени определяется основной относительной погрешностью и обычно бывает 0,5 или 1,0. Все приборы этой группы — одноточечные одноканальные.

Вторая группа приборов (быстродействующие самопишущие приборы) предназначена для регистрации быстро изменяющихся электрических сигналов с частотой изменения более 1 Гц. В качестве измерительных меха-

низмов в приборах этой группы используются механизмы с относительно большой частотой собственных колебаний подвижной части f_0 . К таким измерительным механизмам относятся специальный магнитоэлектрический измерительный механизм с двумя магнитами (внешним и внутренним), имеющий значение $f_0 \approx 40$ Гц, и электромагнитный поляризованный механизм с $f_0 \approx 60$ Гц. Электромагнитный поляризованный механизм по сравнению с магнитоэлектрическим имеет не только большее значение частоты собственных колебаний подвижной части, но и небольшую массу, малые габариты и невысокую стоимость.

На рис. 7.7 схематически показана конструкция современного электромагнитного поляризованного механизма. Механизм неразборный, так как постоянные магниты 1 и магнитопроводы 2 с обмотками управления укреплены внутри корпуса 4 эпоксидным

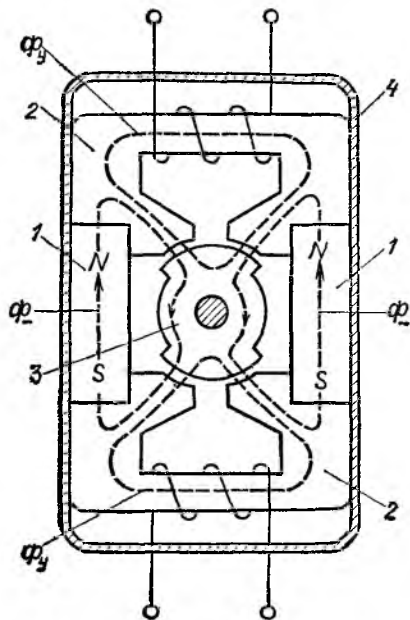


Рис. 7.7. Электромагнитный поляризованный измерительный механизм.

компаундом. Обмотки управления включаются последовательно и по ним пропускается ток I , изменение которого необходимо зарегистрировать. Поток, создаваемый обмотками управления Φ_y , замыкаясь через якорь 3 , выполненный из магнитомягкого материала, придает его торцам свойства магнитных полюсов. В результате взаимодействия намагниченных торцов якоря с подмагничивающими потоками Φ_z создается вращающий момент, пропорциональный потоку управления, а следовательно, и току I . Противобалластный момент создается мощными спиральными пружинами.

Отсчетные устройства в быстродействующих самопишущих приборах (БСП) отсутствуют, так как скорость поступления измерительной информации превышает предельные возможности непосредственного отсчета показаний оператором.

Погрешность приборов определяется по основной приведенной погрешности записи в процентах ширины поля записи. (В выпускаемых промышленностью приборах ширина поля записи равна 40 или 80 мм.) На постоянном токе эта погрешность обычно не превышает $\pm 4\%$. Приборы выпускаются как одноканальными, так и многоканальными. Так, БСП типа Н338 могут иметь 1, 2, 4, 6 и 8 каналов. В многоканальных приборах регистрация производится на одном носителе, но с различными диаграммными лентами типа ЛР для каждого канала.

Применяются чернильный метод регистрации (приборы типов Н3021, Н327, Н338) и плавильный метод регистрации (приборы типа Н338Б).

В приборах типа Н338 несмотря на применение электромагнитного поляризованного механизма с $f_0 \approx 60$ Гц диапазон рабочих частот находится в пределах от 0 до 150 Гц. Это объясняется тем, что у данного типа приборов, так же как и у БСП типа Н327 с диапазоном частот 0—100 Гц, имеется встроенный усилитель с нелинейной выходной характеристикой, позволяющий расширить частотный диапазон всего прибора в целом, т.е. применяется так называемый метод активной коррекции частотных характеристик прибора.

В приборах типа Н3021 с магнитоэлектрическим измерительным механизмом и встроенным усилителем максимальный диапазон рабочих частот 0—45 Гц.

Основным достоинством быстродействующих приборов является возможность визуального наблюдения хода исследуемого динамического процесса по документу регистрации в относительно широком диапазоне частот.

7.6. СВЕТОЛУЧЕВЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

Светолучевые осциллографы относятся к регистрирующим приборам прямого действия. Регистрация производится обычным световым лучом или ультрафиолетовым лучом на специальном фоточувствительном носителе, не имеющем диаграммной сетки.

Достоинствами светолучевых осциллографов по сравнению с широко распространенными электронно-лучевыми осциллографами являются:

простота и удобство получения документа регистрации, особенно при регистрации на носителе типа УФ;

возможность одновременной регистрации на одном носителе многих (до нескольких десятков) исследуемых динамических процессов.

Основными достоинствами светолучевых осциллографов по сравнению с ранее рассмотренными регистрирующими приборами прямого действия являются более широкий диапазон частот регистрируемых электрических сигналов (от 0 до 30 000 Гц) и возможность одновременной регистрации существенно большего числа сигналов.

Технические требования к светолучевым осциллографам сформулированы в ГОСТ 9829-81.

В качестве измерительных механизмов в светолучевых осциллографах используются миниатюрные магнитоэлектрические измерительные механизмы, называемые осциллографическими гальванометрами. Технические требования к осциллографическим гальванометрам (ОГ) сформулированы в ГОСТ 11013-81.

Основными узлами светолучевых осциллографов являются магнитный блок с осциллографическими гальванометрами, оптическая система, развертывающее устройство и отметчик времени.

Кратко остановимся на основных узлах светолучевых осциллографов.

Магнитный блок с осциллографическими гальванометрами. В светолучевых осциллографах прежних выпусков применялись так называемые автономные ОГ. Такой ОГ имел собственный постоянный магнит, в воздушном зазоре магнитопровода которого размещалась подвижная часть, выполненная в виде петли (петлевые ОГ) или в виде рамки на растяжках (рамочные ОГ). В большинстве современных светолучевых осциллографов автономные ОГ не применяются, а применяются осциллографические гальванометры-вставки, не имеющие собственного постоянного магнита с магнитопроводом. Гальванометр-вставка (рис. 7.8, а) представляет собой подвижную часть магнитоэлектрического измерительного механизма (подвижная рамка на растяжках), заключенную в металлический немагнитный кожух с по-

люсными наконечниками из магнитомягкого материала. Обычно внешний диаметр кожуха равен 6 мм. Гальванометры-вставки помещаются экспериментатором в воздушные зазоры магнитопровода одного большого постоянного магнита. Выпускаемый промышленностью магнитный блок типа М1062 имеет в магнитопроводе гнезда для размещения одновременно 12 различных ОГ с шагом в 9 мм.

Основными требованиями, предъявляемыми к осциллографическим гальванометрам,

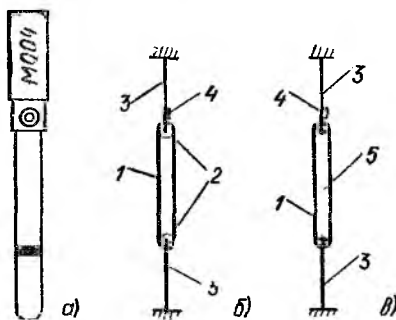


Рис. 7.8. Осциллографический гальванометр.

a — общий вид; *b* — подвижная часть гальванометра с обмоточным успокоением; *в* — подвижная часть гальванометра с карданным успокоением.

фическим гальванометрам и существенно влияющими и на их конструктивное оформление, являются:

1) возможно больший частотный диапазон, а следовательно, и возможно большая частота собственных колебаний подвижной части f_0 ;

2) достаточно высокая чувствительность к току S_I ;

3) возможно меньший диаметр вставки для увеличения числа одновременно устанавливаемых ОГ.

Значения f_0 и S_I можно определить по следующим формулам:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{W}{J}}; \quad (7.1)$$

$$S_I = kS'_I = k \frac{Bsw}{W}, \quad (7.2)$$

где k — постоянный коэффициент; S'_I — чувствительность механизма ОГ к току (см. § 1.4 и 5.2).

Нетрудно видеть, что первые два требования к осциллографическим гальванометрам противоречивы. Действительно, для увеличения значения f_0 , определяемого (7.1), необходимо увеличивать удельный противодействующий момент W . Однако увеличение значения W , как это видно из (7.2), ведет к уменьшению чувствительно-

сти S_T . Для увеличения чувствительности S_T желательное увеличение числа витков ω , однако это ведет к увеличению момента инерции подвижной части и, как видно из (7.1), к уменьшению значения f_0 . В связи с этим промышленность выпускает достаточно большое число различных типов ОГ и их модификаций.

На рис. 7.8, б и в показано конструктивное оформление подвижных частей двух наиболее распространенных рамочных ОГ. На рис. 7.8, б изображена подвижная часть ОГ с магнитоиндукционным обмоточным или жидкостным успокоением. Вращающий момент, так же как и в обычных магнитоэлектрических механизмах, создается взаимодействием исследуемого тока I в рамке 1, растянутой на блоках 2 с помощью растяжек 3, и поля постоянного магнита. Момент успокоения создается взаимодействием поля постоянного магнита и тока $I_{\text{усп}}$, возникающего в цепи рамки от ЭДС, индуцированной в рамке при ее движении. Очевидно, что ток $I_{\text{усп}}$, а следовательно, и момент успокоения будут зависеть при обмоточном успокоении в первую очередь от сопротивления цепи с рамкой. Оптимальным моментом успокоения считают такой момент успокоения, который обеспечивает при заданной допустимой нелинейности амплитудно-частотной характеристики наибольшую рабочую полосу частот ОГ.

Нелинейность амплитудно-частотной характеристики ОГ с обмоточным успокоением в соответствии с ГОСТ 11013-81 должна быть не более $\pm 5\%$ в диапазоне частот от 0 до $0,6f_0$ ($\pm 10\%$ в диапазоне от 0 до $0,75f_0$).

Успокоение ОГ обычно характеризуют коэффициентом β , называемым степенью успокоения (см. § 5.4). Оптимальное успокоение получают при $\beta = 0,7 \div 0,8$.

Из сказанного следует, что у ОГ с обмоточным успокоением в паспорте должно указываться значение внешнего сопротивления, при котором обеспечивается оптимальное значение β , а следовательно, и наибольшая возможная рабочая полоса частот.

При жидкостном успокоении подвижная часть ОГ заливается специальной жидкостью. Конечно, у такого ОГ присутствует и обмоточное успокоение, однако жидкостное успокоение превалирует над обмоточным успокоением и поэтому внешнее сопротивление у таких ОГ во многих случаях может быть любым. Вязкость применяемых жидкостей зависит от температуры окружающей

среды. Поэтому в современных светолучевых осциллографах для обеспечения оптимального значения β применяют термостатирование.

На рис. 7.8, в показана подвижная часть ОГ с магнитоиндукционным каркасным успокоением. Рамка 1 намотана на алюминиевой пластинке 5 с отверстиями для растяжек 3. При движении рамки в пластинке возникают вихревые токи, которые, взаимодействуя с полем постоянного магнита, и создают момент успокоения. Каркасное успокоение всегда превалирует над обмоточным успокоением, и поэтому ОГ с каркасным успокоением, так же как и ОГ с жидкостным успокоением, могут работать при оптимальном значении β независимо от значения внешнего сопротивления гальванометра.

Нетрудно видеть, что пластинка при каркасном успокоении существенно увеличивает момент инерции подвижной части гальванометра и ухудшает его частотные свойства.

Все современные ОГ с широкой рабочей полосой частот имеют жидкостное успокоение. Наибольшую рабочую полосу частот имеет ОГ типа М042: 0—30 000 Гц при чувствительности $S_I = 0,45$ мм/(мА·м).

Выбор ОГ для регистрации данного процесса с возможным меньшим искажением зарегистрированной на носителе формы кривой с приемлемыми амплитудными значениями осуществляется в два этапа. В первую очередь производится выбор ОГ по его частотным свойствам, при этом учитывается возможная погрешность регистрации высших гармонических составляющих исследуемого процесса. Обычно при регистрации процессов, имеющих форму кривой, близкую к треугольной, достаточно иметь ОГ с рабочей полосой частот, соответствующей 3—5-кратной частоте основной гармоники регистрируемого процесса. При регистрации процессов, имеющих форму кривой, близкую к прямоугольной, рабочая полоса частот ОГ должна уже соответствовать 10—20-кратной частоте основной гармоники.

После выбора ОГ по частотным свойствам производится окончательный выбор ОГ с учетом его чувствительности (постоянной), желаемых амплитуд кривой на носителе и значений регистрируемого сигнала. Часто на втором этапе выбора ОГ приходится применять шунты, добавочные резисторы, а в некоторых случаях и специальные усилители.

Оптическое и развертывающее устройства. Для передачи колебательного движения подвижной части ОГ, для записи на носителе и для визуального наблюдения на экране служит оптическое устройство. Упрощенная схема такого устройства для одного канала изображена на рис. 7.9. Луч света от источника *Л*, проходя через систему линз и призм, попадает на миниатюрное зер-

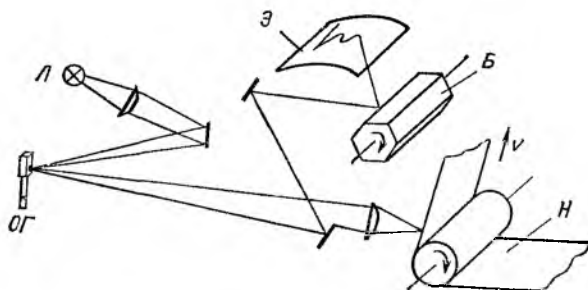


Рис. 7.9. Принципиальная схема оптического устройства светолучевого осциллографа.

кальце *4*, укрепленное на подвижной части ОГ (см. рис. 7.8, *б* и *в*). Отразившись от зеркальца (площадь менее 1 мм^2 при толщине не более $0,1 \text{ мм}$), луч света через ряд линз и призм попадает на носитель *Н*. При колебаниях подвижной части *ОГ* световое пятно совершает на носителе поперечные колебания. Для получения временной развертки носитель перемещают с определенной скоростью с помощью специального лентопротяжного механизма.

В некоторых светолучевых осциллографах прежних выпусков кроме регистрации исследуемого сигнала предусматривалась также возможность визуального наблюдения этого сигнала на специально устанавливаемом экране *Э* (рис. 7.9). В таких осциллографах часть луча света, отраженного от зеркальца *ОГ*, попадает на вращающийся с постоянной скоростью зеркальный барабан *Б*. Нетрудно видеть, что при вращении барабана изменяется угол падения луча на каждую данную грань барабана. Следовательно, создаваемое лучом световое пятно перемещается вдоль экрана, осуществляя таким образом временную развертку исследуемого сигнала.

Расшифровка осциллограмм. При расшифровке осциллограмм (рис. 7.10) обычно определяют какие-либо временные интервалы исследуемого процесса и значения тока в каждый данный интересующий экспериментатора момент времени. Для установления масштаба по оси времени в светолучевых осциллографах применяются отметчики времени. Чаще всего это специальные электро-механические устройства, наносящие на носитель свето-

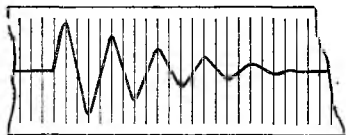


Рис. 7.10. Осциллограмма светолучевого осциллографа.

вым лучом вертикальные линии через определенные интервалы времени, например 0,2; 0,02 с и т. д. Подсчитав количество линий между интересующими точками зарегистрированной кривой и умножив это число на масштаб отметчика времени, получим значение определяемого интервала времени.

Для нахождения любого мгновенного значения тока в рамке ОГ достаточно определить в миллиметрах отклонение соответствующей точки на изображении этого тока на носителе и затем разделить полученное значение на значение чувствительности к току S_I применяемого ОГ, при этом необходимо помнить, что значение S_I должно соответствовать расстоянию носителя от зеркала ОГ в данном светолучевом осциллографе.

7.7. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 6. ИЗУЧЕНИЕ СВЕТОЛУЧЕВОГО ОСЦИЛЛОГРАФА И ЕГО ПРИМЕНЕНИЕ

В настоящее время промышленностью выпускается достаточно большое число различных типов светолучевых осциллографов с регистрацией как на обычной фотоленте или фотобумаге, так и на носителе, чувствительном к ультрафиолетовым лучам. Независимо от этого в большинстве светолучевых осциллографов используются ОГ-вставки одних и тех же типов.

Основными параметрами ОГ являются чувствительность S_I и рабочая полоса частот, определяемая частотой собственных колебаний подвижной части гальванометра (f_0). В соответствии с ГОСТ 11013-81 на ОГ промышленностью выпускаются ОГ с достаточно большими отклонениями действительных значений S_I и f_0 от значений, указанных в паспорте на данный ОГ. Так, минимальное значение S_I может существенно отличаться от номинального значения. Отклонение действительного значения S_I от паспортного в сторону

увеличения даже не регламентируется. Отклонение действительного значения собственной частоты ОГ f_0 от частоты, указанной в паспорте, может доходить до $\pm 20\%$. Поэтому целесообразно перед применением выбранных ОГ для регистрации какого-либо процесса уточнить и значения S_I и f_0 .

В работе определяются значения S_I и рабочие полосы частот для двух ОГ — высокочувствительного низкочастотного и низкочувствительного высокочастотного. Кроме того, в данной работе проводится расшифровка осциллограммы с записью простейшего сигнала.

Задание

1. Ознакомиться с приборами, предназначенными для выполнения данной лабораторной работы, уделив особое внимание правилам пользования применяемого светолучевого осциллографа. Внести в протокол паспортные данные приборов, в том числе и используемых в работе ОГ.

2. Определить действительное значение чувствительности низкочувствительного ОГ.

Для определения чувствительности необходимо собрать схему, изображенную на рис. 7.11, включив для измерения тока в ОГ мил-

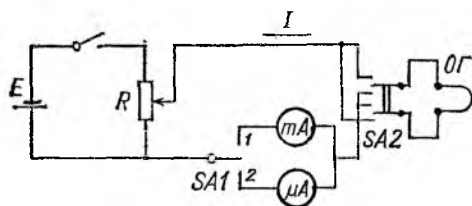


Рис. 7.11. Схема для определения чувствительности осциллографических гальванометров.

лиамперметр (переключатель $SA1$ находится в положении I). В соответствии с ГОСТ 11013-81 чувствительность определяют при токе, равном $0,75$ значения градуировочного тока (указывается в паспорте на ОГ). При выключенной развертке определяют отклонение светового пятна на экране осциллографа вначале при одном направлении тока I , затем при другом. Для переключения направления тока используют переключатель $SA2$.

Значение S_I подсчитывают по формуле

$$S_I = (a_1 + a_2)/2I,$$

где a_1 и a_2 — отклонение светового пятна на экране при изменении направления тока, мм; I — ток в подвижной части гальванометра, мА.

3. Рассчитать постоянную по току исследуемого ОГ:

$$C_I = 1/S_I.$$

4. Рассчитать паспортную чувствительность и паспортную по-

стоянную по току (длина луча 1 м):

$$S_{I\text{пасп}} = S_I l/l',$$

где $l=1$ м, а l' — длина луча до экрана в применяемом светолучевом осциллографе, м;

$$C_{I\text{пасп}} = 1/S_{I\text{пасп}}.$$

Сравнить полученные значения $S_{I\text{пасп}}$ и $C_{I\text{пасп}}$ со значениями, приведенными в паспорте на данный ОГ.

5. Рассчитать S_I'' и C_I'' данного ОГ при регистрации процесса на носителе, если у применяемого светолучевого осциллографа длина луча до экрана l'' не совпадает с длиной луча до носителя l' :

$$S_I'' = S_I l'/l''; \quad C_I'' = 1/S_I''.$$

6. Повторить задания 2—5 для высокочувствительного ОГ. При определении S_I этого ОГ используется схема рис. 7.11 с переключателем $SA1$, находящимся в положении 2.

7. Определить рабочую полосу частот высокочувствительного ОГ. Для этого, используя схему рис. 7.12, снимают амплитудно-частотную характеристику гальванометра. Вначале при синусои-

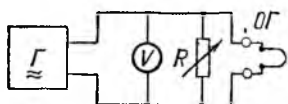


Рис. 7.12. Схема для снятия амплитудно-частотной характеристики осциллографического гальванометра.

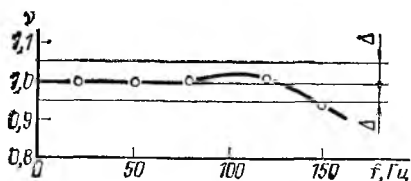


Рис. 7.13. Амплитудно-частотная характеристика осциллографического гальванометра.

дальном напряжении с частотой f_1 , равной 5% f_0 (устанавливается с помощью генератора синусоидальных колебаний Γ), добиваются отклонения светового пятна на экране осциллографа (развертка выключена) в пределах 40—50 мм.

Поддерживая неизменным показание электронного вольтметра, увеличивают частоту напряжения и в пяти-шести точках определяют отклонение светового пятна на экране при каждой данной частоте. (Верхнее значение частоты не должно быть больше удвоенного значения номинальной собственной частоты данного ОГ) По полученным данным строят амплитудно-частотную характеристику, примерный вид которой приведен на рис. 7.13, где y — относительное

изменение амплитуды отклонения светового пятна на экране:

$$\nu = a_m/a_{0m},$$

где a_m — отклонение светового пятна на экране при данной частоте; a_{0m} — отклонение светового пятна на экране при начальной частоте (для данного ОГ при f_1).

На полученном графике проводят линии при $\nu=1$ и $\nu=1\pm\Delta$, где Δ — значение допустимой нелинейности амплитудно-частотной характеристики данного ОГ. Для ОГ с обмоточным успокоением рекомендуются значения $\Delta=\pm 5\%$. Для ОГ с жидкостным и каркасным успокоением — $\Delta=\pm 10\%$.

Первое пересечение амплитудно-частотной характеристики с линиями $\nu=1+\Delta$ или $\nu=1-\Delta$ определяет верхнюю частоту рабочей полосы частот. На графике, приведенном на рис. 7.13, рабочая полоса частот составляет 0—150 Гц при $\Delta=\pm 5\%$.

8. Определить рабочую полосу частот низкочувствительного ОГ, используя методику, изложенную в п. 7.

9. Произвести регистрацию на носителе с помощью указанного преподавателем ОГ синусоидального сигнала неизвестной частоты.

10. По осциллограмме определить амплитудное значение тока в ОГ и частоту зарегистрированного процесса.

При определении амплитудного значения тока использовать S_I^* или C_I^* , полученные при выполнении п. 5.

При определении периода, а затем и частоты зарегистрированного процесса использовать показания отметчика времени применяемого светолучевого осциллографа.

11. Составить отчет по требуемой форме.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ЭЛЕКТРОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

8.1. КЛАССИФИКАЦИЯ. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В этой главе рассматриваются аналоговые электронные измерительные приборы (АЭИП), основными функциональными узлами которых являются различные электронные измерительные преобразователи и другие специальные электронные устройства. В большинстве электронных приборов в качестве выходных устройств используются магнитоэлектрические механизмы, а в некоторых типах приборов — электронно-лучевые трубки (например, в осциллографах, анализаторах спектра и др.).

Аналоговыми такие приборы называются потому, что их показания являются непрерывными функциями из-

меряемых величин, которые в свою очередь могут принимать любые значения в измеряемом диапазоне.

Аналоговые электронные измерительные приборы широко применяются в научных исследованиях и промышленном производстве.

Аналоговые электронные измерительные приборы можно разделить на четыре основные группы. В первую — самую большую — можно включить приборы для измерения параметров и характеристик сигналов (например, вольтметры, осциллографы, частотомеры, анализаторы спектра и др.).

Вторая группа — приборы для измерения параметров и характеристик элементов электрических и электронных схем и для измерения характеристик активных и пассивных двухполюсников и четырехполюсников. Сюда входят измерители сопротивления, емкости, индуктивности, параметров электронных ламп, транзисторов, а также приборы для снятия частотных и переходных характеристик и др.

Третью группу образуют измерительные генераторы, являющиеся источником сигналов различного уровня, формы и частоты.

Элементы измерительных схем, такие, как attenuа-торы (ослабители сигнала), фазовращатели и другие, образуют четвертую группу.

В АЭИП широко используются шкально-верньерные устройства, позволяющие устанавливать требуемые значения регулируемых параметров физических величин (например, напряжение, частоту сигнала, сопротивление, емкость и т. п.).

В соответствии с ГОСТ 15094-69 все электронные приборы в зависимости от характера измерений и вида измеряемых величин разделяются на 20 подгрупп, которые обозначаются прописными буквами русского алфавита. Каждая подгруппа состоит из нескольких видов, обозначаемых арабскими цифрами по порядку. Приборы, образующие один вид, подразделяются на типы, имеющие порядковые номера. Номер типа отделяется от номера вида дефисом (черточкой). Ниже приведены примеры классификации.

Подгруппа В. Приборы для измерения напряжения:

В2 — вольтметры постоянного тока;

В3 — вольтметры переменного тока;

В4 — вольтметры импульсного тока;

В7 — вольтметры универсальные.

Подгруппа Г. Генераторы измерительные:

Г3 — генераторы гармонических колебаний низкочастотные;

Г4 — генераторы гармонических колебаний высокочастотные;

Г5 — генераторы импульсов.

Подгруппа Е. Приборы для измерения параметров компонентов цепей с сосредоточенными постоянными:

Е3 — измерители индуктивности;

Е6 — измерители сопротивлений;

Е7 — измерители емкостей.

Подгруппа С. Приборы для наблюдения, измерения и исследования формы сигнала и спектра:

С1 — универсальные осциллографы.

Подгруппа Ф. Приборы для измерения фазового сдвига.

Ф2 — измерители фазового сдвига.

Подгруппа Ч. Приборы для измерения частоты:

Ч3 — частотомеры электронно-счетные.

В обозначении комбинированного прибора, предназначенного для измерения нескольких физических величин, к основному обозначению подгруппы добавляется буква **К**. Модернизированные приборы сохраняют свое прежнее обозначение, но после номера типа добавляется прописная буква русского алфавита: **А** — первая модернизация, **Б** — вторая и т. д.

Примеры обозначений: **В2-25** — вольтметр постоянного напряжения, тип (модель) 25;

ВК2-17 — вольтметр;

В3-38 — вольтметр переменного напряжения;

В7-21 — вольтметр универсальный, предназначенный для измерения постоянных и переменных напряжений.

Технические характеристики АЭИП регламентируются общим ГОСТ 22261-76.

8.2. ЭЛЕКТРОННЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ

Электронные вольтметры составляют наиболее обширную группу среди электронных приборов. Основное их назначение — измерение напряжений (постоянного, переменного, импульсного). В состав вольтметров входят усилители постоянного и переменного напряжения, измерительные преобразователи переменного напряже-

ния в постоянное и постоянного в переменное, делители напряжения. В качестве выходных приборов в основном используются магнитоэлектрические микроамперметры.

Рассмотрим кратко структурные схемы, особенности схемных реализаций и технические характеристики основных функциональных узлов электронных вольтметров.

Усилители. Усилители, применяемые в вольтметрах, оказывают существенное влияние на метрологические характеристики вольтметра (чувствительность, диапазон частот измеряемых напряжений и, в значительной мере,

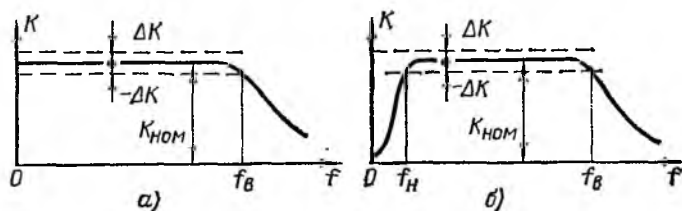


Рис. 8.1. Амплитудно-частотные характеристики усилителей.
 а — постоянного напряжения; б — переменного напряжения.

общую погрешность вольтметра), которые в первую очередь определяются типом используемого в вольтметре усилителя и его техническими характеристиками.

В вольтметрах используют электронные усилители постоянного и переменного напряжения, которые отличаются друг от друга зависимостью коэффициента усиления усилителя от частоты, т. е. $K = \varphi(f)$ ^{*}, называемой амплитудно-частотной характеристикой усилителя (АЧХ).

На рис. 8.1 приведены АЧХ для усилителей постоянного (рис. 8.1, а) и переменного (рис. 8.1, б) напряжения. В усилителях переменного напряжения значение K с уменьшением частоты падает. Это объясняется наличием емкостной связи между каскадами: с уменьшением частоты сопротивление конденсатора связи растет и поэтому коэффициент передачи этой цепи уменьшается, а на постоянном токе он равен нулю. Частотные возможности усилителя характеризуются полосой пропускания,

^{*} В электронных усилителях выходное напряжение усилителя $U_{\text{вых}}$ связано с входным напряжением $U_{\text{вх}}$ выражением $U_{\text{вых}} = KU_{\text{вх}}$.

задаваемой нижним f_n и верхним f_v значениями диапазона частот, в котором отклонение K от номинального значения $K_{ном}$ не превышает заданного значения (ΔK или $\delta = \Delta K / K_{ном}$). Полоса пропускания усилителя постоянного напряжения характеризуется одним f_v значением частоты.

Другой важной характеристикой усилителя является его амплитудная характеристика (рис. 8.2), которая в реальном усилителе при достаточно больших входных

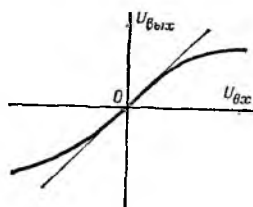


Рис. 8.2. Амплитудная характеристика усилителя.

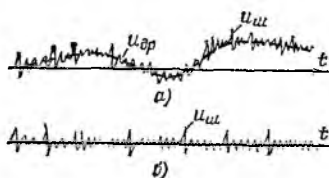


Рис. 8.3. Осциллограммы выходного напряжения усилителей.

a — постоянного напряжения; b — переменного напряжения.

сигналах отличается от линейной зависимости из-за нелинейности характеристик ламп или транзисторов и ограничения напряжения питания усилителя.

Для усилителей постоянного тока характерна нестабильность, проявляющаяся в медленном изменении нулевого уровня выходного напряжения усилителя, т. е. выходного напряжения усилителя при его закороченном входе. Такое изменение часто называют дрейфом нуля усилителя. Дрейф нуля усилителя отличают от шума усилителя, под которым понимают более быстрое, чем при дрейфе, изменение выходного напряжения усилителя. На рис. 8.3, a дрейф $u_{др}$ — медленная составляющая напряжения выходного усилителя постоянного напряжения — условно выделен и обозначен штриховой линией; шум $u_{ш}$ — быстрая составляющая выходного напряжения (рис. 8.3, a и b) — присущ обоим типам усилителей.

Дрейф нуля усилителя обусловлен разными причинами — медленным изменением питающих напряжений, изменением внешней температуры, временным изменением («старением») параметров элементов усилителя и другими причинами.

Дрейф нуля усилителя принято характеризовать приведенным ко входу усилителя напряжением, т. е. напряжением, которое необходимо подать на вход усилителя, чтобы вызвать смещение нуля усилителя, равное его дрейфу. Таким образом, приведенное ко входу напряжение является количественной оценкой дрейфа нуля, не зависящей от коэффициента усиления усилителя, и позволяет проводить сравнительную оценку по этому параметру различных усилителей

В вольтметрах постоянного напряжения, выпускаемых промышленностью, нашли применение следующие типы усилителей постоянного напряжения:

- 1) усилители с непосредственными связями;
- 2) усилители типа модуляция — усиление — демодуляция (МДМ);
- 3) усилители на основе магнитоэлектрических гальванометров с фотопреобразователями.

Охарактеризуем названные типы усилителей.

Элементарной базой построения усилителей первых двух типов служат электронные лампы, транзисторы, а в последнее время — усилители в микросхемном исполнении. Ламповые усилители с непосредственными связями имеют приведенный дрейф нуля, достигающий 30—100 мВ/ч, причем для ламповых усилителей основными причинами дрейфа являются изменение анодных напряжений, изменение тока накала ламп и временное изменение характеристик ламп. Для транзисторных усилителей основная причина дрейфа — изменение температуры. В лучших типах усилителей температурный дрейф не превышает 10—100 мкВ/°С.

В усилителях типа МДМ (рис. 8.4, а) постоянное входное напряжение преобразуется модулятором M в переменное напряжение. Модулятор состоит из двух ключей (рис. 8.4, б), коммутация которых производится в противофазе, т. е. замыкание ключа $SA1$ сопровождается размыканием ключа $SA2$, и наоборот. Управление ключами осуществляется от специального генератора G . Если сопротивление ключей в замкнутом состоянии равно нулю, а в разомкнутом — бесконечности, и если переключение производится мгновенно, то выходное напряжение модулятора представляет последовательность прямоугольных импульсов (рис. 8.4, в) с амплитудой, равной входному напряжению $U_{вх}$ (рис. 8.4, г).

Импульсы усиливаются усилителем переменного

напряжения $УН$. Выходной сигнал $УН$ не содержит постоянной составляющей (рис. 8.4, *е*), поскольку усилители переменного напряжения не усиливают постоянного напряжения (или постоянной составляющей переменного напряжения). Схема и принцип действия демодулятора $ДМ$ (рис. 8.4, *в*) аналогичны схеме и принципу действия модулятора. На выходе $ДМ$ при синхронной коммутации ключей модулятора и демодулятора (одновременно замкнуты ключи $SA1$ и $SA3$, а ключи $SA2$ и $SA4$ разомк-

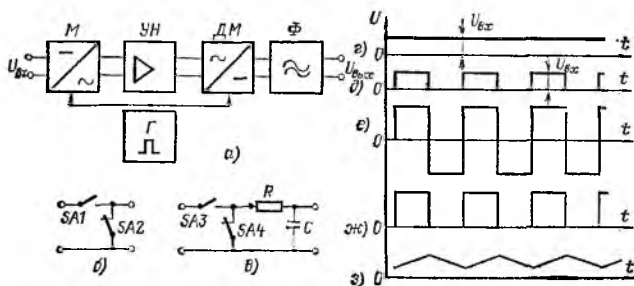


Рис. 8.4. Усилитель типа МДМ.

нуты, и наоборот) полярность прямоугольных импульсов совпадает с полярностью импульсов на выходе модулятора (рис. 8.4, *ж*). Фильтром Φ (рис. 8.4, *в*) импульсы усредняются, и на выходе усилителя типа МДМ получается, таким образом, усиленное постоянное напряжение, полярность которого определяется полярностью $U_{вх}$ (рис. 8.4, *з*).

В модуляторах и демодуляторах могут быть использованы электромеханические прерыватели (так называемые вибропреобразователи) и полупроводниковые ключи, чаще всего — на полевых транзисторах. Дрейф нуля усилителей типа МДМ определяется дрейфом модулятора и не превышает $0,01—10$ мкВ/°С и $0,01—10$ мкВ/ч.

В усилителях на основе магнитоэлектрических гальванометров с фотопреобразователями (фотогальванометрические усилители — ФГУ) луч света, отраженный зеркальцем, жестко скрепленным с рамкой гальванометра, падает на дифференциальный фоторезистор (ДФР) и при отсутствии тока в рамке освещает равные площади ДФР; поэтому сопротивления фоторезис-

торов одинаковы. В этом случае выходное напряжение мостовой цепи, в которую включен ДФР, равно нулю. При повороте рамки смещение светового пятна приводит к увеличению сопротивления одного фоторезистора и уменьшению второго. Это вызывает появление напряжения на выходе мостовой цепи.

Фотогальванометрический усилитель имеет невысокий уровень дрейфа, обусловленный в основном возникновением термо-ЭДС во входной цепи усилителя. Действительно, если в объеме, занимаемом входной цепью ФГУ, существует перепад температуры, то входная цепь, составленная из разнородных металлов или сплавов (меди, олова, манганина, фосфористой бронзы), эквивалентна нескольким последовательно включенным термопарам. Общее значение термо-ЭДС в ФГУ достигает 0,01—1 мкВ.

Усилители, входящие в электронные вольтметры, должны иметь стабильный коэффициент усиления; его нестабильность, вызванную влиянием различных факторов (температурой, нелинейностью амплитудной характеристики усилителя, частотой, «старением» элементов и т. п.), необходимо свести к минимуму. Наиболее эффективный способ стабилизации коэффициента усиления — введение отрицательной обратной связи (ООС). Во входную цепь усилителя вводится напряжение обратной связи $U_{o,c}$, пропорциональное выходному сигналу усилителя. В этом случае непосредственно на входе усилителя действует разность входного напряжения и напряжения обратной связи:

$$U_y = U_{вх} - U_{o,c} \quad (8.1)$$

При таком последовательном сложении сигналов во входной цепи усилителя ООС называется последовательной. Если $U_{o,c}$ пропорционально выходному напряжению усилителя (напряжению на нагрузке), то усилитель охвачен ООС по напряжению. Если $U_{o,c}$ пропорционально выходному току усилителя (току в нагрузке), то усилитель охвачен ООС по току. На рис. 8.5 представлены схемы усилителей, охваченных ООС по напряжению (рис. 8.5, а) и по току (рис. 8.5, б).

Для схемы рис. 8.5, а, предполагая, что входное сопротивление усилителя бесконечно, а выходное равно нулю, с учетом (8.1) имеем:

$$U_{вых} = KU_y = (U_{вх} - U_{o,c})K. \quad (8.2)$$

В свою очередь

$$U_{o,c} = U_{\text{ВЫХ}} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_{\text{ВЫХ}} \beta, \quad (8.3)$$

где $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ — коэффициент передачи цепи ООС.

Поэтому с учетом (8.2) и (8.3)

$$U_{\text{ВЫХ}} = K (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}} \beta). \quad (8.4)$$

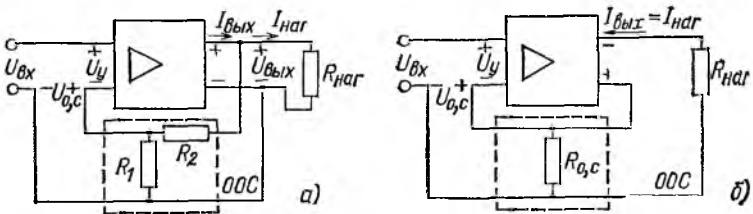


Рис. 85 Обратные связи в усилителях.

Из (8.4) следует, что коэффициент усиления усилителя, охваченного ООС по напряжению, равен:

$$K_{o,c} = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}} = K / (1 + K\beta).$$

Считают, что усилитель охвачен глубокой ООС, если $K\beta \gg 1$. В этом случае

$$K_{o,c} \approx 1/\beta = (R_1 + R_2) / R_1 = 1 + R_2 / R_1$$

и, таким образом, $K_{o,c}$ определяется отношением резисторов цепи ООС и в первом приближении не зависит от коэффициента усиления усилителя K .

Действительно, нестабильность K приводит к нестабильности $K_{o,c}$. Можно показать, что относительная нестабильность $K_{o,c} (\delta_{K_{o,c}})$ меньше относительной нестабильности $K (\delta_K)$ в $K\beta + 1$ раз, т. е.

$$\delta_{K_{o,c}} = \delta_K / (1 + K\beta),$$

где $\delta_{K_{o,c}} = \Delta K_{o,c} / K_{o,c}$; $\delta_K = \Delta K / K$.

С введением ООС по напряжению уменьшается выходное сопротивление усилителя (в реальных условиях оно не равно нулю) примерно в $K\beta + 1$ раз, что позволяет уменьшить изменение выходного напряжения при изменении сопротивления нагрузки $R_{\text{наг}}$. Действительно, при увеличении тока в нагрузке (из-за увеличения падения напряжения на выходном сопротивлении усилителя)

$U_{\text{вых}}$ уменьшается, что приводит также к уменьшению $U_{0,c}$, а следовательно, к увеличению U_y и поэтому к увеличению $U_{\text{вых}}$. Это увеличение $U_{\text{вых}}$ компенсирует уменьшение выходного напряжения усилителя.

В усилителе с ООС по току (рис. 8.5, б)

$$I_{\text{вых}} = K \frac{U_{\text{вх}} - U_{0,c}}{R_{\text{наг}} + R_{0,c}}; \quad (8.5)$$

$$U_{0,c} = R_{0,c} I_{\text{вых}}. \quad (8.6)$$

Из (8.5) и (8.6) следует, что

$$K_I = \frac{I_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{K}{R_{\text{наг}} + R_{0,c} (K+1)}. \quad (8.7)$$

Величина K_I называется коэффициентом усиления усилителя по току. Коэффициент усиления имеет размерность проводимости.

При глубокой ООС, т. е. при $R_{0,c}(K+1) \gg R_{\text{наг}}$, формула (8.7) упрощается и K_I определяется выражением

$$K_I \approx 1/R_{0,c}. \quad (8.8)$$

Можно показать, что

$$\delta_{K_I} = \delta_K / (1 + K\beta),$$

где $\delta_{K_I} = \Delta K_I / K_I$, $\beta = R_{0,c} / (R_{0,c} + R_{\text{наг}})$.

Подобно тому как это было сделано для усилителя с ООС по напряжению, можно показать, что с введением ООС по току увеличивается выходное сопротивление усилителя и уменьшается изменение выходного тока в нагрузке при изменении сопротивления нагрузки.

Очень важно, что входное сопротивление усилителя (для реальных усилителей оно конечно), охваченного последовательной ООС, увеличивается в $(K\beta + 1)$ раз при ООС по напряжению и по току, так что

$$R_{\text{вх},0,c} = R_{\text{вх}} (1 + \beta K),$$

где $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление усилителя; $R_{\text{вх},0,c}$ — входное сопротивление усилителя, охваченного ООС.

Наконец, введение ООС позволяет расширить полосу пропускания усилителя.

Вместе с тем следует отметить, что улучшение характеристик усилителей при введении ООС сопровождается уменьшением коэффициента усиления. Действительно,

поскольку необходимо, чтобы $KV \gg 1$, то $K \gg K_{0,c}$, так как $K_{0,c} = 1/\beta$.

Преобразователи амплитудного, средневыпрямленного и действующего (среднеквадратического)¹ значений переменного напряжения. Эти преобразователи используются в вольтметрах переменного напряжения. Выходное постоянное напряжение (ток) этих преобразователей пропорционально одному из указанных значений переменного напряжения.

Преобразователи амплитудного значения (ПАЗ) строятся в большинстве случаев по схемам, приведен-

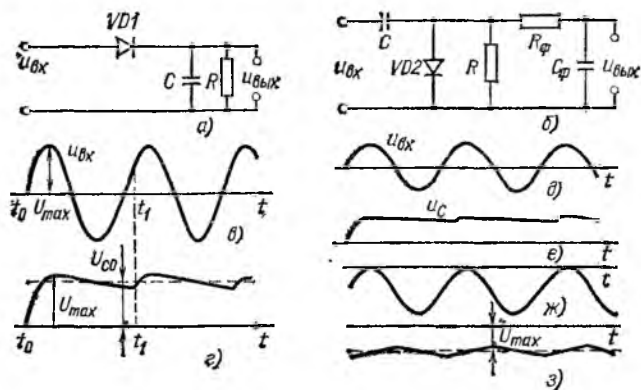


Рис. 8.6. Преобразователи амплитудного значения.

ным на рис. 8.6, а и б. Рассмотрим работу ПАЗ с открытым входом (рис. 8.6, а) при подаче на вход синусоидального напряжения. Пусть в некоторый начальный момент t_0 входное напряжение начинает нарастать (рис. 8.6, в), заряжая конденсатор через открытый диод $VD1$. При достаточно малой постоянной времени заряда τ_3 [$\tau_3 = (R_{и} + R_D)C$; $R_{и}$ — внутреннее сопротивление источника сигнала; R_D — сопротивление открытого диода] по сравнению с периодом измеряемого напряжения напряжение на конденсаторе C практически повторяет входное напряжение и поэтому через четверть периода достигает значения U_{max} (рис. 8.6, з). С этого момента входное напряжение уменьшается и диод закрывается.

¹ Термин «среднеквадратическое значение» употребляется, когда сигнал является непериодическим.

Конденсатор будет разряжаться через резистор R до момента t_1 , когда входное напряжение становится равным напряжению на конденсаторе, после чего диод открывается и конденсатор подзаряжается до U_{max} и т. д. Среднее значение напряжения на конденсаторе U_{C_0} близко к U_{max} . Отношение

$$K_{\text{ПАЗ}} = U_{C_0} / U_{max}$$

является коэффициентом преобразования ПАЗ. Схема ПАЗ, приведенная на рис. 8.6, а, имеет так называемый открытый вход, поскольку при наличии постоянной составляющей во входном сигнале $\pm U_0$ выходное напряжение ПАЗ будет равно $U_{max} \pm U_0$. Приведенная схема предназначена для измерения амплитуды входного сигнала положительной полярности. Для измерения амплитуды сигнала отрицательной полярности необходимо изменить полярность включения диода.

Устройство, приведенное на рис. 8.6, б, называется ПАЗ с закрытым входом. В этом ПАЗ процесс заряда конденсатора аналогичен рассмотренному выше (ПАЗ с открытым входом). Напряжение на конденсаторе устанавливается и остается близким к значению U_{max} (рис. 8.6, в). Поэтому напряжение на диоде $VD2$ равно алгебраической сумме входного напряжения (рис. 8.6, д) и напряжения на конденсаторе и имеет вид, представленный диаграммой на рис. 8.6, ж. С помощью фильтра $R_{\phi}C_{\phi}$ напряжение усредняется, и на выходе ПАЗ напряжение почти постоянно и близко к U_{max} (рис. 8.6, з).

Амплитудная характеристика $U_{C_0} = f(U_{max})$ нелинейна при U_{max} до 0,3—0,5 В из-за нелинейности вольт-амперной характеристики диода и близка к линейной зависимости при больших напряжениях.

Амплитудно-частотная характеристика ПАЗ $K_{\text{ПАЗ}} = \varphi(f)$ равномерна в полосе частот от 20 Гц до 1000 МГц. Верхнее значение частоты $f_{\text{в}}$ полосы пропускания определяется частотными свойствами диода, значениями междуэлектродных и монтажных емкостей и индуктивностей подводящих проводов. Для сведения к минимуму влияния последних факторов ПАЗ конструктивно оформляется в виде пробника и выносится за пределы прибора. Нижняя граница $f_{\text{н}}$ полосы пропускания определяется постоянной времени разряда конденсатора τ_p ($\tau_p = CR$), и чем больше ее значение, тем меньше $f_{\text{н}}$.

Входное сопротивление ПАЗ не остается неизменным

в течение периода синусоидального напряжения, действующего на его входе. Пока диод закрыт, входной ток очень мал. В установившемся режиме ПАЗ потребляет ток от источника сигнала в течение очень короткого промежутка времени, когда происходит подзаряд конденсатора. Для характеристики входного сопротивления ПАЗ используются усредненные оценки. Входное эквивалентное сопротивление ПАЗ ($R_{вх, эк}$) — это такое линейное сопротивление, которое потребляет от источника сигнала ту же активную мощность, что и схема ПАЗ. В этом случае при синусоидальном входном сигнале оно определяется следующим образом:

для схемы рис. 8.6, а

$$R_{вх, эк} = R/2, \quad (8.9)$$

для схемы рис. 8.6, б

$$R_{вх, эк} = \frac{R}{3 + (R/R_{\phi})}.$$

В реальных ПАЗ сопротивление резистора $R = 10 \div 50$ МОм и поэтому $R_{вх, эк} = 5 \div 25$ МОм.

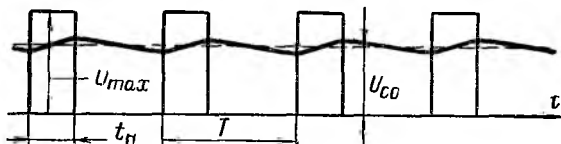


Рис. 8.7. Преобразование прямоугольных импульсов.

Рассмотренные ПАЗ используются также для измерения амплитуды импульсов. Если на входе ПАЗ (рис. 8.6, а) действует последовательность прямоугольных импульсов (рис. 8.7), то выходное напряжение преобразователя (напряжение на конденсаторе) близко к U_{max} .

Коэффициент преобразования ПАЗ ($K_{ПАЗ} = U_{co}/U_{max}$) в общем случае зависит от скважности импульсов $Q = T/t_n$ и соотношения между постоянными времени заряда и разряда конденсатора. Рассмотренные ПАЗ позволяют измерять амплитуду импульсов с минимальной длительностью до десятых долей микросекунды и скважностью от 2 до 10^3 . Входное эквивалентное сопротивление ПАЗ (см. рис. 8.6, а) при импульсном воздействии

(рис. 8.7), определяемое аналогично (8.9), равно:

$$R_{\text{вх,ЭК}} = R/Q.$$

Преобразователи средневыпрямленного значения (ПСЗ), используемые в электронных вольтметрах, в большинстве случаев строятся на основе усилителей переменного тока, охваченных ООС по току, причем в качестве нагрузки используется двухполупериодная (мостовая) или однополупериодная выпрямительная цепь с магнитоэлектрическим измерительным механизмом — микроамперметром в качестве выходного прибора (рис. 8.8). В соответствии с (8.8)

$$i_{\text{вых}} = u_{\text{вх}}/R_{\text{о,с}}.$$

Если на входе действует переменное периодическое напряжение, то среднее значение тока, протекающего через микроамперметр, равно:

$$I_{\text{ср}} = \frac{1}{TR_{\text{о,с}}} \int_0^T |u_{\text{вх}}(t)| dt.$$

При синусоидальном входном сигнале $u_{\text{вх}} = U_{\text{max}} \sin \omega t$

$$I_{\text{ср}} = 2U_{\text{max}}/\pi R_{\text{о,с}}.$$

Нелинейность вольт-амперной характеристики диодов при достаточно большом коэффициенте усиления усилителя практически не сказывается на линейности амплитудной характеристики ПСЗ. При этих же условиях влиянием изменения сопротивлений диодов в прямом направлении и микроамперметра от температуры на характеристику преобразования можно пренебречь.

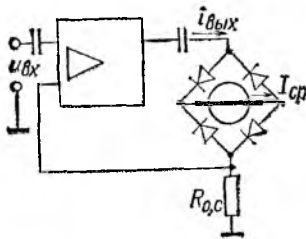


Рис. 8.8. Преобразователь среднего значения.

Преобразователь среднего значения (рис.8.8) может работать в диапазоне частот от 20 Гц до 10 МГц при неравномерности АЧХ в пределах от

1,5 до 10%. Частотные возможности такого ПСЗ определяются в основном АЧХ усилителя.

Преобразователи действующего значения (ПДЗ), используемые в большинстве электронных вольтметров, выпущенных в последние годы, включают в себя компараторную схему с термоэлектрическими преобразователями (рис. 8.9). Измеряемое напряжение через усилитель У1, охваченный ООС по току и предназначенный для усиления сигнала и увеличения входного сопротивления

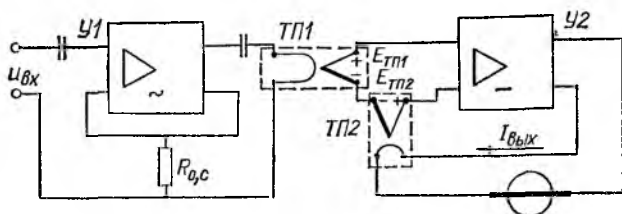


Рис. 8.9. Преобразователь действующего значения.

вольтметра, подается на нагреватель первого термоэлектрического преобразователя ТП1.

Мощность, подводимая к нагревателю ТП1, равна:

$$P_1 = U_{\text{вх}}^2 R_{\text{н1}} / R_{0,\text{с}}^2,$$

где $U_{\text{вх}}$ — действующее значение входного напряжения

$$U_{\text{вх}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_{\text{вх}}^2(t) dt};$$

$R_{\text{н1}}$ — сопротивление нагревателя ТП1.

Электродвижущая сила $E_{\text{ТП1}}$, развиваемая термопарой ТП1, в первом приближении пропорциональна подводимой к нагревателю мощности, т. е.

$$E_{\text{ТП1}} = K_1 P_1 = K_1 U_{\text{вх}}^2 R_{\text{н1}} / R_{0,\text{с}}^2. \quad (8.10)$$

После подачи измеряемого напряжения $U_{\text{вх}}$ ЭДС $E_{\text{ТП1}}$ начинает нарастать и на выходе усилителя постоянного напряжения У2 появляется напряжение, создающее ток в нагревателе второго термопреобразователя ТП2. Электродвижущая сила, развиваемая термопарой ТП2, равна:

$$E_{\text{ТП2}} = K_2 P_2 = K_2 I_{\text{ввых}}^2 R_{\text{н2}}, \quad (8.11)$$

где $I_{\text{ввых}}$ — постоянный ток, протекающий по нагревателю ТП2; $R_{\text{н2}}$ — сопротивление нагревателя ТП2.

Нарастание $I_{\text{ВЫХ}}$ продолжается до некоторого установившегося значения. Установившееся значение $I_{\text{ВЫХ}}$ определяется следующим образом. Выходное напряжение U_2 , усиливающее разность ЭДС термопар, благодаря введению в него нелинейной ООС равно:

$$U_{\text{ВЫХ}} = A \sqrt{E_{\text{ТП1}} - E_{\text{ТП2}}} = I_{\text{ВЫХ}} (R_p + R_{\text{Н2}}), \quad (8.12)$$

где R_p — сопротивление обмотки рамки микроамперметра, включенного в выходную цепь U_2 ; A — коэффициент пропорциональности.

Подставляя (8.10) и (8.11) в (8.12), получаем:

$$A \sqrt{K_1 \frac{U_{\text{ВХ}}^2}{R_{\text{О,С}}^2} R_{\text{Н1}} - K_2 I_{\text{ВЫХ}}^2 R_{\text{Н2}}} = I_{\text{ВЫХ}} (R_{\text{Н2}} + R_p). \quad (8.13)$$

Решая (8.13) относительно $I_{\text{ВЫХ}}$, получаем:

$$I_{\text{ВЫХ}} = \frac{A \sqrt{K_1 R_{\text{Н1}}} U_{\text{ВХ}}}{R_{\text{О,С}} \sqrt{K_2 R_{\text{Н2}} A^2 + (R_p + R_{\text{Н2}})^2}}.$$

Параметры схемы выбирают так, чтобы $K_2 R_{\text{Н2}} A^2 \gg (R_p + R_{\text{Н2}})^2$, и поэтому

$$I_{\text{ВЫХ}} = \sqrt{\frac{K_1 R_{\text{Н1}}}{K_2 R_{\text{Н2}}} \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_{\text{О,С}}}}.$$

Таким образом, постоянный ток $I_{\text{ВЫХ}}$ пропорционален действующему значению входного напряжения.

Рассмотренный ПДЗ может работать в диапазоне частот от 20 Гц до 10 МГц при неравномерности АЧХ от 1,5 до 10%. Частотные возможности ограничиваются свойствами усилителя $U1$.

Вольтметры постоянного напряжения. Как уже отмечалось, в качестве выходного измерительного механизма в большинстве электронных вольтметров используются магнитоэлектрические микроамперметры. Ток полного отклонения таких приборов равен 50—500 мкА, сопротивление обмотки рамки находится в пределах 500—1000 Ом. Падение напряжения на обмотке рамки составляет 25 мВ—1 В, а следовательно, на пределах измерения от 30 мВ до 1 В коэффициент усиления усилителя по напряжению может не превышать 1—30.

В вольтметрах с использованием ламповых усилителей с непосредственными связями нижний предел измерения обычно составляет 100—300 мВ, поскольку на

меньших пределах измеряемое напряжение становится сравнимым с дрейфом нуля усилителя. Поэтому в большинстве случаев в таких вольтметрах схема лампового усилителя состоит из двух катодных повторителей, включенных для уменьшения дрейфа по параллельно-балансной схеме (рис. 8.10). Измеряемое напряжение через низкочастотный фильтр (R_{ϕ} , C_{ϕ}), позволяющий ослабить переменную составляющую помехи, которая мо-

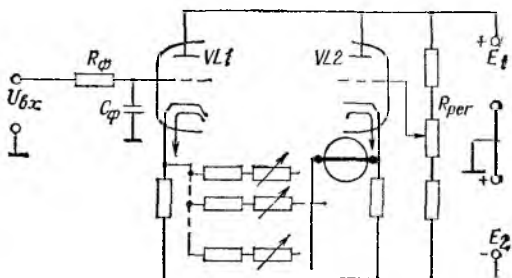


Рис 8 10 Вольтметр постоянного напряжения.

жет быть наложена на измеряемый сигнал, поступает на сетку первого катодного повторителя на лампе $VL1$. При изменении входного сигнала напряжение между электродами сетка—катод лампы меняется незначительно, а изменение потенциала катода приблизительно равно изменению потенциала сетки и поэтому коэффициент передачи близок к единице. Потенциал сетки лампы $VL2$ близок к нулю и может меняться в некоторых пределах с помощью резистора $R_{пер}$, вынесенного на переднюю панель прибора и позволяющего устанавливать стрелку прибора на нуль.

Амплитудная характеристика повторителя линейна в диапазоне входного сигнала 0—100 В (при $E_1 = E_2 = 150$ В). Выбор предела измерения (0,1; 0,3; 1; ...; 100 В) осуществляется с помощью переключателя, позволяющего изменять значение сопротивления добавочного резистора, включаемого последовательно с рамкой магнитоэлектрического механизма. Переменные резисторы необходимы для калибровки шкалы на соответствующих пределах измерения вольтметра.

С помощью делителя, включаемого на входе повторителя перед схемой фильтра (на рис. 8.10 не показан),

возможно увеличение пределов измерения до 500, 1000 В. Приведенная погрешность таких вольтметров составляет 1,5—2,5%.

Вольтметры, имеющие рассмотренную схему, являются частью схемы универсальных вольтметров (В7), предназначенных для измерения также и переменных напряжений (см. ниже).

Структурная схема вольтметра с использованием усилителя типа МДМ приведена на рис. 8.11. Усилитель ох-

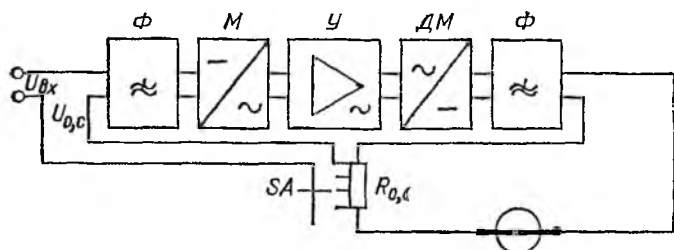


Рис. 8.11. Вольтметр постоянного напряжения на основе усилителя типа МДМ.

вачен ООС по току. Переключение пределов измерения осуществляется за счет изменения сопротивления резистора $R_{дс}$ с помощью переключателя SA . Нижний предел измерения таких вольтметров равен 3—30 мкВ, а верхний — 1 В. Приведенная погрешность вольтметров находится в пределах 1—6%. Дрейф нуля составляет 1—10 мкВ за 8 ч работы. Входное сопротивление 10^5 — 10^6 Ом. Указанные характеристики имеют, например, вольтметры В2-11, В2-15, В2-25.

На рис. 8.12 приведена структурная схема нановольтметра на основе ФГУ, охваченного ООС по току. Для

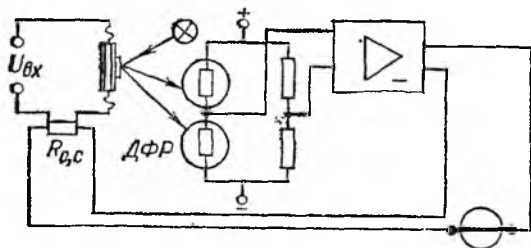


Рис. 8.12. Вольтметр постоянного напряжения на основе ФГУ.

увеличения коэффициента усиления дополнительно включен электронный усилитель. Вольтметры этого типа имеют наибольшую чувствительность. Так, нановольтметр типа Р341 (классификация таких вольтметров не соответствует ГОСТ 15094—69) имеет нижний предел измерения 500 нВ ($500 \cdot 10^{-9}$ В), $\gamma = 1 \div 2,5\%$, $R_{вх} = 1 \div 50$ кОм.

Вольтметры переменного напряжения амплитудного значения имеют в большинстве случаев структурную схему, приведенную на рис. 8.13 (положение переключателя

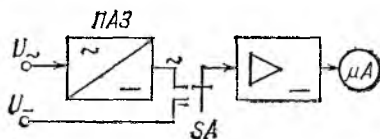


Рис. 8.13. Структурная схема универсального вольтметра.

$SA \sim$), в которую входят ПАЗ (см. рис. 8.6, а или б), усилитель постоянного напряжения (см. рис. 8.10) и магнитоэлектрический микроамперметр. Таким образом, эта схема позволяет создавать универсальные вольтметры (В7) для измерения амплитуды переменного и постоянного напряжений (положение переключателя $SA -$).

Преобразователь амплитудного значения выполнен в виде выносного пробника, дающего возможность производить измерения непосредственно у источника сигнала.

Универсальные вольтметры (например, типов В7-13, В7-15) предназначены для измерения переменных напряжений в диапазоне частот 10 Гц—1000 МГц, нижний предел — доли милливольты, верхний — 1000 В, приведенная погрешность 4—10%, входное сопротивление 100 кОм—5 МОм.

Вольтметры переменного напряжения среднего и действующего значения имеют структурную схему, приведенную на рис. 8.14. Входной каскад (катодный повторитель) усилителя У1 выполняется в виде выносного

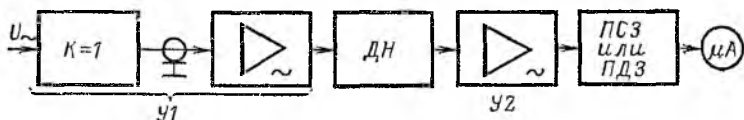


Рис. 8.14. Структурная схема вольтметра переменного напряжения среднего или действующего значения.

пробника, связанного с остальной частью $У1$ кабелем. Выбор предела измерения осуществляется с помощью делителя напряжения $ДН$, включенного между двумя усилителями переменного напряжения $У1$ и $У2$. Включение $ДН$ на выходе $У1$, выходное сопротивление которого мало, позволяет использовать сравнительно низкоомные резисторы в схеме $ДН$. Это облегчает достижение независимости коэффициента деления $ДН$ в широком диапазоне частот.

В качестве преобразователя переменного напряжения в постоянный ток, протекающий по рамке магнитоэлектрического микроамперметра, используются ПСЗ или ПДЗ, причем $У2$ структурной схемы, приведенной на рис. 8.14, может использоваться для построения на его основе ПСЗ (см. рис. 8.8) или в качестве входного усилителя, к которому подключен нагреватель первого термоэлектрического преобразователя в схеме ПДЗ (см. рис. 8.9).

Приведенные структурные схемы имеют, например выпускаемые отечественной промышленностью вольтметры типов ВЗ-38, ВЗ-39, ВЗ-41 (среднего значения), ВЗ-40—ВЗ-42, ВЗ-45, ВЗ-46, ВЗ-48 (действующего значения).

Эти вольтметры характеризуются чувствительностью (нижний предел вольтметра ВЗ-40 0,03 мВ, большинства других — 1 мВ), значительно превышающий чувствительность вольтметров амплитудного значения.

С помощью вольтметров перечисленных моделей можно измерять напряжения в диапазоне частот 10 Гц—50 МГц. Для работы в этом диапазоне предназначены вольтметры типов ВЗ-45, ВЗ-48. Верхняя граница частотного диапазона большинства остальных вольтметров составляет 5 МГц. Значения приведенных погрешностей в зависимости от предела измерения и частотного диапазона лежат в пределах 4—15%. Входное сопротивление 1—30 МОм, входная емкость 10—40 пФ.

Вольтметры переменного напряжения градуируются, как правило, в действующих значениях синусоидального напряжения. При градуировке вольтметра в амплитудных или средних значениях на шкале выходного прибора имеется соответствующее обозначение.

Измерение действующего значения напряжения вольтметрами, показания которых пропорциональны амплитудному или среднему значению, сопровождается

погрешностями тем большими, чем сильнее форма измеряемого напряжения отличается от синусоидальной.

Вольтметры действующего значения могут строиться с применением также электростатического механизма. В этом случае в состав вольтметра входит делитель напряжения, усилитель переменного напряжения и электростатический механизм.

Импульсные вольтметры, используемые для измерения амплитуды периодической последовательности импульсов, имеют структурную схему, соответствующую вольтметру амплитудных значений (см. рис. 8.13). Такие вольтметры позволяют измерять амплитуду импульсов, следующих со скважностью Q от 2 до 2000—5000, при длительности импульсов от 0,1 мкс и выше; приведенная погрешность 2,5—10%.

Таким образом, при измерении несинусоидальных периодических переменных напряжений вольтметрами различных типов получаются отсчеты, соответствующие различным значениям измеряемого напряжения. Если при этом используются вольтметры, градуированные в действующих значениях синусоидального напряжения, то полученные отсчеты можно использовать следующим образом.

1. Показание вольтметра ПАЗ с открытым входом для определения максимального значения измеряемого напряжения необходимо умножить на коэффициент амплитуды синусоидального напряжения, равный 1,41. Средневыпрямленное и действующее значения могут быть определены, если известны коэффициенты амплитуды и формы кривой. При закрытом входе ПАЗ результат будет соответствовать амплитудному значению только переменной составляющей. Полярность включения диода в схеме ПАЗ определяет знак измеряемого амплитудного значения.

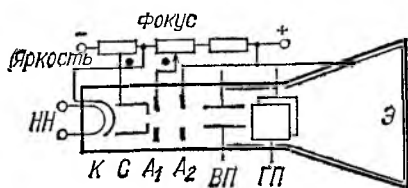
2. Показание вольтметра с ПСЗ для определения средневыпрямленного значения измеряемого напряжения делится на коэффициент формы синусоидального напряжения 1,11. Амплитудное и действующее значения находятся по коэффициентам амплитуды и формы, если они известны.

3. Показание вольтметра с ПДЗ непосредственно дает действующее значение измеряемого напряжения. Для определения средневыпрямленного и амплитудных значений необходимо знать коэффициент амплитуды и формы.

8.3. ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

Электронно-лучевой осциллограф — прибор для визуального наблюдения электрических процессов, представленных в форме напряжения, а также измерения различных параметров сигналов, определяющих их мгновенные значения и временные характеристики. Кроме того, осциллограф может быть использован для измерения фазового сдвига между двумя синусоидальными напряжениями, частоты и составляющих комплексного сопротивления.

Основным узлом осциллографа является электронно-лучевая трубка, представляющая собой стеклянную колбу, в которой создан вакуум (рис. 8.15). Группа электродов, включающая катод K с нитью накала $НН$, сетку C и аноды A_1 и A_2 , образует так называемую «электрон-



ная трубка».

←
Рис. 8.15. Электронно-лучевая трубка.

ную пушку», предназначенную для получения узкого пучка электронов—электронного луча. Отклоняющая система трубки состоит из двух пар пластин: горизонтальные пластины используются для отклонения луча по вертикали (это вертикально отклоняющие пластины—ВП), вертикальные пластины—для отклонения луча по горизонтали (это горизонтально отклоняющие пластины—ГП). Экран Э трубки покрывается специальным веществом—люминофором, обладающим способностью светиться под действием ударяющихся в него электронов.

Поверхность катода покрывается оксидными веществами, легко отдающими электроны при подогреве с помощью $НН$. На сетку, имеющую форму цилиндра с отверстием в торце, подается отрицательное относительно катода и регулируемое напряжение, которое используется для изменения количества электронов в луче и регулирования за счет этого яркости пятна на экране. Указанная регулировка выносится на переднюю панель осциллографа и снабжается надписью «Яркость».

С помощью системы анодов, на которые поданы положительные относительно катода напряжения, осуществ-

вляются разгон электронов до необходимой скорости и фокусировка пучка электронов в точку на экране трубки. Регулировка напряжения, подаваемого на A_1 , выносится на переднюю панель осциллографа и снабжается надписью «Фокус».

Отклонение электронов, летящих между пластинами, происходит под действием электрического поля, создаваемого подводимым к пластинам напряжением. Возникающее в результате смещение светящегося пятна на экране определяется следующим приближенным соотношением:

$$h \approx lU/d\varphi_{A_2},$$

где L — расстояние от середины пластины до экрана; d — расстояние между пластинами; l — длина пластин в направлении движения электронов; φ_{A_2} — потенциал A_2 относительно катода.

Величина

$$S_U = h/U = lL/d\varphi_{A_2}$$

называется чувствительностью трубки. Чувствительность трубок, используемых в универсальных осциллографах, составляет 0,2—0,5 мм/В, поэтому напряжение, подаваемое на пластины, должно составлять не менее 100—200 В, чтобы вызвать перемещение пятна на экране на 50 мм.

Внутренняя поверхность трубки покрывается проводящим слоем металла или графита (акводагом), который соединяется с A_2 . Этот слой служит электростатическим экраном и защищает трубку от влияния внешних электрических полей. Для защиты от внешних магнитных полей трубку помещают в кожух из магнитомягкого материала (например, пермаллой).

Изображение на экране исследуемого напряжения создается следующим образом. Исследуемый сигнал подводится к вертикально отклоняющим пластинам и вызывает смещение луча по вертикали. Для получения изображения необходимо, чтобы луч одновременно перемещался с постоянной скоростью по горизонтали, что достигается подачей линейно-изменяющегося напряжения на горизонтально отклоняющие пластины.

На рис. 8.16, *а* показан процесс перемещения пятна на экране осциллографа под действием исследуемого сигнала $u(t)$ (рис. 8.16, *б*) и развертывающего напряже-

ния (рис. 8.16, в). В начальный момент времени t_1 пятно смещается по горизонтали на расстояние x_1 относительно центра координатной сетки экрана. Это смещение определяется развертывающим напряжением, в этот момент $x_1 = S_x u_p(t_1)$, где S_x — чувствительность трубки по оси X (на рис. 8.16 для простоты масштабы смещения луча на экране и масштабы напряжений совпадают). В

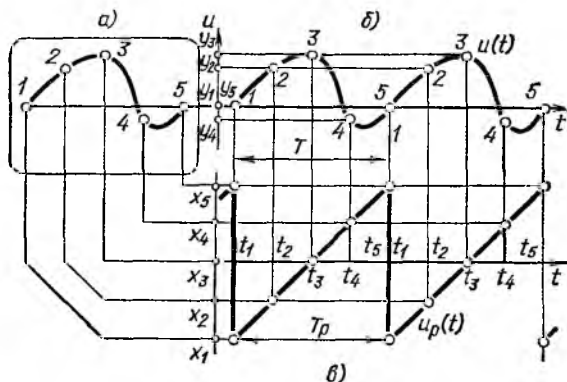


Рис. 8.16. Принцип создания изображения на экране осциллографа.

этот же момент луч по вертикали не смещен, так как $u(t_1) = 0$. Таким образом, в этот момент луч на экране находится в точке 1.

В момент времени t_2 луч будет смещаться по вертикали на $y_2 = S_y u_2(t)$ (S_y — чувствительность трубки по оси Y), а по горизонтали — на x_2 , что соответствует положению пятна на экране в точке 2, и т. д. В течение второго и последующего периодов луч и пятно на экране будут повторять свое движение. Световая инерция экрана и зрения способствует получению на нем немелькающего изображения. Условие неподвижного изображения является кратность отношения периода развертывающего напряжения к периоду исследуемого сигнала, т. е. $T_p/T = N$, где N — целое число. Если $N = 1$, то на экране создается изображение одного периода исследуемого сигнала (рис. 8.16, а), если $N = 2$, то наблюдатель видит на экране два периода и т. д.

Помимо электронно-лучевой трубки в структурной схеме осциллографа (рис. 8.17) можно выделить следующие основные части:

1) канал вертикального отклонения (канал Y), включающий делитель напряжения $ДН$, усилитель $У_Y$, линию задержки $ЛЗ$;

2) канал горизонтального отклонения (канал X), включающий генератор развертывающего напряжения (генератор развертки $ГР$) и усилитель $У_X$.

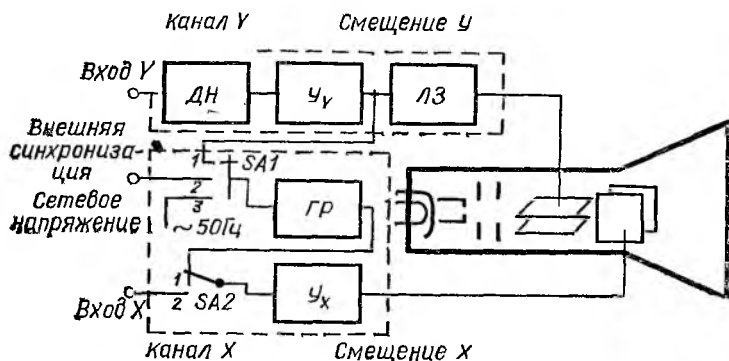


Рис. 8 17. Структурная схема осциллографа.

Необходимость введения усилителей $У_Y$ и $У_X$ объясняется малой чувствительностью трубки, вследствие чего наблюдение малых сигналов требует их предварительно усиления.

В качестве усилителей $У_Y$ универсальных осциллографов используются, как правило, усилители постоянного напряжения, обладающие широкой полосой пропускания ($f_b = 1 \div 25$ МГц), большим входным сопротивлением и необходимым коэффициентом усиления. Изменение общей чувствительности канала Y производится с помощью делителя напряжения $ДН$, позволяющего устанавливать определенные фиксированные ее значения. Выходной каскад усилителя $У_Y$ имеет симметричный дифференциальный выход, к которому подключены отклоняющие пластины (рис. 8.18). Изменения анодных напряжений, обусловленные сигналом, одинаковы по абсолютному значению и противоположны по знаку, т. е. симметричны относительно среднего потенциала анодов при отсутствии сигнала. Это позволяет исключить искажение изображения на экране из-за изменения среднего потенциала пластин, которое возникает при подаче сиг-

нала на одну из пластин при соединении другой с общей точкой. С помощью перемещного резистора в цепи анодов каскада производится регулировка смещения луча. Эта регулировка выводится на переднюю панель осциллографа и снабжается надписью «Смещение Y ».

Канал X осциллографа (см. рис. 8.17) может работать в двух основных режимах — развертки и усиления

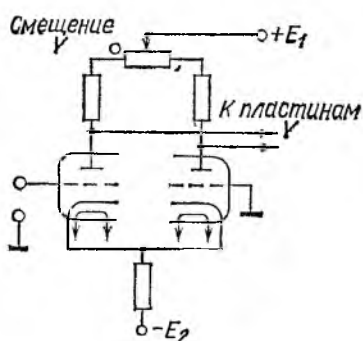


Рис. 8.18. Схема выходного каскада усилителя.

сигнала, поданного на «Вход X ». Режим работы канала выбирается с помощью переключателя $SA2$: положение 1 соответствует режиму развертки, положение 2 — усилению сигнала. В режиме развертки напряжение генератора развертки $ГР$ через Y_X подается на горизонтально отклоняющие пластины. Схема выходного каскада Y_X аналогична схеме, приведенной на рис. 8.18;

в схеме каскада предусмотрена регулировка смещения луча по оси X .

Как уже отмечалось, для получения на экране неподвижного изображения необходимо, чтобы период напряжения развертки был равен периоду исследуемого сигнала или в целое число раз был больше.

Процесс принудительной генерации генератором развертки напряжения с частотой, равной или кратной частоте исследуемого сигнала, называется синхронизацией. Для осуществления синхронизации в схему генератора $ГР$ вводится синхронизирующий (запускающий) сигнал. В качестве такого сигнала можно использовать исследуемый или внешний сигнал, частота которого равна или кратна частоте исследуемого сигнала. Выбор сигнала, синхронизирующего работу $ГР$, осуществляется с помощью переключателя $SA1$ (см. рис. 8.17), расположенного на передней панели осциллографа. Синхронизация работы генератора развертки исследуемым сигналом (положение 1 переключателя $SA1$) называется внутренней. При внешней синхронизации (положение 2 пере-

ключателя $SA1$) на вход «Внешняя синхронизация» необходимо подать синхронизирующий сигнал. В качестве внешнего синхронизирующего сигнала возможно использование сетевого напряжения (положение 3 переключателя $SA1$).

Для обеспечения возможности исследования сигналов различных частот частота генератора развертки $ГР$ должна регулироваться в широких пределах. В большинстве универсальных осциллографов предусмотрена возможность изменения масштаба по оси X в пределах от 100 мс/см до 0,02 мкс/см.

Генератор развертки имеет два основных режима работы — непрерывной и ждущей развертки. Режим непрерывной (периодической) развертки используется при исследовании непрерывных периодических процессов, периодической последовательности импульсов, имеющих малую скважность, затянутые фронты и т. п. В этом случае генератор развертки работает в автоколебательном режиме, а синхронизирующий сигнал используется для задания и поддержания частоты развертываемого напряжения, равной или кратной частоте этого сигнала.

Ждущий режим генератора развертки используется при исследовании непериодических сигналов, импульсов с большой скважностью (или даже одиночных импульсов), при измерении фронтов малой длительности и т. п. В этом случае генератор развертки находится в так называемом ждущем состоянии, а при поступлении исследуемого (или внешнего синхронизирующего) сигнала генерирует только один период напряжения развертки.

На рис. 8.19, $a—e$ приведены временные диаграммы сигналов в схеме осциллографа для двух указанных режимов работы генератора развертки при внутренней синхронизации.

Исследуемый сигнал (рис. 8.19, a) усиливается усилителем $У_У$, задерживается линией задержки (рис. 8.19, b) и поступает на вертикально отклоняющие пластины. Для получения изображения, занимающего большую часть экрана, необходимо, чтобы длительность развертки T_p была несколько больше длительности развертки импульса t_n . Если скважность импульсов велика (т. е. $Q = T/t_n \gg 1$), то при непрерывном режиме работы генератора развертки (рис. 8.19, e) изображение импульса будет бледным по сравнению с горизонтальной линией, которая прочерчивается много раз за один период следо-

вания импульсов (на диаграмме рис. 8.19, *г* приведена последовательность кадров, создающих видимое изображение, показанное в конце диаграммы).

При ждущем режиме работы генератора развертки (рис. 8.19, *д*) за счет увеличения яркости можно добиться хорошего изображения исследуемого импульса (на

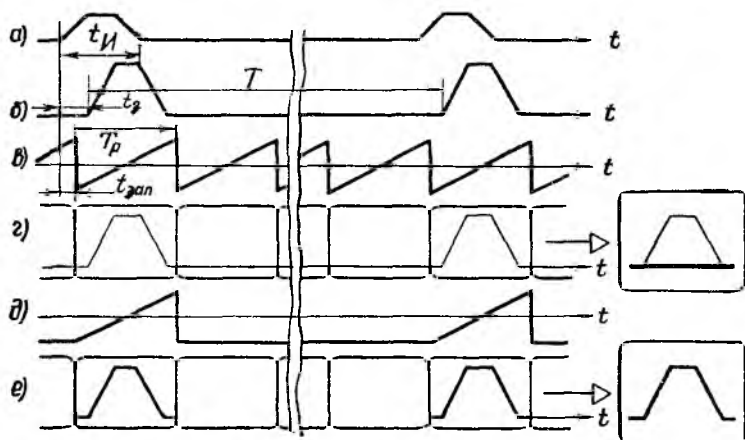


Рис 8.19. К вопросу о непрерывной и ждущей развертках.

диаграмме рис. 8.19, *е* приведены последовательность кадров и видимое изображение).

Как уже отмечалось, синхронизирующий сигнал, вводимый в генератор развертки, необходим для принудительной установки частоты генератора развертки, равной или кратной частоте синхронизирующего сигнала. В реальных генераторах развертки начало развертки запаздывает относительно синхронизирующего сигнала (например, на время t_{3an} ; (рис. 8.19, *в*, *д*)). Поэтому, если используется внутренняя синхронизация и сигнал на пластины трубки поступит раньше, чем начнется развертка, изображение начальной части сигнала на экране будет отсутствовать. Задержка сигнала с помощью линии задержки на время, большее, чем t_{3an} , позволяет получить на экране изображение начальной части исследуемого сигнала, поскольку в этом случае сигнал на пластины поступает позже начала развертки (рис. 8.19).

На рис. 8.20, *а* представлены основные элементы схе-

мы генератора развертки, включающей источник тока I , конденсатор C и электронное коммутирующее устройство ЭКУ. Выходная часть ЭКУ представляет собой электронный ключ, шунтирующий конденсатор. Схема генератора развертки работает следующим образом. При размыкании электронного ключа конденсатор начинает заряжаться от источника тока I , при этом приращение напряжения на конденсаторе происходит по линейному закону $u_C = It/C$ (рис. 8.20, б). В момент, когда напряжение на конденсаторе достигает определенного значения, электронное коммутирующее устройство замыкает электронный ключ и начинается разряд конденсатора, который заканчивается достаточно быстро. В автоколебательном режиме работы генератора развертки после разряда конденсатора электронный ключ вновь размыкается и далее процесс повторяется. В ждущем режиме

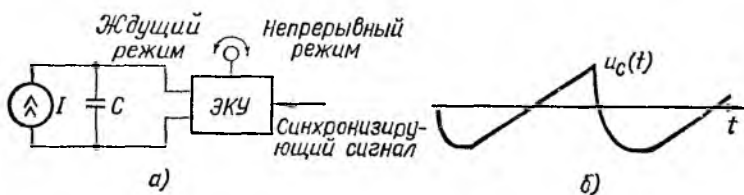


Рис. 8.20. К принципу действия генератора развертки.

после замыкания электронного ключа и разряда конденсатора это состояние генератора развертки сохраняется до прихода запускающего сигнала. Переход от автоколебательного к ждущему режиму осуществляется с помощью специальной регулировки (рис. 8.20, а), выводимой на переднюю панель осциллографа. Скорость нарастания напряжения на конденсаторе, определяющую масштаб по оси X , можно регулировать путем изменения значений I и C . Современные универсальные осциллографы имеют ряд (до 40) фиксированных значений масштаба по оси X . Выбор необходимого масштаба осуществляется с помощью специального переключателя на передней панели осциллографа.

Наиболее важными с точки зрения применения осциллографа являются следующие его технические характеристики:

1) чувствительность канала Y (S_Y) или коэффициент отклонения $K_Y = 1/S_Y$, коэффициент K_Y , В/см, используется чаще, чем S_Y ; обычно $K_Y = 10 \text{ мВ/см} \div 20 \text{ В/см}$;

2) полоса пропускания осциллографа, которая определяется диапазоном частот, в котором неравномерность АЧХ канала Y не превышает 30%;

3) диапазон скоростей развертки;

4) входное сопротивление (обычно $R_{вх}=0,5; 1; 10$ МОм) и входная емкость ($C_{вх}=10\div 50$ пФ);

5) погрешность измерения напряжения и длительности временных интервалов [не более $\pm(10-3)\%$].

Выбор того или иного осциллографа при исследовании процессов производится в зависимости от сигнала и его спектра, мощности источника сигнала, требуемой точности измерения, т. е. с учетом, по меньшей мере, тех технических характеристик, которые перечислены выше.

Помимо рассмотренных однолучевых осциллографов выпускаются также двухлучевые осциллографы (на основе двухлучевых трубок) с двумя независимыми и идентичными каналами Y и общим каналом X .

Приборостроительная промышленность в СССР выпускает несколько десятков типов универсальных осциллографов, позволяющих исследовать разнообразные электрические сигналы в широком диапазоне амплитуд, длительностей и частот повторения сигналов.

8.4. ЭЛЕКТРОННЫЕ ОММЕТРЫ

Электронные омметры (подгруппа Е6) широко используются для измерения активных сопротивлений в диапазоне $10^{-4}-10^{12}$ Ом при измерении сопротивлений резисторов, изоляции, контактов, поверхностных и объемных сопротивлений и др.

В основе большинства электронных омметров лежат достаточно простые схемы. Для омметра, схема которого приведена на рис. 8.21, а, напряжение на входе усилителя постоянного напряже-

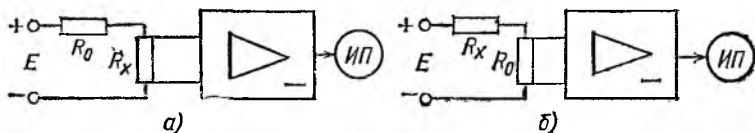


Рис. 8.21. Схемы электронных омметров.

ния равно $U_y = ER_x / (R_x + R_0)$. При $R_0 \gg R_x$ это напряжение пропорционально измеряемому сопротивлению R_x и шкала прибора ИП (магнитоэлектрической системы) линейна относительно R_x ($U_y \approx ER_x / R_0$). Во втором омметре, схема которого дана на рис. 8.21, б, обычно $R_x \gg R_0$, и поэтому показания выходного прибора обратно пропорциональны измеряемому сопротивлению, т. е. шкала прибора

обратно пропорциональна измеряемому сопротивлению и носит гиперболический характер ($U_y \approx ER_0/R_x$). В рассматриваемых омметрах предполагается, что входное сопротивление усилителя $R_{вх}$ отвечает условиям $R_{вх} \gg R_{xmax}$ (в первом случае) и $R_{вх} \gg R_0$ (во втором случае), а входной ток усилителя (сеточный ток) достаточно мал по сравнению с током через резисторы R_0 и R_x .

В электронных омметрах широко используются также линейные преобразователи измеряемого сопротивления в напряжение

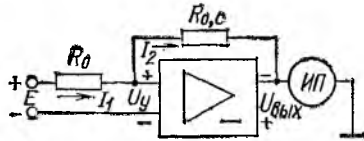


Рис. 8.22. Схема электронного омметра на основе усилителя с обратной связью.

на основе усилителей постоянного напряжения, охваченных параллельной ООС. На рис. 8.22 приведена схема такого омметра. Цепь ООС образована резисторами R_0 и $R_{0,c} = R_x$. Если коэффициент усиления K достаточно большой, то даже при максимальном выходном напряжении усилителя напряжение на его входе мало по сравнению с $U_{выхmax}$ ($U_y = U_{выхmax}/K$). Выбрав $E \gg U_y$, получим, что $I_1 = (E - U_y)/R_0 \approx E/R_0$. В свою очередь, $I_2 = (U_{вых} + U_y)/R_{0,c}$. Пренебрегая входным током усилителя по сравнению с I_1 и I_2 , получаем $I_1 \approx I_2$. Из этого следует, что $U_{вых} \approx ER_x/R_0$. Таким образом, выходное напряжение усилителя пропорционально измеряемому сопротивлению. При измерении достаточно больших сопротивлений резисторы R_x и R_0 в схеме (рис. 8.22) меняют места, и тогда $U_{вых} \approx ER_0/R_x$, т. е. получается гиперболическая зависимость выходного напряжения усилителя от измеряемого сопротивления.

Точность омметров при линейной шкале характеризуется приведенной погрешностью по отношению к пределу измерения. При нелинейной (гиперболической) шкале погрешности прибора также характеризуются приведенной погрешностью (в процентах), но по отношению к длине шкалы $l_{шк}$, выраженной в миллиметрах, т. е.

$$\gamma = \frac{\Delta l}{l_{шк}} 100.$$
 В этом случае под значением предела допускаемой основной приведенной погрешности, обозначающей класс точности, ставится значок ∇ , например $\nabla 1,5$; $\nabla 2,5$ и т. д.

В СССР выпускается несколько типов электронных омметров. Омметры типов Е6-12, Е6-15 имеют структурную схему, близкую к схеме, приведенной на рис. 8.21, а. Пределы измерения 0,001—0,003—...—10 000 Ом, приведенная погрешность 1,5—2,5%. Омметры типов Е6-10, Е6-13 имеют структурную схему, приведенную на рис. 8.21, б. Пределы измерения 100—300—1000 Ом; 3—10—...—1000 кОм; 1—3—...—10⁷ МОм; приведенная погрешность 1,5—2,5%.

8.5. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Измерительные генераторы являются источниками электрических колебаний, форма которых заранее известна, а частота, напряжение (или мощность) и некото-

рые другие параметры сигналов могут регулироваться в определенных пределах и отсчитываться (или устанавливаться) с гарантированной для данного прибора точностью.

Генераторы гармонических (синусоидальных) колебаний охватывают диапазон частот в пределах: низко-

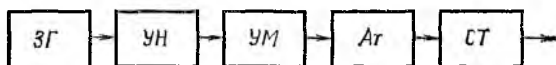


Рис. 8.23. Структурная схема измерительного генератора гармонических колебаний (подгруппа Г3).

частотные (подгруппа Г3) — от сотых долей герца до 200 кГц ($2 \cdot 10^5$ Гц), а высокочастотные (подгруппа Г4) — от 200 кГц до 10 ГГц (10^{10} Гц) и выше. Среди импульсных измерительных генераторов (подгруппа Г5) наиболее распространенными являются генераторы прямоугольных импульсов с длительностью импульса от 10^{-9} до 1 с.

Все измерительные генераторы должны отвечать определенным техническим требованиям в отношении формы генерируемых колебаний, диапазона генерируемых частот, погрешности установки частоты и ее нестабильности, пределов измерения и погрешности установки выходного напряжения (мощности), выходного сопротивления. Измерительные генераторы широко используются

при проведении исследований, в качестве источников питания ИЦ (например, мостовых), ИП и в других случаях.

Структурная схема генератора гармонических колебаний приведена на

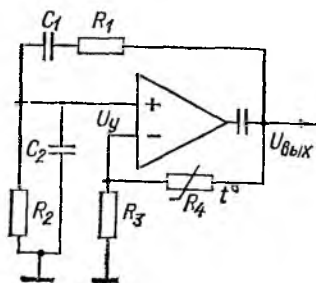


Рис. 8.24. Задающий генератор RC-типа.

рис. 8.23. Задающий генератор ЗГ является источником колебаний, частота которых может регулироваться в широких пределах. С помощью усилителя напряжения УН и усилителя мощности УМ генерируемые колебания усиливаются по амплитуде и мощности. Выходное уст-

ройство BV , состоящее из аттенуатора At и согласующего трансформатора CT , предназначено для создания на нагрузке заданного напряжения (мощности), а также для согласования выходного сопротивления генератора с сопротивлением нагрузки.

В качестве задающего генератора используются схемы RC -генераторов и генераторы на биениях. Схема RC -генератора представляет усилитель, охваченный положительной частотно-зависимой и отрицательной частотно-независимой обратными связями (рис. 8.24).

В режиме генерации выходное напряжение связано с напряжением, действующим на входе усилителя, выражением

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \underline{K} \dot{U}_y, \quad (8.14)$$

где \underline{K} — комплексный коэффициент усиления усилителя.

Выходное напряжение цепи положительной обратной связи (ПОС), образованной резисторами R_1 , R_2 и конденсаторами C_1 , C_2 , подается на неинвертирующий вход усилителя. Инвертирующий вход усилителя подключен к выходу цепи ООС, образованной терморезистором R_4 и резистором R_3 ¹.

Таким образом, напряжение на входе усилителя равно:

$$\dot{U}_y = \underline{\beta}_+ \dot{U}_{\text{вых}} - \underline{\beta}_- \dot{U}_{\text{вых}} = (\underline{\beta}_+ - \underline{\beta}_-) \dot{U}_{\text{вых}}, \quad (8.15)$$

где $\underline{\beta}_+$ — комплексный коэффициент передачи цепи ПОС; $\underline{\beta}_-$ — комплексный коэффициент передачи цепи ООС.

Подставив (8.15) в (8.14), получим соотношение

$$\underline{K} (\underline{\beta}_+ - \underline{\beta}_-) = 1, \quad (8.16)$$

которое является условием устойчивости генерации.

Форма выходного напряжения генератора будет синусоидальной, если (8.16) будет выполняться только на одной частоте. Усилитель генератора должен иметь равномерную АЧХ во всем генерируемом диапазоне частот. Поэтому будем считать, что коэффициент усиления не зависит от частоты и усилитель не вносит фазового сдвига, т. е. $\underline{K} = K$. Цепь ООС также не дает фазового сдвига, и ее коэффициент передачи не зависит от частоты, поэтому

¹ Вход усилителя называется неинвертирующим, если фазы (полярности) входного и выходного сигналов совпадают. Вход усилителя называется инвертирующим, если фазы (полярности) входного и выходного сигнала противоположны.

$\beta_- = \beta_- = R_3 / (R_3 + R_4)$. Коэффициент передачи цепи ПОС (при $C_1 = C_2 = C$ и $R_1 = R_2 = R$)

$$\beta_+ = \frac{1}{3 + j(\omega CR - 1/\omega CR)} = \beta_+ e^{j\varphi_+}, \quad (8.17)$$

Учитывая приведенные замечания и подставляя (8.17) в (8.16), получаем:

$$K\beta_+ e^{j\varphi_+} - K\beta_- = 1, \text{ или } K\beta_+ e^{j\varphi_+} = 1 + K\beta_-.$$

Последнее условие распадается на два условия:

1) условие баланса амплитуд

$$K\beta_+ = 1 + K\beta_-,$$

2) условие баланса фаз

$$\varphi_+ = 0.$$

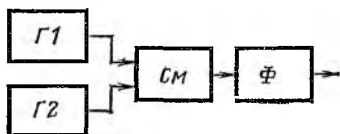
Условие баланса фаз выполняется, как это следует из (8.17), только на частоте $\omega_0 = 1/RC$, которая и будет частотой генерации. В более общем случае φ_+ может быть не только равен нулю, но и кратен 2π (360°), т. е. $\varphi_+ = 2\pi n$ ($n=0, 1, 2, 3 \dots$). На частоте $\omega = \omega_0$ необходимо, чтобы $K = 1/(\beta_+ - \beta_-)$, что следует из (8.16). Если цепь ООС отсутствует, то требуемое значение $K = 1/\beta_+ = 3$. Однако при небольших значениях K генерация неустойчива, а стабильность частоты невысока; поэтому делают $K \gg 1$. В этом случае требуемое значение $\beta_- = \beta_+ - 1/K$. Поскольку значения β_+ и K могут меняться в некоторых пределах, требуется подстройка значения β_- , что в схеме генератора достигается автоматически. Для этого в качестве R_4 используется терморезистор. Если, например, K возрастает, то амплитуда выходного напряжения увеличится, ток через R_4 увеличится, и мощность, выделяемая на R_4 , возрастет. Это приведет к повышению температуры терморезистора, а следовательно, к уменьшению его сопротивления. Поэтому β_- начнет возрастать и через некоторое время примет значение, соответствующее выполнению условия (8.16). За счет этого достигается также и стабилизация амплитуды выходного напряжения генератора.

Регулирование частоты генератора производится путем изменения сопротивлений резисторов R_1, R_2 и емкостей конденсаторов C_1, C_2 . Обычно сопротивления резисторов изменяются ступенчато, так что на соседних поддиапазонах их значения отличаются в 10 раз. В качест-

ве конденсаторов C_1 и C_2 используется воздушный сдвоенный конденсатор, емкость которого изменяется плавно и отношение $C_{max}/C_{min} \geq 10$. Это дает возможность плавно изменять частоту в каждом поддиапазоне, отношение крайних частот которого f_{max}/f_{min} составляет не менее 10.

В состав задающего генератора на биениях (рис. 8.25) входят два генератора: $G1$ и $G2$. Частота одного из них, например $G2$, может меняться в некоторых пределах. Ко-

Рис. 8.25. Структурная схема задающего генератора на биениях.



лебания двух генераторов поступают на смеситель SM , в котором происходит перемножение этих напряжений, в результате чего выходное напряжение смесителя содержит колебания с частотами, равными сумме и разности частот генераторов $G1$ и $G2$. С помощью фильтра Φ выделяется разностная частота $F = f_1 - f_2$. Начальная частота $G2$ $f_{2н}$ выбирается равной f_1 . Диапазон изменения частоты F будет равен диапазону изменения частоты f_2 .

В качестве генераторов $G1$ и $G2$ применяют LC -генераторы, в которых частота генерируемых колебаний определяется емкостью C и индуктивностью L колебательного контура, включенного в цепь положительной обратной связи, охватывающей усилитель:

$$f_0 = 1/2\pi \sqrt{LC}$$

Обычно изменение f_2 по отношению к $f_{2н}$ не превышает 10%. Для получения частотного диапазона измерительного генератора в пределах 20 Гц — (20—40) кГц значение $f_{2н}$ должно составлять 200—400 кГц. Основное достоинство задающего генератора на биениях — возможность плавной перестройки частоты в широком диапазоне частоты (например, 20—20 000 Гц). Такой диапазон частот с использованием задающего генератора RC -типа приходится перекрывать тремя поддиапазонами (20—200; 200—2000; 2000—20 000 Гц). В измерительных генераторах подгруппы ГЗ, выпускаемых в СССР, обычно используются задающие генераторы RC -типа.

Усилитель мощности имеет трансформаторный выход. К выходной обмотке подсоединяются вольтметр и аттенюатор. Нагрузка подключается с помощью согласующего трансформатора СТ, первичная обмотка которого соединена с выходом аттенюатора (рис. 8.26). Технические характеристики измерительного генератора (значение выходного напряжения на нагрузке или отдаваемой мощ-

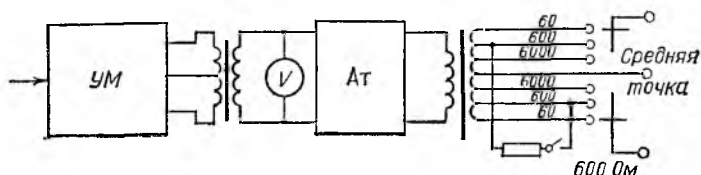


Рис. 8.26. Схема выходной части генератора гармонических колебаний.

ности, возможность измерения этого напряжения встроенным вольтметром, форма кривой) гарантируются при подключении только определенной нагрузки. Согласующий трансформатор позволяет провести согласование для нескольких определенных значений нагрузки (например, как это показано на рис. 8.26, для 60, 600, 6000 Ом). Если сопротивление нагрузки велико ($R_{\text{наг}} \gg 6000 \text{ Ом}$), то согласование достигается за счет подключения внутренней нагрузки 600 Ом. Шкала встроенного вольтметра градуируется при согласованной нагрузке. Аттенюатор позволяет ослаблять сигнал ступенчато. Вводимое ослабление измеряется в децибелах и определяется следующим образом:

$$A = 20 \lg (U_0/U),$$

где U_0 — напряжение на нагрузке при $A=0$; U — напряжение на нагрузке при введении ослабления, равного A .

Например, при отсутствии ослабления установлено $U_0=1 \text{ В}$. Введение ослабления $A=40 \text{ дБ}$ приводит к уменьшению напряжения на нагрузке в 100 раз, т. е. до 10 мВ.

Выпускаемые в СССР измерительные генераторы подгруппы ГЗ различаются в основном по метрологическим характеристикам. Так, относительная погрешность установки частоты составляет 1% для генератора типа ГЗ-102, 3% для генераторов ГЗ-106, ГЗ-107. Погрешность

установки выходного напряжения равна 5—8% для генераторов ГЗ-102, ГЗ-106 и 0,5—1,5% для генератора ГЗ-107.

Высокочастотные генераторы (подгруппа Г4) имеют структурную схему более сложную, чем схема, приведенная на рис. 8.23, так как в таких генераторах предусмотрены дополнительные функциональные возможности, например режимы амплитудной или частотной модуляции выходного сигнала генератора, стабилизация амплитуды и др.

8.6. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 7. ИЗУЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОГО ОСЦИЛЛОГРАФА И ЕГО ПРИМЕНЕНИЕ

Задание

1. Ознакомиться со схемой лабораторного стенда (рис. 8.27), записать данные осциллографа.

2. Ознакомиться с методическими указаниями по эксплуатации и применению осциллографа (рекомен-

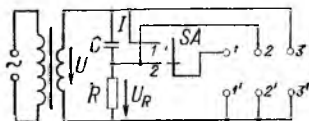


Рис. 8.27. Схема лабораторного стенда работы № 7.

дуемый тип осциллографа С1-68, С1-72), подготовить осциллограф к работе.

3. Присоединить вход канала Y к зажимам 1-1'. Режим синхронизации — от сети или внешним сигналом, снимаемым с зажимов 3-3'. Поставить переключатель SA в положение 1 и изменением коэффициента отклонения канала Y получить на экране изображение в пределах рабочей части экрана. Выбором масштаба канала X добиться на экране изображения одного-двух периодов напряжения. Измерить амплитуду напряжения и рассчитать его действующее значение.

Зарисовать осциллограмму напряжения на кальке, нанести на нее предварительно координатную сетку экрана.

4. Перевести переключатель SA в положение 2, измерить напряжение U_R и рассчитать действующее значение тока ($R=3$ кОм).

Зарисовать осциллограмму напряжения U_R , повторяющего в масштабе кривую тока I .

5. Рассчитать модуль комплексного сопротивления цепи.

6. По зарисованным осциллограммам напряжения и тока определить фазовый сдвиг между ними.

7. Присоединить вход канала Y к зажимам 1-1', поставить переключатель SA в положение 1. Подключить вход канала X к зажимам 2-2', канал X перевести в режим усиления. Изменением коэф-

коэффициента отклонения канала Y добиться изображения эллипса в пределах рабочей части экрана. Измерить фазовый сдвиг между U и I методом эллипса.

8. Составить отчет по требуемой форме.

8.7. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 8.

ИЗУЧЕНИЕ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОННОГО ВОЛЬТМЕТРА

Задание

1. Ознакомиться со схемой лабораторного стенда, записать данные приборов.

2. Ознакомиться с методическими указаниями по эксплуатации и применению приборов.

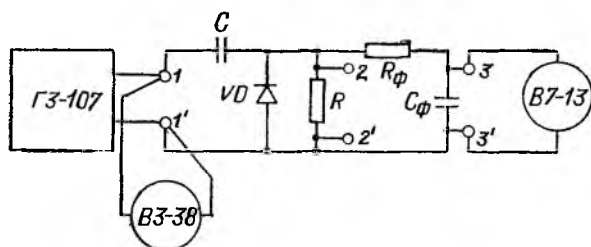


Рис. 8.28. Схема лабораторного стенда работы № 8.

3. Собрать схему, приведенную на рис. 8.28. Снять АЧХ преобразователя амплитудного значения в диапазоне частот 20 Гц—20 кГц при $U_{вх}=5$ В.

4. Зарисовать осциллограммы напряжений (на частоте 2000 Гц при $U_{вх}=5$ В) на зажимах 1-1', 2-2' и 3-3', используя электронный осциллограф.

5. Собрать схему на рис. 8.29. Измерить выходное напряжение трансформатора тока ТА (с помощью трансформатора тока осуще-

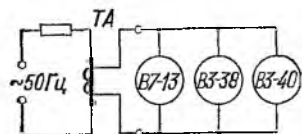


Рис. 8.29. Схема подключения вольтметров к источнику несинусоидального напряжения.

ствляется искажение формы кривой напряжения), используя вольтметры амплитудного, среднего и действующего значений. Зарисовать осциллограмму выходного напряжения трансформатора тока. Объяснить полученные результаты.

6. Составить отчет по требуемой форме.

ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

9.1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ, ОБЩИЕ СВОЙСТВА ЦИФРОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ И АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Цифровой измерительный прибор (ЦИП) — это измерительный прибор, в котором входной сигнал преобразуется в дискретный выходной сигнал и представляется в цифровой форме. Под дискретным сигналом понимают прерывистый сигнал, в котором информация содержится не в интенсивности носителя сигнала (например, в значениях напряжения, тока), а в числе элементов сигнала (например, в числе импульсов напряжения) и их взаимном расположении во времени или пространстве. Систему таких сигналов для представления информации называют кодом. Измеряемая величина, подаваемая на вход ЦИП, является величиной непрерывной, т. е. на конечном интервале она имеет бесчисленное множество значений. Непрерывную величину часто называют аналоговой величиной. Таким образом, в любом ЦИП

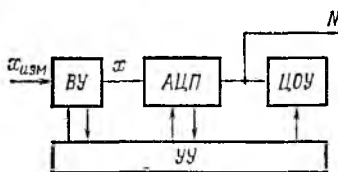


Рис. 9.1. Обобщенная структурная схема ЦИП.

входная аналоговая величина преобразуется в цифровую форму и представляется в виде ряда цифр на цифровом отсчетном устройстве. Процесс преобразования аналоговой формы сигнала в цифровую называется аналого-цифровым преобразованием, а преобразователь осуществляющий это преобразование, — аналого-цифровым преобразователем (АЦП).

Обобщенная функциональная схема ЦИП показана на рис. 9.1. Измеряемая величина $x_{\text{изм}}$ подается на входное устройство ВУ, предназначенное для масштабного преобразования входной величины и отделения ее от помех, если они имеются. Аналого-цифровой преобразователь преобразует величину x в код N , который подается на цифровое отсчетное устройство ЦОУ, где индицирует-

ся в виде ряда цифр; код N может выводиться и во внешние устройства, например в ЭВМ для дальнейшей обработки или хранения. Управляет работой ЦИП устройство управления УУ путем выработки определенной последовательности командных сигналов во все функциональные узлы ЦИП.

Аналого-цифровые преобразователи имеют важное самостоятельное значение. Они широко используются для связи первичных преобразователей электрических и неэлектрических величин с цифровыми вычислительными машинами, микропроцессорами и другими устройствами накопления и обработки результатов наблюдений. Отличие АЦП от ЦИП состоит в повышенном быстродействии и отсутствии цифрового отсчетного устройства.

По виду измеряемых величин ЦИП подразделяются на:

- 1) вольтметры постоянного и переменного тока;
- 2) омметры и мосты постоянного и переменного тока;
- 3) комбинированные приборы;
- 4) измерители частоты и интервалов времени;
- 5) специализированные ЦИП, предназначенные для измерения температуры, массы грузов, скоростей, времени срабатывания различных элементов и т. п.

Диапазон измеряемых посредством ЦИП величин обычно широкий и разбивается на ряд поддиапазонов. Выбор нужного поддиапазона в процессе измерения производится вручную или автоматически. Измерение на выбранном поддиапазоне всегда происходит автоматически.

Нормирование погрешностей ЦИП и АЦП производится несколькими способами:

- 1) нормированием приведенной погрешности;
- 2) нормированием относительной погрешности двучленной формулой вида

$$\delta = \pm \left(a + b \frac{x_R}{x} \right), \text{ или } \delta = \pm \left[c + d \left(\frac{x_R}{x} - 1 \right) \right],$$

где a, b, c, d — постоянные коэффициенты; x_R — верхнее значение поддиапазона; x — показание прибора;

- 3) заданием абсолютного значения погрешности, выраженной в единицах отсчета.

Наиболее часто применяется второй способ нормирования погрешностей

9.2. ЦИФРОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ ПОСТОЯННОГО И ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Цифровые вольтметры (ЦВ) постоянного тока составляют наиболее распространенную группу ЦИП. Они позволяют измерять напряжение в диапазоне от 1 мкВ до 1000 В с погрешностью 0,01—0,1% при быстродействии от 2 до 5000 измерений в секунду и входном сопротивлении 10^9 — 10^7 Ом. Аналого-цифровые преобразователи ЦВ строятся на основе различных методов преобразования, однако чаще всего применяются методы уравнивающего преобразования и методы интегрирования. Аналого-цифровые преобразователи уравнивающего преобразования обладают высоким быстродействием (до 100 000 преобразований в секунду), высокой точностью преобразования, но имеют низкую помехоустойчивость. Аналого-цифровые преобразователи двухтактного интегрирования при сравнительно невысоком быстродействии (4—25 преобразований в секунду) обладают высокой точностью и высокой помехоустойчивостью.

Структурная схема ЦВ уравнивающего преобразования показана на рис. 9.2. Измеряемое напряжение

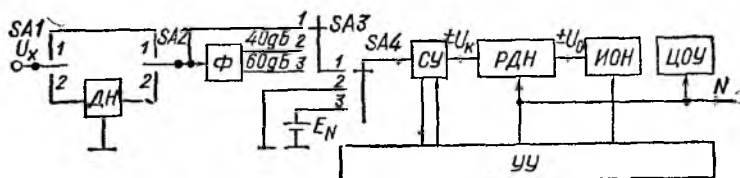


Рис. 9.2. Структурная схема цифрового вольтметра уравнивающего преобразования.

U_x непосредственно (переключатели $SA1$ и $SA2$ в позиции 1) или через делитель напряжения $ДН$ (переключатели $SA1$ и $SA2$ в позиции 2), с помощью которого выбирается нужный поддиапазон измерения, а затем через фильтр Φ или непосредственно подается на переключатель $SA3$. Фильтр Φ предназначен для отделения сигнала от помех промышленной частоты 50 Гц и имеет два выхода с подавлением помехи в 40 и 60 дБ соответственно. Фильтр, подавляя помехи, одновременно увеличива-

ет инерционность ЦВ, и тем больше, чем глубже подавление помехи. Поэтому, если нужды в фильтре нет, его выключают путем перевода *SA3* в позицию *1*. Делитель напряжения имеет входное сопротивление 10 МОм; этим значением и определяется входное сопротивление вольтметра при измерении напряжений свыше 3 В. Если $U_x < 3$ В, то делитель напряжения выключается и U_x подается через *SA3* и *SA4* непосредственно на вход сравнивающего устройства *СУ*, которое обладает большим значением входного сопротивления (10^9 — 10^{10} Ом). На второй вход *СУ* подается компенсирующее напряжение U_k , снимаемое с выхода регулируемого делителя напряжения *РДН*. Максимальный диапазон изменения $U_k = 0 \div 3$ В; этим объясняется требование $U_x \leq 3$ В. Регулируемый делитель напряжения представляет собой цепочку определенным образом составленных резисторов, которые переключаются либо электромеханическими, либо транзисторными переключателями, при этом коэффициент передачи делителя K_d прямо пропорционален коду N , поданному на переключатель *РДН*:

$$K_d = aN,$$

где a — коэффициент пропорциональности.

Напряжение на вход $РДН \pm U_0$ поступает от источника опорного напряжения *ИОН*. Полярность напряжения этого источника выбирается автоматически в соответствии с полярностью U_x . Очевидно, что $U_k = K_d U_0$. Устройство управления *УУ* автоматически устанавливает в схеме равновесие $U_k = U_x = K_d U_0 = a U_0 N$, откуда

$$N = U_x / a U_0,$$

т. е. зависимость между кодом и измеряемым напряжением имеет вид прямой пропорциональности. Затем код N подается на цифровое отсчетное устройство, где в виде цифр отображается значение измеряемого напряжения.

Переключатель *SA4* имеет положения *2* и *3* для коррекции аддитивной и мультипликативной составляющих погрешности ЦВ. В случае коррекции аддитивной составляющей погрешности *SA4* переводится в позицию *2*, при этом на левый вход *СУ* подается сигнал, соответствующий нулевому уровню. Если в схеме имеется источник аддитивной погрешности, то на отсчетном устройстве ЦВ появится число, отличное от нуля. Плавной регу-

лировкой напряжения на выходе *РДН* посредством специального резистора добиваются нулевого показания на отсчетном устройстве ЦВ. На этом регулировка заканчивается. При коррекции мультипликативной составляющей погрешности переключатель *SA4* переводится в позицию *3* и ко входу *СУ* подключается нормальный элемент с ЭДС, равной 1,0186 В. Очевидно, что показание ЦВ должно соответствовать этому значению напряжения, в противном случае регулируется выходное напряжение *ИОН* до получения указанного соответствия. Поскольку *ИОН* выдает напряжение U_0 двух полярностей, то коррекция производится как при положительном, так и при отрицательном значении U_0 . Ручки управления резисторами коррекции аддитивной и мультипликативной погрешностей выносятся на лицевую панель прибора.

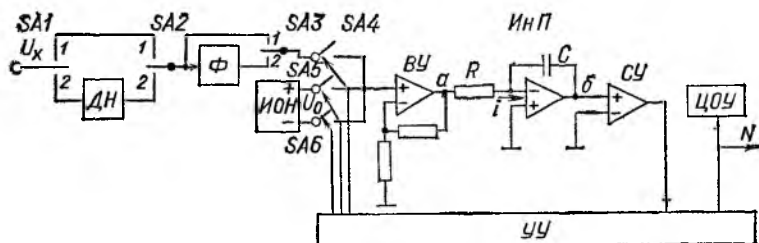


Рис. 9.3. Структурная схема цифрового вольтметра, реализующего метод двухтактного интегрирования.

Режим работы ЦВ может быть разовый или периодический и устанавливается посредством соответствующих переключателей на лицевой панели прибора.

Структурная схема ЦВ, реализующего метод двухтактного интегрирования, показана на рис. 9.3.

Измеряемое напряжение U_x непосредственно (переключатели *SA1*, *SA2* в позиции *1*) или через делитель напряжения *ДН* (*SA1*, *SA2* в позиции *2*), с помощью которого выбирается нужный поддиапазон измерения, затем через фильтр Φ (*SA3* в позиции *2*) или непосредственно (*SA3* в позиции *1*) подается на ключ *SA4*. Система ключей *SA4*, *SA5*, *SA6* предназначена для подачи на входной усилитель *ВУ* измеряемого или одного из опорных напряжений положительной или отрицательной полярности, последние вырабатываются источником

опорных напряжений *ИОН* в виде высокостабильных одинаковых по абсолютной величине, но разных по знаку напряжений постоянного тока.

Входной усилитель представляет собой усилитель постоянного тока с большим входным сопротивлением (более 1000 МОм) и регулируемым посредством ООС коэффициентом усиления. Если $U_x < 10$ В, то обычно оно подается на ВУ непосредственно (*SA1*, *SA2* в позиции 1); при этом входное сопротивление ВУ более 1000 МОм. Если же $U_x > 10$ В, то оно подается на ДН (*SA1*, *SA2* в позиции 2) и входное сопротивление ЦВ определяется входным сопротивлением ДН, значение которого обычно 10 МОм. При измерении напряжений менее одного вольта, например на поддиапазонах 0,1 и 0,01 В, коэффициент усиления ВУ выбирают соответственно равным 10 или 100 с тем, чтобы напряжение на выходе ВУ изменялось в одних пределах независимо от выбранного поддиапазона измерения.

К выходу ВУ подключен интегрирующий преобразователь *ИнП* на основе операционного усилителя с конденсатором в цепи ООС. Резистор *R* преобразует входное напряжение *ИнП* в пропорциональное значение тока $i_x = U_x K_d K_y / R$, где K_d и K_y — коэффициенты передачи ДН и ВУ; для выключенного ДН (*SA1*, *SA2* в позиции 1) $K_d = 1$. Этот ток, если пренебречь входным током усилителя *ИнП*, протекает через конденсатор *C* и заряжает его, при этом выходное напряжение *ИнП* возрастает. Обозначим U_1 напряжение на выходе *ИнП* (в точке б рис. 9.3) в момент t_1 окончания заряда конденсатора:

$$U_1 = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} i_x dt = \frac{K_d K_y}{RC} \int_0^{t_1} U_x dt.$$

Обозначим далее $U_{x\text{ср}}$ среднее значение измеряемого напряжения на интервале от 0 до t_1 , тогда

$$U_1 = \frac{K_d K_y}{RC} U_{x\text{ср}} t_1.$$

В момент $t = t_1$ ключ *SA4* размыкается и замыкается *SA5* или *SA6*. Теперь на вход ВУ подается опорное напряжение, полярность которого выбирается так, чтобы оно было противоположным полярности U_x и снимало заряд с конденсатора *C*, накопленный за время замкнутого состояния *SA4*.

На рис. 9.4 показана временная диаграмма напряжений в точках *a* и *b* (см. рис. 9.3). На диаграмме видно два такта в цикле работы преобразователя: первый такт длительностью t_1 соответствует заряду конденсатора *C*, второй такт длительностью t_2 — его разряду. Это и послужило основой для названия метода преобразования — двухтактное интегрирование.

Момент окончания интервала t_2 соответствует моменту прохождения выходным напряжением *ИИП* через ну-

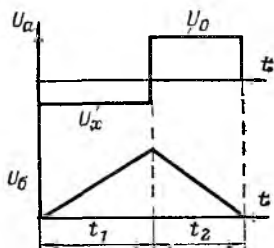


Рис. 9.4. Диаграмма напряжений на входе и выходе интегрирующего преобразователя.

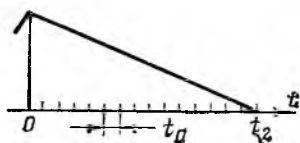


Рис. 9.5. Схема квантования второго интервала ЦВ двухтактного интегрирования

левой уровень, что фиксируется сравнивающим устройством *СУ*. Напряжение U_2 , до которого разрядится конденсатор за время t_2 , равно:

$$U_2 = \frac{1}{C} \int_0^{t_2} i_0 dt = \frac{K_y}{RC} \int_0^{t_2} U_0 dt,$$

где $i_0 = U_0/R$ — входной ток интегрирующего преобразователя, вызываемый напряжением U_0 .

Значение U_0 постоянно и во времени не меняется, поэтому

$$U_2 = \frac{K_y}{RC} U_0 t_2.$$

Так как напряжение на выходе интегрирующего преобразователя *ИИП* в начале и конце цикла измерения равно нулю, то справедливо равенство

$$U_1 = U_2,$$

подставив в которое полученные выше выражения, после сокращения одноименных величин, получим:

$$K_d U_{x \text{ ср}} t_1 = U_0 t_2,$$

откуда

$$t_2 = \frac{K_d t_1}{U_0} U_{x \text{ ср}}.$$

Величины K_d , t_1 и U_0 выбираются постоянными, это обеспечивает зависимость между $U_{x \text{ ср}}$ и t_2 вида прямой пропорциональности. Интервал t_2 измеряется путем заполнения импульсами напряжения высокой частоты со стабильным периодом t_0 (рис. 9.5) и последующим их подсчетом. Обозначим N число импульсов, которое укладывается на интервале t_2 , тогда

$$N = \frac{t_2}{t_0} = \frac{K_d t_1}{U_0 t_0} U_{x \text{ ср}}.$$

Интервал времени t_1 обычно задается тем же генератором высокой частоты путем подсчета счетчиком импульсом определенного числа N_0 периодов колебаний этого генератора $t_1 = N_0 t_0$. Подставив значение t_1 в уравнение для N , получим окончательно:

$$N = \frac{K_d N_0}{U_0} U_{x \text{ ср}}.$$

Величины K_d и U_0 стабильны, а N_0 — число, поэтому связь между N и $U_{x \text{ ср}}$ отличается высокой стабильностью.

Число N в виде кода подается на цифровое отсчетное устройство ЦОУ (см. рис. 9.3) и через специальный разъем может быть выдано во внешние устройства (ЭВМ, память и т. п.).

Операция разбиения интервала t_2 на участки длительностью t_0 называется квантованием интервала t_2 , а представление числа квантов, приходящихся на интервал t_2 в той или иной системе счисления, называется кодированием. Операция квантования и кодирования — это основные операции, которым подвергается аналоговая величина в любом ЦИП в процессе преобразования ее в цифровую форму.

Цифровые вольтметры имеют низкий порог реагирования обычно (10 или 1 мкВ), поэтому очень важно, чтобы результат измерения мало зависел от помех и наводок во входной цепи ЦВ, уровень которых часто значительно больше порога реагирования ЦВ.

В ЦИП принято различать помехи нормального вида и помехи общего вида. Рассмотрим действие этих по-

мех на примере ЦВ. На рис. 9.6 показана эквивалентная схема входной цепи ЦВ. Цепь содержит: источник сигнала с параметрами e_x и R ; ЦВ с входным сопротивлением $R_{вх}$, сопротивлением $R_{из}$ и емкостью C изоляции общей шины ЦВ от корпуса прибора; два проводника связи с сопротивлениями R_1 и R_2 ; источник ЭДС помехи нормального вида $e_{п,н,в}$; источник ЭДС помехи общего вида $e_{п,о,в}$; сопротивление R_0 между точками заземления источника сигнала и корпуса ЦИП.

Помеха нормального вида возникает в основном за счет действия внешних переменных электромагнитных полей, которые в контуре $R_1, e_x, R, R_2, R_{вх}$ создают ЭДС $e_{п,н,в} = s dB/dt$, где B — индукция внешнего электромагнитного поля, сцепленного с контуром, а s — площадь контура. Для снижения интенсивности этой помехи площадь контура стремятся сделать минимальной и подключают источник ЭДС e_x к ЦВ коаксиальным кабелем или двумя свитыми проводниками.

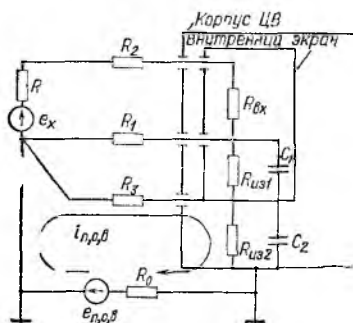
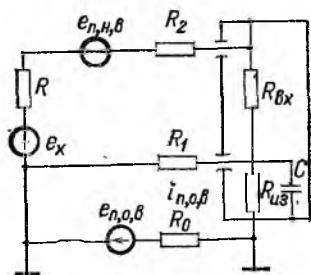


Рис. 9.6. Эквивалентная схема входной цепи ЦВ.

Рис. 9.7. Схема защиты от помех общего вида путем экранирования входной цепи ЦИП.

Помеха общего вида $e_{п,о,в}$ возникает из-за различия потенциалов точек заземления источника ЭДС e_x и ЦИП. Помеха может содержать постоянную и переменную составляющие. Под действием $e_{п,о,в}$ в схеме возникает ток помехи $i_{п,о,в}$ (рис. 9.6). Этот ток на сопротивлении провода R_1 создает падение напряжения, которое действует на ЦВ как помеха нормального вида. Таким образом, помеха общего вида преобразуется в помеху нормального вида и может вызвать сбой в работе ЦВ.

Защита от помех общего вида осуществляется путем тщательно продуманного и хорошо исполненного монтажа ЦИП, обеспечивающего большое значение $R_{из}$ и малое значение C , а также экранирования входной цепи ЦВ, как показано на рис. 9.7. Применение экранов — наиболее эффективный путь борьбы с помехой общего вида. Сущность его заключается в следующем: входная цепь и АЦП ЦВ помещаются в коробку из алюминия. Эта коробка является внутренним экраном ЦВ. Внутренний экран тщательно изолируют от корпуса ЦВ. Обмен сигналами между элементами схемы внутри экрана и вне его производится с помощью специальных малогабаритных трансформаторов, что обеспечивает хорошую изоляцию между элементами схемы внутри и вне экрана. Внутренний экран специальным третьим проводником, сопротивление которого обозначено R_3 , подключается к заземленной точке источника сигнала.

Ток помехи общего вида протекает по контуру $e_{п,о,в}$, R_3 , $R_{из2}$, параллельному конденсатору C_2 , R_0 . Поскольку полное сопротивление изоляции внутреннего экрана от корпуса ЦВ намного больше $R_3 + R_0$, то практически вся ЭДС $e_{п,о,в}$ будет приложена к внутреннему экрану. В таком случае разность потенциалов на $R_{из1}$ и C_1 от действия $e_{п,о,в}$ практически отсутствует, следовательно, нет тока помехи в цепи с R_1 и действие $e_{п,о,в}$ на результат измерения исключается.

Теоретически действие помехи $e_{п,о,в}$ в данной схеме полностью не исключается, так как ток $i_{п,о,в}$ на R_3 создает падение напряжения, которое вызовет ток в R_1 и появление помехи общего вида. Однако ослабление помехи достигается значительное. Причем постоянная составляющая сигнала помехи ослабляется гораздо сильнее, чем переменная составляющая, так как на постоянном токе влияние конденсаторов C_1 и C_2 исключается, следовательно, возрастает сопротивление изоляции.

Борьба с помехами нормального вида промышленной частоты 50 Гц в ЦВ уравнивающего преобразования ведется с помощью фильтров во входной цепи. В качестве фильтров применяются двойные Т-образные мосты. Однако при этом существенно снижается быстродействие ЦВ. В ЦВ на основе двухтактного интегрирования эффективное подавление помехи нормального вида достигается путем выбора длительности первого такта интегрирования равным или кратным целому числу перио-

дов помехи. В соответствии с принципами действия таких ЦВ результат измерения прямо пропорционален среднему значению измеряемого напряжения на первом такте интегрирования, а среднее значение синусоидальной помехи за период равно нулю. Но частота сетевого напряжения не строго постоянна и может изменяться в пределах $50 \pm 0,5$ Гц. В ЦВ с постоянной длительностью интервала t_1 (см. рис. 9.4) последнее обстоятельство накладывает ограничение на степень подавления помехи. В связи с этим в таких ЦВ также применяют входные фильтры для большего подавления помех

Степень подавления помех K_{Π} принято характеризовать отношением значения помехи до ее подавления e_{Π} к значению помехи после ее подавления e_{Π}^* и выражать это отношение в децибелах:

$$K_{\Pi} = 20 \lg \frac{e_{\Pi}}{e_{\Pi}^*}.$$

Отечественная промышленность выпускает ряд типов ЦВ, ниже приводятся сведения о некоторых из них.

На рис. 9.8 показан внешний вид ЦВ типа Щ1513, уравнивающего преобразования и предназначенного для измерения напряжения постоянного тока, а также

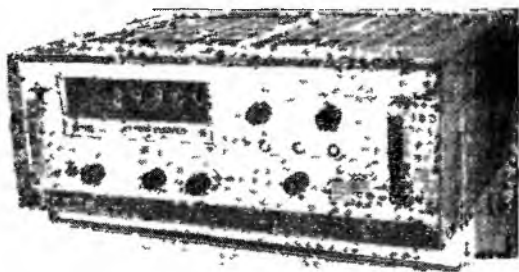


Рис 9.8 Цифровой вольтметр типа Щ1513

использования в качестве образцового при поверке вольтметров с основной погрешностью 0,1 и более.

Диапазон измерения 0—1000 В разбит на пять поддиапазонов: 0,3 (0,29999), 3 (2,9999), 30 (29,999),

300 (299,99) и 1000 (999,99) В. Время одного измерения 0,02 с.

Основная относительная погрешность на поддиапазоне 3 В

$$\delta = \pm (0,01 + 0,005x_i/x),$$

на остальных поддиапазонах погрешность несколько больше из-за влияния погрешностей делителей напряжения.

Порог реагирования 10 мкВ; переключение поддиапазонов ручное; определение полярности измеряемого напряжения автоматическое; калибровка прибора по встроенному нормальному элементу производится через каждый час работы прибора; входное сопротивление на поддиапазонах 0,3 и 3 В (входной делитель напряжения отключен) не менее 1000 МОм, на остальных поддиапазонах (входной делитель включен) 10 МОм \pm 0,1%.

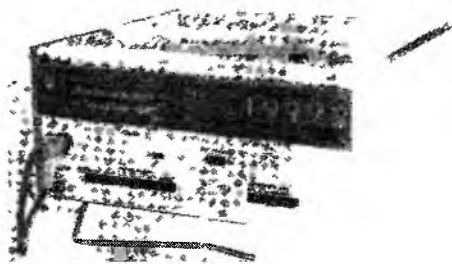


Рис 9.9. Интегрирующий цифровой вольтметр Щ1413.

Входной фильтр на частоте $50 \pm 0,5$ Гц обеспечивает ослабление помех нормального вида на 40 и 60 дБ, при этом время измерения соответственно возрастает до 2 и 5 с.

На рис. 9.9 показан ЦВ интегрирующего типа Щ1413. Вольтметр предназначен для точных измерений напряжения постоянного тока (в том числе с высоким уровнем помех) в диапазоне от 0 до 1000 В, который разбит на пять поддиапазонов: 0,1; 1; 10; 100; 1000 В. Входное

сопротивление на поддиапазонах 0,1; 1; 10 В составляет 1000 МОм, на поддиапазонах 100 и 1000 В — 10 МОм. Порог реагирования 10 мкВ. Класс точности на поддиапазонах 0,1; 1; 10 В 0,05/0,02, на остальных поддиапазонах 0,06/0,02. Подавление помех нормального вида: без фильтра 60 дБ, с фильтром 100 дБ. Время одного измерения без фильтра — не более 0,3 с, с фильтром — не более 2 с. Подавление помех общего вида: по постоянному току 100 дБ, по переменному току без фильтра 80 дБ. Переключение поддиапазонов измерения ручное, определение полярности измеряемого напряжения автоматическое, калибровка прибора по встроенному нормальному элементу производится через каждые 8 ч работы.

Цифровые вольтметры-амперметры в щитовом исполнении типа Ф229 (рис. 9.10) предназначены для измерения напряжения и тока в цепях постоянного тока. Могут

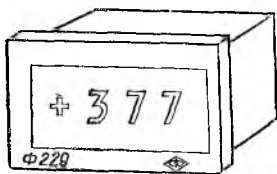


Рис. 9.10. Цифровой вольтметр-амперметр типа Ф229.

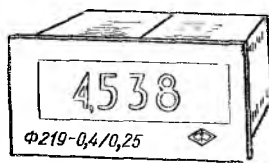


Рис. 9.11. Цифровой вольтметр типа Ф219.

быть использованы для встраивания в измерительные устройства и установки в различных областях науки и промышленного производства. Метод преобразования — двухтактное интегрирование. Приборы имеют один предел измерения: по напряжению 0,2; 2; 20 или 200 В, по току 0,02; 0,2 или 2 мА. Класс точности 0,25/0,15. Выбор полярности автоматический.

Цифровые вольтметры переменного тока, как правило, представляют сочетание преобразователя переменного напряжения в постоянное с ЦВ постоянного тока. В зависимости от вида преобразователя переменного напряжения в постоянное такие ЦВ реагируют либо на действующее значение измеряемого напряжения, либо на его средневыпрямленное значение. В последнем случае по аналогии с выпрямительными приборами они градуируются в действующих значениях синусоидального напряжения. Они предназначены для работы в цепях с си-

нусоидальной формой измеряемого напряжения. Преобразователи действующего значения измеряемых напряжений в напряжение постоянного тока обычно реализуются на основе термоэлектрических преобразователей. Общим недостатком ЦВ переменного тока, которые в настоящее время выпускаются промышленностью, является их невысокая точность. Ниже приводятся параметры одной из таких моделей ЦВ.

Цифровой вольтметр переменного тока типа Ф219 (рис. 9.11) предназначен для измерения средневыпрямленных значений переменных напряжений. Измеряемое напряжение поступает на входное устройство, выпрямляется и подается на АЦП двухтактного интегрирования. Исполнение ЦВ щитовое, пределы измерения 0,2; 0,5; 2; 5; 20 или 50 В при классе точности 0,4/0,25 и 500 или 1000 В при классе точности 1,0/0,5. Время преобразования 120 мс.

9.3. ЦИФРОВЫЕ МОСТЫ ПОСТОЯННОГО И ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Цифровые мосты постоянного тока (омметры) предназначены для измерения электрических сопротивлений постоянному току. Отечественная промышленность выпускает ряд типов цифровых омметров для измерения абсолютных значений сопротивлений (омметры типа Ц34, Р380, Р382, Р383) относительного отклонения сопротивлений от номинальных значений (омметры процентные типа Ц30-04 I, Р337, Ф4205, Ф4206), а также контроллеры допусковые типа Ф4210, предназначенные для контроля значений относительного отклонения (допуска) сопротивления резистора от номинала.

Измерительная схема цифровых омметров для измерения абсолютных значений сопротивлений показана на рис. 9.12. Это четырехплечий мост, в котором измеряемое сопротивление включено в первое плечо моста. Второе и третье плечи являются плечами отно-

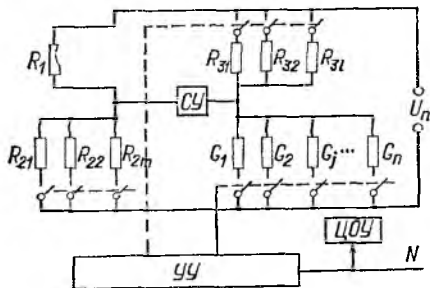


Рис. 9.12. Измерительная схема цифрового омметра.

шения, они содержат соответственно резисторы $R_{21}, R_{22}, \dots, R_{2m}$ и $R_{31}, R_{32}, \dots, R_{3l}$. Эти резисторы включаются и выключаются посредством контактов электромеханических реле или ручным переключателем. Таким образом, выбирается поддиапазон измерения, соответствующий значению измеряемого сопротивления. Окончательно мост приводится к состоянию равновесия путем регулировки сопротивления четвертого плеча. Оно содержит ряд ветвей с проводимостями G_1, G_2, \dots, G_n , соотношение между которыми точно соответствует определенным числам, так что, комбинируя положение ключей в четвертом плече моста, можно обеспечить любое значение проводимости от 0 до некоторого максимального значения $\sum_{j=1}^n G_j$. Введем коэффициент a_j , характеризующий состояние ключа с номером j в четвертом плече моста: $a_j=0$, если ключ разомкнут, $a_j=1$, если ключ замкнут. Тогда уравнение, связывающее проводимость четвертого плеча с состоянием ключей в этом плече, можно записать в виде

$$G_4 = \sum_{j=1}^n a_j G_j,$$

а условие равновесия моста

$$R_1/R_2 = R_3 G_4,$$

откуда

$$G_4 = R_1/R_2 R_3.$$

Значение проводимости четвертого плеча однозначно определяется состоянием ключей, т. е. значением коэффициентов вида a_j . По значению этих коэффициентов в устройстве управления формируется код N , отражающий значение измеряемого сопротивления. Код N поступает на цифровое отсчетное устройство или передается во внешние устройства.

Окончательное уравнивание цифрового моста всегда производится автоматически по командам со стороны управляющего устройства $УУ$ и сравнивающего устройства $СУ$. Ключи в четвертом плече моста выполняются обычно с использованием кремниевых транзисторов, работающих в режиме отсечки, что соответствует разомкнутому состоянию ключа, или в режиме глубокого насыщения, что соответствует замкнутому состоянию ключа.

Цифровые мосты переменного тока имеют измерительную схему также в виде четырехплечего моста, однако число регулировок в ней больше чем у цифрового омметра. Цифровые мосты переменного тока выпускаются для измерения емкости, тангенса угла диэлектрических потерь, индуктивности, сопротивления и постоянной времени, для измерения процентных отклонений емкости от номинального значения, а также для допускового контроля емкости, индуктивности и тангенса угла диэлектрических потерь в установленных пределах при разбраковке изделий в процессе их производства.

На рис. 9.13 показан цифровой омметр типа ШЗ4, предназначенный для измерения сопротивления постоянному току в диапазоне 10^{-3} — 10^9 Ом. Весь диапазон разбит на восемь поддиапазонов. Границы основной погрешности измерения зависят от номера поддиапазона и лежат в пределах от $\pm(0,02 + 0,005 x_k/x)$ на поддиа-

Рис. 9.13. Цифровой омметр типа ЦЗ4.

пазонах 10^3 — 10^5 Ом до $\pm(1,0+0,1 x_k/x)$ на поддиапазонах 10^7 — 10^9 Ом Выбор и переключение поддиапазонов автоматические. Время измерения 1 с.

9.4. КОМБИНИРОВАННЫЕ ЦИФРОВЫЕ ПРИБОРЫ

Комбинированные цифровые приборы позволяют измерять ряд электрических величин, например напряжений постоянного и переменного тока, сопротивления постоянному току, емкости, индуктивности в их различном сочетании. Как правило, основой комбинированного прибора является ЦВ постоянного тока интегрирующего типа; кроме него прибор содержит ряд преобразователей различных электрических величин в напряжение постоянного тока. Так, при измерении токов в качестве преобразователей применяются шунты, при измерении напряжений переменного тока — ПСЗ или ПДЗ на основе термоэлектрических преобразователей.

На рис. 9.14, а и б показаны упрощенная схема ПСЗ и диаграмма напряжений в схеме, поясняющая работу

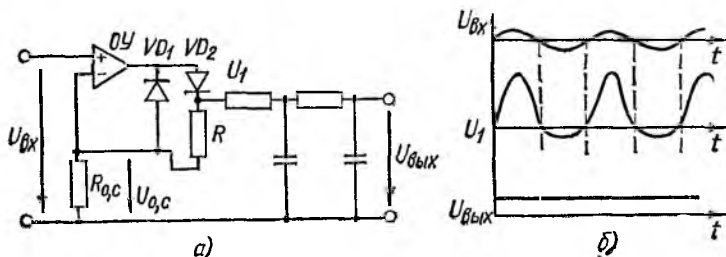


Рис. 9.14. Преобразователь переменного напряжения.
а — упрощенная схема, б — диаграммы напряжений.

ПСЗ. Преобразователь содержит операционный усилитель ОУ с большим коэффициентом усиления, охваченный отрицательной обратной связью по току через сопротивление $R_{o,c}$. При нормальной работе схемы разность потенциалов между входами операционного усилителя очень мала. Поэтому практически можно считать, что напряжение обратной связи $U_{o,c}$ равно $U_{вх}$. Однако напряжение U_1 на выходе диода $VD2$ будет иметь не одинаковое значение в различные полупериоды $U_{вх}$. В случае положительной полуволны диод $VD1$ закрыт, а $VD2$ открыт и U_1 будет равно:

$$U_1 = \frac{U_{o,c}}{R_{o,c}} (R_{o,c} + R) = U_{o,c} \left(1 + \frac{R}{R_{o,c}} \right) \approx U_{вх} \left(1 + \frac{R}{R_{o,c}} \right).$$

В случае отрицательной полуволны диод $VD1$ открыт, а $VD2$ закрыт, в этот полупериод $U_1 = U_{o,c} \approx U_{вх}$. Значение сопротивления R выбирается в несколько раз большим $R_{o,c}$, поэтому амплитуда положительной полуволны U_1 в несколько раз больше амплитуды отрицательной полуволны.

Фильтр на выходе ПСЗ не пропускает переменную составляющую напряжения U_1 , и поэтому на выход схемы поступает только его постоянная составляющая, которая пропорциональна средневыпрямленному значению $U_{вх}$.

Преобразователь действующего значения входного напря-

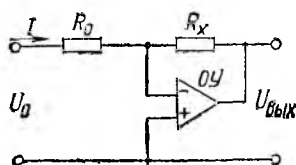


Рис. 9.15. Преобразователь сопротивления в напряжение.

жения на основе термоэлектрического преобразователя имеет более сложную схему и применяется в комбинированных приборах высокой точности.

Преобразование сопротивлений в напряжение обычно также производится с помощью операционного усилителя. Одна из возможных схем такого преобразователя показана на рис. 9.15. Измеряемое сопротивление R_x включено в цепь ООС по напряжению операционного усилителя ОУ с большим коэффициентом усиления. Ко входу усилителя через резистор R_0 подключен источник постоянного напряжения U_0 . В нормальном режиме работы разность потенциалов на входе усилителя близка к нулю, иначе ОУ перейдет в режим отсечки или насы-

щения. Это дает основание считать, что ток $I=U_0/R_0$. Входной ток $OУ$ пренебрежимо мал, следовательно, ток I будет протекать через R_x и выходное напряжение можно выразить так:

$$U_{\text{вых}} = IR_x = U_0 R_x / R_0.$$

Если предположить, что U_0 и R_0 — величины постоянные и стабильные, то преобразователь является линейным преобразователем сопротивления в напряжение.

9.5. ИЗМЕРИТЕЛИ ЧАСТОТЫ И ИНТЕРВАЛОВ ВРЕМЕНИ

Структурная схема цифрового частотомера показана на рис. 9.16, а. Напряжение измеряемой частоты f_x произвольной формы подается на вход усилителя-ограничителя $УО$, в котором оно преобразуется в прямоугольные импульсы напряжения той же частоты f_x и подается на электронный ключ $ЭК$. Ключ $ЭК$ в нормальном состоянии

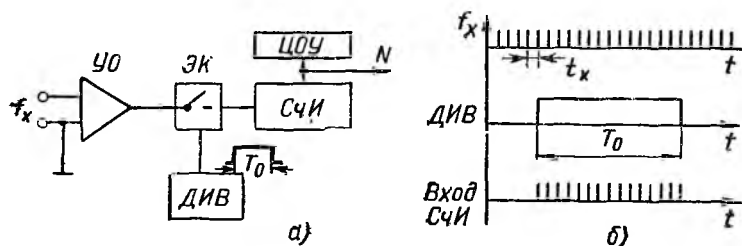


Рис. 9.16. Цифровой частотомер.

а — структурная схема; б — временная диаграмма импульсов.

разомкнут, но при подаче импульса напряжения длительностью T_0 от датчика интервала времени $ДИВ$ ключ $ЭК$ замыкается и импульсы с выхода $УО$ поступают на вход счетчика импульсов $СЧИ$, в котором они подсчитываются. По окончании импульса T_0 ключ $ЭК$ размыкается, на выходных шинах $СЧИ$ формируется код N , соответствующий количеству импульсов напряжения, прошедших на счетчик $СЧИ$. Этот код подается на цифровое отсчетное устройство $ЦОУ$, где отображается в виде цифр, а также поступает на выход частотомера для передачи во внешние устройства.

На рис. 9.16, б показана временная диаграмма импульсов, действующих в схеме: на выходе $УО$ (f_x), на выходе $ДИВ$ (T_0) и на входе $СЧИ$.

Обозначим через t_x период импульсов частоты f_x , тогда количество импульсов N , прошедших на счетчик $C\text{чИ}$ за время T_0 , будет равно:

$$N = T_0 / t_x = T_0 f_x.$$

При постоянном и стабильном значении T_0 код N прямо пропорционален f_x . Точность измерения частоты f_x зависит от точности задания интервала T_0 . Современные цифровые частотомеры в качестве датчика интервала времени содержат высокочастотный генератор, снабженный делителем частоты, на выходе которого и получают импульсы с периодом T_0 . Стабильность частоты кварцевых генераторов очень высока — изменение частоты после ее подстройки не превышает $10^{-5} \%$ за 10 дней, поэтому цифровые частотомеры позволяют измерять частоту и связанные с ней величины с очень высокой точностью, а отсчетные устройства частотомеров содержат до семи декад. Однако изменение частоты кварцевого генератора — не единственный источник погрешности цифрового частотомера. Другой составляющей погрешности является дискретность преобразования интервала времени T_0 в код N . Эта погрешность проявляется в том, что при одних и тех же значениях T_0 и N значение f_x может быть разным и находиться в некоторых пределах: на рис. 9.17, а

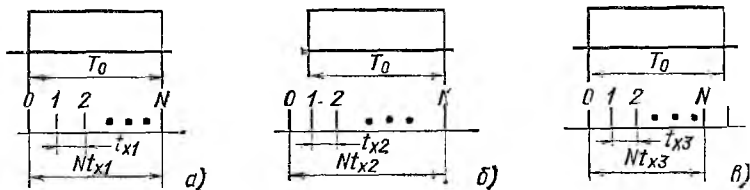


Рис. 9.17. Схема проявления погрешности дискретности при измерении частоты.

а — погрешность дискретности отсутствует; б — погрешность дискретности равна $+t_x$, в — погрешность дискретности равна $-t_x$.

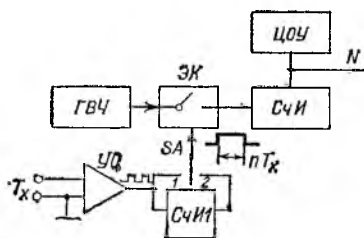
показан случай, когда на T_0 укладывается точно N импульсов с периодом t_{x1} ; на рис. 9.17, б на интервале T_0 укладывается такое же количество импульсов N , но период $t_{x2} > t_{x1}$; на рис. 9.17, в на интервале T_0 также укладывается N импульсов, но здесь $t_{x3} < t_{x1}$. Погрешность дискретности не превышает ± 1 отсчета по цифровому отсчетному устройству, а ее относительное значение — не

более $t_x/T_0=1/(T_0f_x)$. Таким образом, границы относительной погрешности частотомера в процентах определяются выражением

$$\pm (\delta_{T_0} + 1/T_0f_x) \cdot 100,$$

где δ_{T_0} — относительная погрешность задания интервала T_0 .

Схема рис. 9.16, а принципиально пригодна для измерения частоты во всем диапазоне: от нуля до максимального значения. Однако измерение низких частот по этой схеме требует длительного времени измерения. Покажем это на следующем примере: пусть требуется точно измерить значение частоты $f_x \approx 100$ Гц частотомером с семи-декадным отсчетным устройством. При точном измерении предполагается, что первая значащая цифра результата измерения должна быть в старшей декаде отсчетного устройства. В нашем примере для выполнения этого условия на вход частотомера надо пропустить 10^6 импульсов и затратить на это время $T_0=10^6/f_x=10^4$ с ≈ 3 ч. Время измерения можно сократить без потери точности, если перейти к измерению не частоты, а периода. Схема



периодомера показана на рис. 9.18. Она содержит генератор высокой частоты ГВЧ, электронный ключ ЭК, два счетчика импульсов СчИ и СчИ1,

Рис. 9.18. Структурная схема цифрового периодомера.

цифровое отсчетное устройство ЦОУ, усилитель-ограничитель УО, а также переключатель SA.

Напряжение произвольной формы, период которого T_x измеряется, преобразуется усилителем-ограничителем УО в прямоугольные импульсы с периодом T_x . Если переключатель SA находится в позиции 1, то импульс с выхода УО замкнет ключ ЭК на время, равное T_x , при этом от ГВЧ на СчИ пройдет N импульсов с периодом t_0 . Значение $T_x=Nt_0$ может оказаться недостаточным для того, чтобы первая значащая цифра отсчетного устройства ЦОУ появилась в старшем разряде. Время замкнутого состояния ключа ЭК можно увеличить, поставив переключатель SA в позицию 2. В этом случае импульс уп-

равления ЭК формируется счетчиком $CчИ$ и равен nT_x , где n — коэффициент пересчета счетчика $CчИ$.

Структурная схема частотомера позволяет без существенных переделок путем простых переключений использовать его:

1) для измерения длительности импульсов и интервалов времени; в этом случае измеряемая величина подается на вход усилителя-ограничителя УО в схеме рис. 9 18, а переключатель переводится в позицию 1;

2) для измерения отношения частот, в этом случае (см. рис. 9 16) напряжение с частотой f_1 подается на вход УО, а напряжение с частотой $f_2 < f_1$ используется для управления ключом ЭК (датчик интервала времени ДИВ отключается); код $N=f_1/f_2$;

3) в качестве генератора кратных эталонных частот, которые создаются кварцевым генератором и делителем частоты;

4) в качестве делителя частоты путем использования счетчиков импульсов.



Рис 9 19 Частотомер-хронометр типа Ф599.

На рис. 9 19 показан частотомер-хронометр типа Ф599, который предназначен для измерения частоты и периодов электрических колебаний, длительности импульсов и интервалов времени, отношения частот и количества импульсов, а также может быть использован в качестве генератора кратных эталонных частот и делителя частоты. Прибор имеет диапазоны измерения: частот 0,1 Гц—1,5 МГц; периодов электрических колебаний, ко-

которые соответствуют частотам 0,1 Гц—1МГц; интервалов времени от 10 мкс до 10^5 с; длительностей импульсов от 10 мкс до 10 с; количества импульсов до 9 999 999; отношения частот от 1:1 до $5 \cdot 10^5 : 1$ на частотах 0,1 Гц — 1,5 МГц.

Время T_0 измерения частоты 0,01; 0,1; 1; 10; 100 с. Количество периодов n при измерении усредненного значения периодов и отношения частот 1; 10; 10^2 ; 10^3 ; 10^4 . Метки времени для заполнения измеряемых интервалов (периода, времени, длительности импульсов) 1; 10; 10^2 ; 10^3 ; 10^4 мкс. Диапазон входных напряжений 0,1—100 В. Выходные частоты опорного генератора 10^6 ; 10^5 ; $5 \cdot 10^4$; $2,5 \cdot 10^4$; 10^4 ; 10^3 ; 10^2 ; 10; 1; 10^{-1} ; 10^{-2} Гц. Прибор имеет ручное, автоматическое и дистанционное управление.

9.6. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 9.

ИЗУЧЕНИЕ И ПРИМЕНЕНИЕ ЦИФРОВОГО ВОЛЬТМЕТРА

В данной работе изучается структурная схема и применение цифрового вольтметра в качестве образцового прибора для проверки показывающего аналогового вольтметра.

Задание

1. Ознакомиться с приборами, предназначенными для выполнения работы, и указаниями по их эксплуатации. Внести в протокол паспортные данные приборов.

2. Проверить возможность применения имеющейся аппаратуры для решения поставленной измерительной задачи.

3. Зарисовать структурную схему цифрового вольтметра и усвоить состав и назначение основных функциональных узлов — входной цепи, аналого-цифрового преобразователя.

4. Собрать схему: соединить входные зажимы поверяемого и цифрового вольтметров параллельно и подсоединить их к зажимам источника регулируемого напряжения. Показать собранную схему преподавателю для проверки.

5. Включить схему под напряжение и произвести проверку вольтметра на всех числовых отметках шкалы.

6. Результаты наблюдений и расчетов записать в таблицу, аналогичную таблице в работе № 5.

7. Составить отчет по требуемой форме.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ

10.1. МЕТОДИЧЕСКИЕ ПОГРЕШНОСТИ

С включением амперметра или вольтметра в электрическую цепь изменяется измеряемая величина. Это вызвано тем, что сопротивление амперметра отлично от нуля, а сопротивление вольтметра не равно бесконечности. Погрешность, возникающая в результате включения измерительных приборов в исследуемую цепь и обусловленная потребляемой ими мощностью, называется *методической погрешностью*.

Определим методическую погрешность, возникающую при включении амперметра в электрическую цепь. Пусть требуется измерить ток в цепи, имеющей сопротивление R , к которой приложено напряжение U . Ток I_x в этой цепи будет равен:

$$I_x = U/R.$$

После включения амперметра, имеющего сопротивление R_A , ток в цепи изменится и станет равным:

$$I = U/(R + R_A).$$

Амперметр измеряет именно это значение тока.

Методическая погрешность, вызванная включением амперметра, составит:

$$\delta_A = \frac{I - I_x}{I_x} = - \frac{R_A/R}{1 + R_A/R}.$$

Обычно $R_A \ll R$, поэтому $\delta_A \approx -R_A/R$. Так как

$$R_A/R = I^2 R_A / I^2 R = P_A/P,$$

то

$$\delta_A \approx -P_A/P,$$

где P_A — мощность, потребляемая амперметром; P — мощность, потребляемая исследуемой цепью.

Рассмотрим случай, когда надо измерить падение напряжения U_x на некотором сопротивлении R :

$$U_x = IR = ER/(R + R_0),$$

где E — ЭДС источника тока; R_0 — внутреннее сопротивление источника тока.

После включения вольтметра, имеющего собственное сопротивление R_V , параллельно сопротивлению R напряжение U , измеренное вольтметром, составит:

$$U = \frac{ERR_V / (R + R_V)}{R_0 + RR_V / (R + R_V)} = \frac{ERR_V}{RR_0 + R_V R_0 + RR_V}.$$

Методическая погрешность измерения δ_V в этом случае будет равна:

$$\delta_V = \frac{U - U_x}{U_x} = - \frac{R/R_V}{1 + R/R_V + R/R_0}.$$

Учитывая, что

$$\frac{R}{R_V} = \frac{U^2/R_V}{U^2/R} = \frac{P_V}{P}$$

и обычно $R_V \gg R$, получаем:

$$\delta_V \approx - \frac{P_V/P}{1 + R/R_0},$$

где P_V — мощность, потребляемая вольтметром; P — мощность, потребляемая исследуемым резистором R .

Следовательно, как при измерении тока, так и при измерении напряжения необходимо выбирать такие приборы, у которых потребляемая мощность значительно меньше мощности, рассеиваемой в исследуемой цепи. Этим и объясняется стремление иметь в амперметрах возможно меньшее, а в вольтметрах возможно большее сопротивление.

10.2. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПОСТОЯННЫХ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ

Измерение малых токов и напряжений. Для определения малых постоянных токов можно использовать как прямые, так и косвенные измерения. В первом случае ток можно измерять зеркальными гальванометрами и стрелочными магнитоэлектрическими приборами. Наименьший ток, который можно измерить зеркальным гальванометром, равен приблизительно 10^{-11} А, а стрелочным магнитоэлектрическим прибором — 10^{-6} А. Чтобы повысить чувствительность, измеряемый ток подают на вход усилителя постоянного тока, к выходу которого присоединяют стрелочный магнитоэлектрический прибор. Для этого

обычно используют фотогальванометрические усилители или полупроводниковые усилители с преобразованием постоянного тока в переменный. С помощью усилителей можно измерять токи до 10^{-10} А.

Еще меньшие токи измеряют косвенно — неизвестный ток определяют по падению напряжения на высокоомном резисторе или по заряду, накопленному конденсатором. В качестве приборов используются баллистические гальванометры (минимально измеряемый ток 10^{-12} А) и электрометры (минимально измеряемый ток 10^{-17} А, при этом через поперечное сечение проводника проходит всего 62 электрона в секунду).

Электрометрами называют приборы высокой чувствительности по напряжению с очень большим входным сопротивлением (порядка 10^{10} — 10^{15} Ом). Механизм электрометра пред-

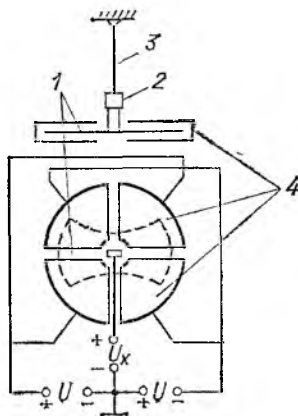


Рис. 10.1. Схема устройства квадратного электрометра.

ставляет собой разновидность механизма электростатического прибора, который имеет один подвижный и несколько неподвижных электродов, находящихся под разными потенциалами.

Широкое распространение получили квадратные электрометры (рис. 10.1), у которых подвижная часть 1 с зеркалом 2 закреплена на подвесе 3 и расположена внутри четырех неподвижных электродов 4 (квадрантов). На рис. 10.1 приведена одна из схем соединения электродов, обладающая наибольшей чувствительностью. Измеряемое напряжение U_x включается между подвижной частью и общей точкой, а на квадранты от вспомогательных источников подаются постоянные напряжения U , значения которых равны, но противоположны по знаку. Отклонение подвижной части в этом случае равно:

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

где C — емкость между подвижным электродом и двумя соединенными между собой квадрантами; W — удельный противодействующий момент, зависящий от конструкции подвеса.

Отклонение подвижной части, а следовательно, и чувствительность электрометра пропорциональны вспомогательному напряжению U , значение которого обычно выбирают в пределах от 100 до 200 В.

Чувствительность квадрантных электрометров (при вспомогательном напряжении 200 В) достигает 10^4 мм/В.

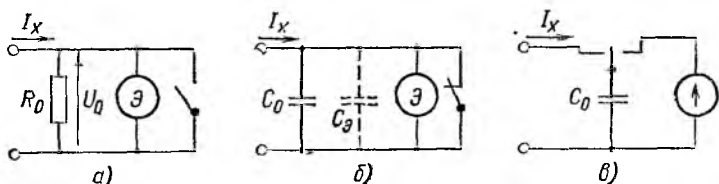


Рис. 10.2. Схемы измерения очень малых токов.

a — электрометром по падению напряжения на резисторе; *б* — электрометром по заряду накопленному конденсатором; *в* — баллистическим гальванометром по заряду, накопленному конденсатором.

На рис. 10.2, *a* приведена схема измерения тока с помощью электрометра Э, измеряющего падение напряжения $U_0 = I_x R_0$ на высокоомном резисторе R_0 . Ключ предназначен для снятия заряда с конденсатора, образованного подвижным и неподвижными электродами электрометра. Препятствием к измерению очень малых токов является нестабильность нулевого положения электрометра — медленное одностороннее смещение указателя отсчетного устройства и хаотические колебания указателя около его среднего положения — вследствие флюктуационных помех, обусловленных, например, тепловыми шумами в резисторах.

Измерение постоянного тока по заряду, накопленному конденсатором, можно осуществить по схемам рис. 10.2, *б* и *в*.

В схеме рис. 10.2, *б* после размыкания ключа осуществляется накопление заряда на емкости C_0 . За время t , отсчитываемое по секундомеру, конденсатор получит заряд $Q = I_x t$, при этом электрометр Э покажет напряжение на конденсаторе C_0 , шунтированном емкостью $C_э$ электрометра и монтажа, равное

$$U_0 = Q/(C_0 + C_э) = I_x t/(C_0 + C_э).$$

Обычно $C_0 \gg C_n$, тогда

$$I_x \approx U_0 C_0 / t.$$

При измерении по схеме рис. 10.2, в предварительно разряженный конденсатор C_0 подключают на время t к цепи I_x . За время t конденсатор получит заряд $Q = I_x t$. Затем конденсатор переключают в цепь баллистического гальванометра, замечают баллистический отброс a_{1m} и определяют I_x по формуле

$$I_x = Q/t = C_0 a_{1m} / t,$$

где C_0 — цена деления (баллистическая постоянная) (см. § 5.4).

Более точный, но менее чувствительный способ измерения малых токов заключается в измерении падения напряжения на образцовом резисторе при помощи потенциометра постоянного тока. Таким способом можно измерять токи начиная от 10^{-8} А.

Для точного измерения малых токов можно использовать цифровые пикоамперметры, принцип действия которых сводится к измерению падения напряжения на высокоомном резисторе цифровым милливольтметром. Эти приборы позволяют измерять токи от 10^{-8} А с погрешностью, не превышающей 0,5%.

Для измерения малых постоянных напряжений можно использовать магнитоэлектрические гальванометры, потенциометры постоянного тока, цифровые микровольтметры и стрелочные магнитоэлектрические приборы. Последние применяются как самостоятельно, так и в сочетании с электронными и фотогальванометрическими усилителями.

С помощью магнитоэлектрических гальванометров можно измерять напряжения порядка 10^{-7} — 10^{-8} В.

Потенциометры постоянного тока существенно превосходят гальванометры по точности и входному сопротивлению, но уступают им по чувствительности: они позволяют измерять напряжение, начиная от 10^{-5} — 10^{-6} В.

Цифровые микровольтметры по точности и чувствительности практически не уступают потенциометрам постоянного тока. Они позволяют измерять напряжение начиная от 10 мкВ с погрешностью 0,3—0,5%.

Для измерения напряжений порядка 10^{-6} — 10^{-7} В и более можно использовать нановольтметры, состоящие из фотогальванометрического усилителя, к выходу кото-

рого присоединен измерительный механизм магнитоэлектрической системы. Классы точности этих приборов 1,0—1,5. Микровольтметры, состоящие из электронного усилителя с подключенным к его выходу прибором магнитоэлектрической системы, имеют приблизительно аналогичные характеристики по точности, но обладают более высоким входным сопротивлением и несколько меньшей чувствительностью.

Милливольтметры магнитоэлектрической системы используются для измерения напряжений от 10^{-4} В и отличаются простотой и удобством в эксплуатации. Классы точности милливольтметров не лучше 0,2; 0,5.

Измерение средних токов и напряжений. К средним токам и напряжениям условно можно отнести токи в диапазоне от 10 мА до 50—100 А и напряжения от 10 мВ до 600 В. Для измерения средних постоянных токов можно использовать прямые и косвенные измерения. Для измерения напряжений используют только прямые измерения.

При прямых измерениях ток и напряжение можно измерять приборами магнитоэлектрической, электромагнитной, электродинамической и ферродинамической систем, а также электронными и цифровыми приборами. Напряжение можно измерять приборами электростатической системы и потенциометрами постоянного тока.

Постоянные токи от 1 мкА до 6 кА и напряжения от 1 мВ до 1,5 кВ обычно измеряют приборами магнитоэлектрической системы. В микро- и миллиамперметрах этой системы весь ток протекает через рамку измерительного механизма. Этот ток, как правило, не превышает 20—50 мА. Для расширения пределов измерения измерительного механизма по току используют шунты, а по напряжению — добавочные резисторы.

Амперметры и вольтметры магнитоэлектрической системы успешно сочетают высокую точность с малым потреблением мощности и имеют равномерную шкалу. Наиболее точные приборы магнитоэлектрической системы, предназначенные для измерения средних токов и напряжений, имеют классы точности 0,1; 0,2.

Приборы электродинамической системы предназначены для измерения токов от 10 мА до 100 А и напряжений от 100 мВ до 600 В. По точности они эквивалентны приборам магнитоэлектрической системы, но потребляют значительно большую мощность и имеют неравномерную шкалу.

Приборы ферродинамической системы применяются для измерения постоянных токов и напряжений очень редко из-за низкой точности и большой потребляемой мощности.

Приборы электромагнитной системы используются для измерения токов от 10 мА до 200 А и напряжений от 1 В до 75 В. Наиболее точные приборы этой системы имеют классы точности 0,2; 0,5. Их главное достоинство — низкая стоимость.

Для измерения постоянных напряжений в диапазоне от нескольких вольт до нескольких сотен киловольт применяются также электростатические вольтметры. Их преимущество заключается в ничтожном потреблении мощности от объекта измерения. Наиболее точные приборы этой системы имеют класс точности 0,05. Однако точные электростатические приборы очень сложны и дороги и выпускаются в небольшом количестве. Подавляющее же большинство вольтметров этой системы имеет классы точности 0,5; 1,0 и 1,5.

При напряжениях, не превышающих 600 В, вместо приборов электростатической системы можно применять вольтметры электронной системы. Они также потребляют ничтожную мощность. Класс точности электронных вольтметров постоянного тока невысокий: лучшие из них имеют классы точности 0,5; 1,0.

В тех случаях, когда необходимо измерить напряжение или ток с высокой точностью, используют потенциометры постоянного тока, цифровые вольтметры и амперметры. Классы точности наиболее точных потенциометров 0,001; 0,002, цифровых вольтметров 0,002; 0,005, цифровых амперметров 0,02. Цифровые вольтметры измеряют напряжение до нескольких тысяч вольт, а цифровые амперметры — ток до нескольких ампер. Потенциометрами постоянного тока при использовании делителей напряжения можно измерять напряжение до 1000 В.

Измерение тока при помощи потенциометра проводят косвенным путем — искомый ток определяют по падению напряжения на образцовом резисторе. Погрешность измерения в этом случае возрастает за счет погрешностей образцового резистора. Преимуществом потенциометров и цифровых приборов является малое потребление мощности, особенно при измерении напряжений.

Ток можно также найти, измерив падение напряжения на образцовом резисторе при помощи вольтметров элект-

ростатической или электронной систем. Однако для средних токов этот способ распространения не получил, так как измерение с помощью магнитоэлектрических амперметров проще, удобнее и, как правило, точнее

Измерение больших токов и напряжений. Шунтирование магнитоэлектрических приборов дает возможность измерять постоянные токи до нескольких тысяч ампер. Отдельные шунты на токи свыше 10 кА не изготавливаются вследствие их больших размеров и большой стоимости. Поэтому для измерения больших токов часто используют несколько шунтов, соединенных параллельно (рис. 10.3).

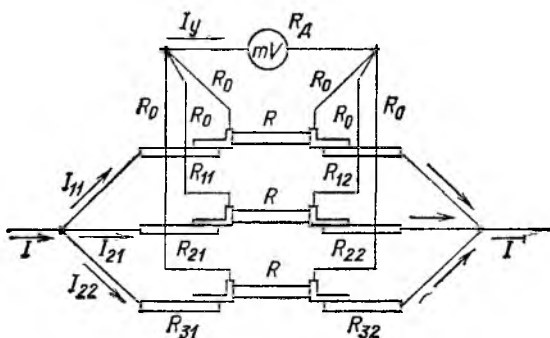


Рис. 10.3. Измерение больших токов с использованием параллельного соединения шунтов.

Несколько одинаковых шунтов подключают в разрыв шины, а проводники от потенциальных зажимов всех шунтов подводят к одному и тому же прибору. При равенстве сопротивлений R шунтов и сопротивлений R_0 потенциальных проводников наличие переходных сопротивлений в местах присоединения шунтов к шинам R_{11} , R_{12} , R_{21} , R_{22} , R_{31} и R_{32} не отражается на показаниях прибора, а ведет лишь к неравномерному распределению токов между шунтами. Ток I_y , протекающий через прибор, определяется только сопротивлениями шунтов, потенциальных проводников и прибора, т. е. точно так же, как и при измерении тока с помощью одного шунта. Практически используют несколько однотипных шунтов.

Но этот способ не дает возможности отделить цепь прибора от цепи измеряемого тока, что не позволяет применять его в цепях высокого напряжения, где требуется заземлять цепь прибора для защиты обслуживающего

персонала. При измерении тока в цепях высокого напряжения рекомендуется использовать трансформатор постоянного тока, описанный в § 3.5.

Для измерения постоянного напряжения до 6 кВ чаще всего применяют магнитоэлектрические вольтметры с добавочными резисторами.

При больших напряжениях использование добавочных резисторов сопряжено с большими трудностями, вызванными их громоздкостью и значительной потребляемой ими мощностью. В этих случаях применяют электростатические вольтметры, позволяющие измерять напряжение до 300 кВ (вольтметр типа С101), или включают обычные вольтметры через измерительные трансформаторы постоянного напряжения.

Запись постоянных токов и напряжений производится при помощи автоматических потенциометров или самопишущих приборов магнитоэлектрической системы.

10.3. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРЕМЕННЫХ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЧАСТОТЫ

Для оценки переменных токов и напряжений используют понятия действующего (среднеквадратического) значения, амплитудного (максимального) значения и средневыпрямленного значения.

Действующее, амплитудное и средневыпрямленное значения связаны между собой через коэффициент формы кривой $k_{\Phi} = U/U_{\text{ср}}$ (или $I/I_{\text{ср}}$) и коэффициент амплитуды $k_a = U_m/U$ (или I_m/I). Значения этих коэффициентов зависят от формы кривой напряжения (тока). Так, для синусоиды $k_{\Phi} = 1,11$ и $k_a = \sqrt{2} = 1,41$, поэтому, измерив одно из трех указанных выше значений измеряемой величины, можно легко определить остальные. Например, если вольтметром измерено действующее значение синусоидального напряжения $U = 110$ В, то это значит, что $U_m = 1,41 \cdot 110 \approx 155$ В, а $U_{\text{ср}} = 110/1,11 \approx 99$ В.

При несинусоидальном напряжении (токе) чем более «тупой» будет кривая измеряемой величины, т. е. чем ближе она будет к прямоугольной форме, тем ближе к единице будут коэффициенты k_{Φ} и k_a . Для кривой прямоугольной формы $k_{\Phi} = k_a = 1$. Наоборот, чем «острее» и «уже» будет кривая измеряемой величины, тем больше будут ее коэффициенты k_{Φ} и k_a .

Приборы электродинамической, ферродинамической, электромагнитной, электростатической и термоэлектри-

ческой систем реагируют на действующее значение измеряемой величины. Приборы выпрямительной системы реагируют на средневыпрямленное значение измеряемой величины. Приборы электронной системы, как аналоговые, так и цифровые, в зависимости от типа измерительного преобразователя переменного напряжения в постоянное могут реагировать на действующее, средневыпрямленное или амплитудное значение измеряемой величины.

Вольтметры и амперметры всех систем обычно градуируют в действующих значениях при синусоидальной форме кривой тока. При несинусоидальной форме кривой у приборов, реагирующих на средневыпрямленное или амплитудное значение тока (напряжения), будет возникать дополнительная погрешность, так как коэффициенты k_{ϕ} и k_a при несинусоидальной форме кривой отличаются от соответствующих значений для синусоиды.

Для измерения переменных токов до 10 мкА служат электронные микроамперметры. Они состоят из усилителя переменного тока и миллиамперметра выпрямительной или термоэлектрической системы. Иногда вместо усилителя переменного тока используется электронный преобразователь переменного тока в переменное напряжение, представляющий собой усилитель, охваченный глубокой отрицательной обратной связью по напряжению; переменное напряжение измеряют электростатическим измерительным механизмом. Электронные микроамперметры рассчитаны на работу в диапазоне звуковых частот и имеют классы точности 1,5—2,5.

Для измерения переменных токов свыше 10 мкА служат цифровые микроамперметры, которые в диапазоне частот до 5 кГц имеют погрешность не более 0,5%. Токи свыше 100 мкА можно измерять миллиамперметрами выпрямительной системы, а также миллиамперметрами термоэлектрической системы с промежуточным усилителем постоянного тока, подключенным к выходу термоэлектрического преобразователя. Приборы этих систем имеют классы точности 1,0—1,5.

Ферродинамические миллиамперметры позволяют измерять токи порядка 1 мА и более. Класс точности ферродинамических миллиамперметров 0,5

Чтобы повысить чувствительность или точность при измерении малых переменных токов промышленной частоты, при помощи вольтметра определяют падение напряжения, создаваемое током на образцовом резисторе.

Если при этом воспользоваться электронным вольтметром, то таким способом можно измерять токи до 10^{-11} А с погрешностью несколько процентов.

Для точного измерения напряжения можно применять потенциометры переменного тока или цифровые вольтметры переменного тока, которые распространены более широко, чем цифровые миллиамперметры.

Самыми чувствительными приборами, предназначенными для измерения малых переменных напряжений, являются аналоговые электронные милливольтметры, в которых измеряемое напряжение предварительно усиливается, а затем измеряется выпрямительным прибором. Эти приборы позволяют измерять напряжение порядка нескольких микровольт с погрешностью около 4—6%.

Существенно более высокую точность, но меньшую чувствительность имеют потенциометры переменного тока и цифровые вольтметры. Потенциометрами переменного тока измеряют напряжения от 1,0 мВ с погрешностью порядка десятых долей процента. Цифровые электронные милливольтметры позволяют измерять напряжения начиная с 10 мВ с погрешностью 0,1%. С увеличением измеряемой величины точность приборов возрастает.

Для измерения средних значений токов и напряжений можно использовать приборы электромагнитной, электродинамической, ферродинамической, выпрямительной, термоэлектрической и электронной систем, цифровые приборы и компенсаторы переменного тока; для измерения напряжений можно воспользоваться также электростатическими вольтметрами.

В тех случаях, когда необходима высокая точность измерения, применяют приборы электродинамической системы. Если прибор должен потреблять малую мощность, то предпочтительнее использовать приборы электронной и электростатической систем или цифровые приборы. Когда речь идет об измерениях синусоидальных токов и напряжений с погрешностью порядка 1,5—3,0%, очень удобны многопредельные вольтамперметры выпрямительной системы. Наиболее точным устройством для измерения переменных токов и напряжений является компаратор. С помощью компаратора измеряемый переменный ток или напряжение сравниваются с постоянным током (напряжением).

Основным элементом компаратора является преобразователь I , выходная величина которого u одинаковым

образом зависит от действующего значения переменного и постоянного входных сигналов (рис. 10.4). В качестве такого преобразователя могут быть использованы электростатические и электродинамические измерительные механизмы или термоэлектрические преобразователи. Компаратор работает следующим образом. Вначале при помощи ключа на вход преобразователя Π (например, термоэлектрического) подается измеряемый переменный ток (напряжение) x_{\sim} . Выходная величина y (например, ЭДС) измеряется потенциометром постоянного тока ППТ. Затем при помощи ключа на вход преобразователя подают постоянный ток (напряжение) x_{-} и регулируют

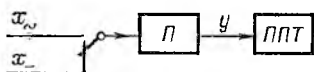


Рис. 10.4. Структурная схема компаратора.

его до получения того же значения y . Значение x_{-} измеряют потенциометром постоянного тока. Поскольку x_{\sim} и x_{-} создают на выходе преобразователя одну и ту же величину y , то они равны друг другу.

Погрешность измерения x_{\sim} складывается из погрешности измерения x_{-} и разности погрешностей преобразователя Π при измерении x_{\sim} и x_{-} . Так как погрешности преобразователя при измерении переменного и постоянного напряжений приблизительно равны, точность компаратора высока. Наименьшая погрешность измерения напряжения и тока с помощью компараторов составляет 0,01 %.

Для измерения больших токов и напряжений используют те же приборы, что и для измерения средних токов и напряжений, но амперметры включают через измерительные трансформаторы тока, а вольтметры — через измерительные трансформаторы напряжения. Трансформаторы служат для преобразования больших токов и напряжений в средние, которые могут быть непосредственно измерены приборами переменного тока. Кроме того, при помощи трансформаторов измерительные приборы изолируются от первичной цепи, которая часто находится под высоким напряжением. Запись переменных токов и напряжений обычно производят самопишущими приборами ферродинамической системы.

В трехфазных цепях при симметричной нагрузке ограничиваются измерением одного из линейных токов и

одного из линейных напряжений, причем измерения производят так же, как и в однофазных цепях. В цепях низкого напряжения измерение трех линейных напряжений в случае их асимметрии производят одним вольтметром с переключателем.

Для измерения трех линейных токов в трехфазной трехпроводной цепи с применением трансформаторов тока достаточно иметь два одинаковых трансформатора (рис. 10.5).

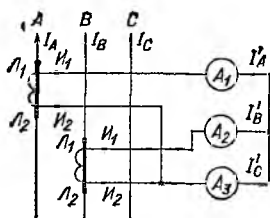


Рис. 10.5. Схема соединения трех амперметров через два трансформатора тока.

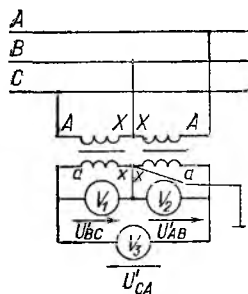


Рис. 10.6. Схема соединения трех вольтметров через два трансформатора напряжения.

Геометрическая сумма токов в трехфазной цепи равна нулю, т. е. ток $\dot{I}_C = -(\dot{I}_A + \dot{I}_B)$. Амперметром A_3 измеряется модуль тока $I'_C = -(\dot{I}_A + \dot{I}_B)$. Так как $I'_A = I_A/K_I$ и $I'_B = I_B/K_I$, то $I'_C = I_C/K_I$, где K_I — коэффициент трансформации трансформаторов тока.

Для измерения трех линейных напряжений трехфазной трехпроводной цепи с применением трансформаторов напряжения достаточно двух одинаковых трансформаторов (рис. 10.6).

Геометрическая сумма линейных напряжений в трехфазной цепи равна нулю, т. е. $\dot{U}_{CA} = -(\dot{U}_{AB} + \dot{U}_{BC})$.

Вольтметром V_3 измеряется модуль напряжения $\dot{U}'_{CA} = -(\dot{U}'_{AB} + \dot{U}'_{BC})$. Так как $U'_{AB} = U_{AB}/K_U$ и $U'_{BC} = U_{BC}/K_U$, то $U'_{CA} = U_{CA}/K_U$, где K_U — коэффициент трансформации трансформаторов напряжения.

10.4. ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ ПОВЫШЕННОЙ И ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

На рис. 10.7 приведена эквивалентная электрическая схема приборов измерения токов и напряжений. На этой схеме A и B — входные зажимы прибора, C — емкость между входными зажимами, C_1 и C_2 — емкости входных зажимов A и B относительно общей точки, R и L — активное сопротивление и индуктивность рабочей части амперметра или вольтметра.

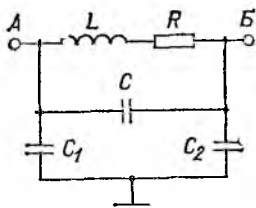


Рис. 10.7. Эквивалентная электрическая схема приборов для измерения токов и напряжений.

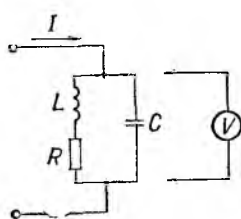


Рис. 10.8. Схема включения ИП параллельно резонансному контуру.

У прибора, включенного в электрическую цепь, емкости C_1 и C_2 в основном обусловлены емкостью входных проводов относительно общей точки.

У приборов электронной, выпрямительной и электростатической систем индуктивность L очень мала и ее влиянием обычно пренебрегают.

Если ток измеряют в цепи, имеющей общую точку, то один из зажимов амперметра следует присоединять к этой точке. В результате, если точка B соединена с общей точкой, емкость C_2 замыкается накоротко, а емкость C_1 оказывается включенной параллельно емкости C . Ток утечки через эти емкости обусловлен только падением напряжения на амперметре, которое обычно невелико. Емкости C_1 и C_2 обычно составляют десятки пикофард, и, только применяя специальные меры для уменьшения рабочей длины подводящих проводов, удастся снизить емкости C_1 и C_2 до единиц пикофард.

У приборов электромагнитной, электродинамической и ферродинамической систем индуктивность L обычно составляет несколько десятков микрогенри. Из-за сравнительно большой индуктивности приборы этих систем можно применять в цепях с частотой не более нескольких килогерц.

Входное сопротивление электронных и электростатических вольтметров представляет собой параллельное соединение активного сопротивления R и емкостей C и C_1 (при условии, что точка B — общая). С увеличением частоты емкостное сопротивление $X = \frac{1}{2\pi f} (C + C_1)$ уменьшается. При $C + C_1 = 40$ пФ и частоте $f = 50$ Гц емкостное сопротивление $X \approx 8 \cdot 10^7$ Ом, а при частоте $f = 10$ МГц сопротивление $X \approx 400$ Ом. Низкое входное сопротивление вольтметров на высоких частотах ограничивает возможности их применения.

Включение измерительного прибора в цепь может изменить эквивалентное сопротивление цепи, режим ее работы, а следовательно, и измеряемую величину. Особенно сильно сказывается влияние измерительных приборов на режим цепи при измерениях токов и напряжений высокой частоты. Значительное изменение режима работы цепи может произойти в связи с резонансными явлениями. Например, включение измерительного прибора в контур, настроенный в резонанс, или параллельно контуру (рис. 10.8) может расстроить контур и резко изменить измеряемую электрическую величину вследствие влияния входного сопротивления прибора.

Для измерения токов в широком диапазоне частот применяют амперметры термоэлектрической системы. Максимальный рабочий диапазон частот термоэлектрических миллиамперметров достигает 300 МГц, а минимальный предел измерения — 10 мА. Погрешность при измерении токов высокой частоты достигает 3—5%.

Для измерения напряжений в широком диапазоне частот применяются электронные, электростатические и термоэлектрические вольтметры.

Электронные вольтметры рассчитаны на работу в диапазоне частот от 20 Гц до 1000 МГц. Погрешность при измерении напряжений высокой частоты достигает 4—6%.

Термоэлектрические вольтметры предназначены для работы в диапазоне частот до нескольких мегагерц и имеют класс точности 1,5. Электростатические вольтметры предназначены для работы в диапазоне частот до 10 МГц и имеют во всем диапазоне частот класс точности 1,0. По сравнению с электронными и термоэлектрическими вольтметрами их чувствительность значительно ниже.

Для измерения токов и напряжений в звуковом диапазоне частот широко используют приборы выпрямительной системы.

Наиболее точными являются цифровые вольтметры переменного тока. Погрешность вольтметров составляет 0,5—1% в диапазоне частот до 1 МГц. С уменьшением частоты их точность существенно возрастает.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЙ, ЕМКОСТЕЙ, ИНДУКТИВНОСТЕЙ

11.1 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Сопротивление, емкость и индуктивность относятся к важнейшим параметрам электрической цепи, с измерением которых часто приходится встречаться на практике. В настоящее время известен ряд методов их измерения, а приборостроительная промышленность выпускает для этой цели средства измерения широкой номенклатуры. Выбор того или иного метода измерения и измерительной

аппаратуры при решении каждой конкретной измерительной задачи зависит от многих условий: вида измеряемого параметра, его значения, требуемой точности измерения, особенностей объекта измерения и т. п. Например, измерение сопротивлений твердых проводников, как правило, производится на постоянном токе, поскольку прибор для измерений в этом случае проще по конструкции и дешевле, чем аналогичный прибор для измерений на переменном токе. Однако измерение сопротивлений проводников, имеющих высокую влажность, например жидкостей или сопротивлений заземлений, производится только на переменном токе, так как результат измерения на постоянном токе будет содержать большие погрешности вследствие влияния электролиза.

11.2. ОСНОВНЫЕ МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ ПОСТОЯННОМУ ТОКУ

Диапазон измеряемых на практике сопротивлений широк (от 10^{-8} до 10^{15} Ом), и его условно делят по значениям сопротивлений на три части — малые (менее 10 Ом), средние (от 10 до 10^6 Ом) и большие (свыше 10^6 Ом), в каждой из которых измерение сопротивлений имеет свои особенности.

Сопротивление — параметр пассивный и в процессе измерения обязательно преобразуется в активную электрическую величину, значение которой затем измеряется. При этом важно позаботиться о том, чтобы полученная активная электрическая величина правильно отражала только измеряемое сопротивление и не содержала излишней информации, которая воспринимается как погрешность измерения. Рассмотрим с этой точки зрения особенности измерения малых и больших сопротивлений.

При измерении малых сопротивлений, например обмоток трансформаторов или коротких проводов, через сопротивление пропускается ток, а возникшее на этом сопротивлении напряжение измеряется. На рис. 11.1 показана схема соединений при измерении сопротивления R_x короткого проводника. Последний подключается к источнику тока I посредством двух соединительных проводников с собственным сопротивлением $R_{\text{д}}$. В местах соединения этих проводников с измеряемым сопротивлением образуются переходные сопротивления контактов

R_K . Значение R_{Π} зависит от материала соединительного проводника, его длины и сечения, значение R_K — от площади соприкасающихся частей, их чистоты и силы сжатия. Таким образом, числовые значения R_{Π} и R_K зависят от многих причин и определить их заранее трудно, но им можно дать примерную оценку. Если соединительные проводники выполнены коротким медным проводом с сечением в несколько квадратных миллиметров, а контактные сопротивления имеют чистую и хорошо сжатую

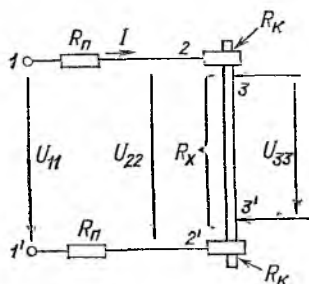


Рис. 111. Схема соединений при измерении сопротивления короткого проводника.

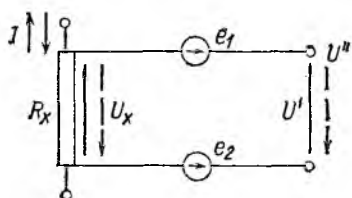


Рис. 112. Суммирование термо-ЭДС потенциальных зажимов.

поверхность, то для приближенных оценок можно принять $2(R_{\Pi} + R_K) \approx 0,01$ Ом.

В качестве измеряемого напряжения в схеме рис. 11.1 можно использовать U_{11} , U_{22} или U_{33} . Если выбрано U_{11} , то результат измерения отражает полное сопротивление цепи между зажимами $1-1'$:

$$R_{11} = U_{11}/I = R_x + 2(R_{\Pi} + R_K).$$

Здесь второе слагаемое полезной информации не содержит и представляет собой погрешность, относительное значение которой δ в процентах равно:

$$\delta = \frac{R_{11} - R_x}{R_x} 100 = 2 \frac{R_{\Pi} + R_K}{R_x} 100.$$

При измерении малых сопротивлений эта погрешность может быть большой. Например, если принять $2(R_{\Pi} + R_K) \approx 0,01$ Ом, а $R_x = 0,1$ Ом, то $\delta \approx 10\%$. Погрешность δ уменьшится, если в качестве измеряемого напряжения выбрать U_{22} :

$$R_{22} = U_{22}/I = R_x + 2R_K.$$

Здесь сопротивление подводящих проводов исключается из результата измерения, но остается влияние R_k .

Результат измерения будет полностью свободен от влияния R_{Π} и R_k , если в качестве измеряемого напряжения выбрать U_{33} :

$$R_x = U_{33}/I = R_x.$$

Схему включения R_x в таком случае называют четырехзажимной: первая пара зажимов 2-2' предназначена для подвода тока и называется токовыми зажимами, вторая пара зажимов 3-3' — для съема напряжения с измеряемого сопротивления и называется потенциальными зажимами.

Применение токовых и потенциальных зажимов при измерении малых сопротивлений является основным приемом для устранения влияния соединительных проводов и переходных сопротивлений на результат измерения.

Другая особенность измерения малых сопротивлений заключается в том, что значение напряжения U_{33} часто бывает малым — единицы милливольт, поэтому приходится считаться с возможностью появления в местах контактов термо-ЭДС. Термо-ЭДС образуется в местах соединения двух разнородных проводников; она зависит от материала проводников и температуры места их соединения и в ряде случаев достигает сотен микровольт. В схеме рис. 11.1 термо-ЭДС может возникнуть в токовых и потенциальных зажимах. Термо-ЭДС токовых зажимов на U_{33} влияния не оказывает, и ее не учитывают. Термо-ЭДС потенциальных зажимов (e_1 и e_2 , рис. 11.2) суммируются с U_{33} и могут внести значительную погрешность в результат измерения. Основные приемы борьбы с термо-ЭДС заключаются в выравнивании температур потенциальных зажимов (если разность температур между потенциальными зажимами равна нулю, то и термо-ЭДС между ними отсутствует), а также в проведении двух измерений U при разных направлениях тока I . Дело в том, что термо-ЭДС и ее полярность от направления тока I не зависят, а направление U_x зависит (рис. 11.2). В результате измерения получают два значения напряжения:

$$U' = U_x + e_1 - e_2;$$

$$U'' = U_x - e_1 + e_2.$$

Полусумма полученных результатов свободна от термо-ЭДС:

$$U = (U' + U'')/2 = U_x.$$

При измерении больших сопротивлений, например изолирующих материалов или изделий из них, поступают так: к сопротивлению прикладывают напряжение, а возникший ток измеряют и по нему судят о значении измеряемого сопротивления.

При измерении сопротивления изоляции различают объемное и поверхностное сопротивления. Например, при измерении сопротивления твердого диэлектрика к нему прикладывают два электрода *A* и *B* (рис. 11.3) с

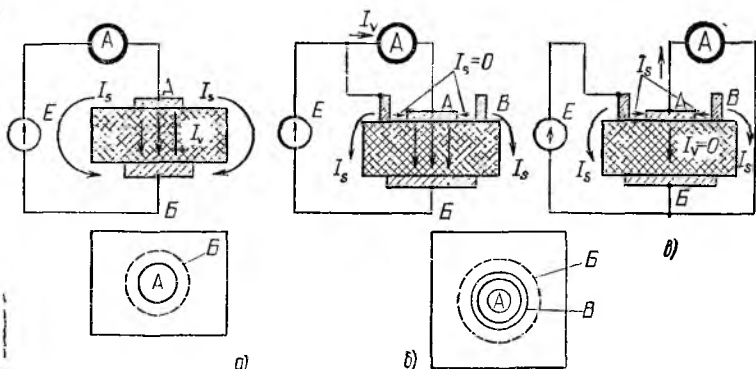


Рис. 11.3. Схемы для измерения сопротивления изоляции.

a — подключение электродов *A* и *B* и измерение тока $I = I_v + I_s$; *б* — измерение объемного сопротивления; *в* — измерение поверхностного сопротивления.

ЭДС *E* и измеряют возникший в цепи ток *I*. Как видно из рис. 11.3, *a*, ток *I* содержит две составляющие: $I = I_v + I_s$, где *I_v* — ток, протекающий по объему диэлектрика, а *I_s* — по его поверхности. Ток измеряют амперметром, в качестве которого обычно используют микроамперметр или гальванометр. Чтобы определить объемное и поверхностное сопротивления отдельно, надо ток *I_v* отделить от тока *I_s* и порознь измерить их значения. Эта задача решается с помощью охранного кольца *B* (рис. 11.3, *б* и *в*), которое обычно выполняется из меди и накладывается на испытуемый диэлектрик так, что один из электродов (электрод *A* на рис. 11.3, *б* и *в*) оказывается в центре этого кольца. Кольцо должно плотно

прилегать к материалу диэлектрика, а расстояние между ним и внутренним электродом должно быть достаточно большим. При измерении объемного сопротивления кольцо подключают к источнику питания, как показано на рис. 11.3, б, откуда видно, что через электрод A протекает только ток I_v . Ток I_s между электродами A и B практически отсутствует, так как потенциалы этих электродов почти одинаковы, а ток I'_s , текущий от кольца B к электроду B , в цепь измерителя тока не попадает.

На рис. 11.3, в показана схема измерения поверхностного сопротивления. Здесь $I_v = 0$, так как разность потенциалов между электродами A и B равна нулю, а амперметр показывает значение тока, протекающего между электродами A и B ; ток I'_s в цепь измерителя тока не попадает.

При испытании диэлектриков следует иметь в виду, что их электрическое сопротивление зависит от многих условий — окружающей температуры, влажности, значения испытываемого напряжения, продолжительности его действия и т. д.

Измерение сопротивления электрической цепи постоянному току на практике производится наиболее часто методом амперметра и вольтметра, логометрическим или мостовым методом.

Метод амперметра и вольтметра. Этот метод основан на раздельном измерении тока I в цепи измеримого сопротивления R_x и напряжения U на его зажимах и последующем вычислении значения R_x по показаниям измерительных приборов:

$$R_x = U/I.$$

Обычно ток I измеряют амперметром, а напряжение U — вольтметром, этим объясняется название метода. При измерении высокоомных сопротивлений, например сопротивления изоляции, ток I мал и его измеряют миллиамперметром, микроамперметром или гальванометром. При измерении низкоомных сопротивлений, например куска провода, оказывается малым значение U и для его измерения применяют милливольтметры, микровольтметры или гальванометры. Однако во всех этих случаях метод измерения сохраняет свое наименование — амперметра и вольтметра. Возможные схемы включения приборов показаны на рис. 11.4, а, б.

Достоинство метода заключается в простоте его реализации, недостаток — в сравнительно невысокой точности результата измерения, которая ограничена классом точности применяемых измерительных приборов и методической погрешностью. Последняя обусловлена влиянием мощности, потребляемой измерительными приборами в процессе измерения, другими словами — конечным значением собственных сопротивлений амперметра R_A и вольтметра R_V . Выразим методическую погрешность через параметры схемы.

В схеме рис. 11.4, а вольтметр показывает значение напряжения на зажимах R_x , а амперметр — сумму то-

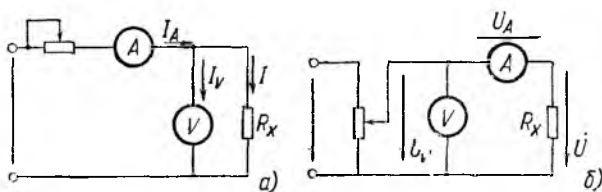


Рис. 11.4. Схемы для измерений малых (а) и больших (б) сопротивлений методом амперметра и вольтметра.

ков $I_V + I$. Следовательно, результат измерения R , вычисленный по показаниям приборов, будет отличаться от R_x :

$$R = \frac{U}{I + I_V} = \frac{U}{U/R_x + U/R_V} = \frac{R_x}{1 + R_x/R_V}.$$

Относительная погрешность измерения в процентах

$$\delta = \frac{R - R_x}{R_x} 100 = - \frac{R_x/R_V}{1 + R_x/R_V} 100 \approx - \frac{R_x}{R_V} 100.$$

Здесь приближенное равенство справедливо, так как при правильной организации эксперимента предполагается выполнение условия $R_V \gg R_x$.

В схеме рис. 11.4, б амперметр показывает значение тока в цепи с R_x , а вольтметр — сумму падений напряжений на R_x U и амперметре U_A . Учитывая это, можно по показаниям приборов вычислить результат измерения:

$$\frac{U + U_A}{I_A} = \frac{I_A R_x + I_A R_A}{I_A} = R_x + R_A.$$

Относительная погрешность измерения в процентах в данном случае равна:

$$\delta = \frac{R - R_x}{R_x} 100 = \frac{R_A}{R_x} 100.$$

Сравнивая полученные выражения относительных погрешностей, приходим к выводу: в схеме рис. 11.4, а на методическую погрешность результата измерения оказывает влияние только сопротивление R_V ; для снижения этой погрешности необходимо обеспечить условие $R_x \ll \ll R_V$; в схеме рис. 11.4, б на методическую погрешность результата измерения оказывает влияние только R_A ; снижение этой погрешности достигается выполнением условия $R_x \gg R_A$. Таким образом, при практическом использовании данного метода можно рекомендовать правило: измерение малых сопротивлений следует производить по схеме рис. 11.4, а; при измерении больших сопротивлений предпочтение следует отдавать схеме рис. 11.4, б.

Методическую погрешность результата измерения можно исключить путем введения соответствующих поправок, но для этого необходимо знать значения R_A и R_V . Если они известны, то из результата измерения по схеме рис. 11.4, б следует вычесть значение R_A ; в схеме рис. 11.4, а результат измерения отражает параллельное соединение сопротивлений R_x и R_V , поэтому значение R_x вычисляются по формуле

$$R_x = \frac{R}{1 - R/R_V}.$$

Если при данном методе применить источник питания с заранее известным напряжением, то необходимость измерения напряжения вольтметром отпадает, а шкалу амперметра можно сразу отградуировать в значениях измеряемого сопротивления. На этом принципе основано действие многих моделей выпускаемых промышленностью омметров непосредственной оценки. Упрощенная принципиальная схема такого омметра показана на рис. 11.5. Схема содержит источник ЭДС E , добавочный резистор R_d и амперметр (обычно микроамперметр) A . При подключении к зажимам схемы измеряемого сопротивления R_x в цепи возникает ток I , под действием которого подвижная часть амперметра поворачивается на угол α , а его указатель отклоняется на a делений

шкалы:

$$a = \frac{E}{C_I} \frac{I}{R_d + R_A + R_x},$$

где C_I — цена деления (постоянная) амперметра; R_A — сопротивление амперметра.

Следовательно, шкала омметра нелинейная. Стабильность градуировочной характеристики требует обеспечения стабильности всех коэффициентов уравнения. Между тем источник питания в такого рода приборах обычно реализуется в виде сухого элемента напряжения, ЭДС которого падает по мере его разряда. Ввести поправку на изменение E , как видно из уравнения, можно путем соответствующей регулировки C_I или R_d . Существуют омметры, в которых регулируется C_I путем изменения

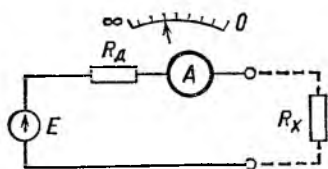


Рис. 11.5. Принципиальная схема омметра с последовательным включением измеряемого сопротивления.

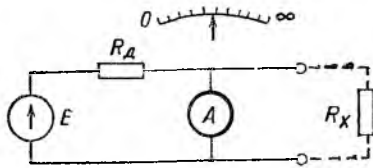


Рис. 11.6. Принципиальная схема омметра с параллельным включением измеряемого сопротивления.

индукции в зазоре магнитной системы амперметра с помощью магнитного шунта. В этом случае поддерживается постоянство отношения E/C_I и градуировочная характеристика прибора сохраняет свое значение независимо от значения E . Регулировка C_I производится так: зажимы прибора, к которым подключается R_x , замыкаются накоротко ($R_x = 0$) и регулировкой положения магнитного шунта добиваются установки указателя амперметра на нулевую отметку шкалы; последняя расположена на крайней правой точке шкалы. На этом регулировка заканчивается, и прибор готов к измерению сопротивлений.

Данный метод измерения сопротивлений применяется и в комбинированных приборах ампервольтомметрах. Однако здесь регулировка C_I недопустима, так как это приведет к нарушению градуировки прибора в режимах

измерений токов и напряжений. Поэтому в таких приборах поправку на изменение ЭДС E вводят регулировкой сопротивления добавочного резистора R_d , который выполняется в виде резистора с изменяемым сопротивлением. Процедура регулировки та же, что и в приборах с регулируемой магнитным шунтом магнитной индукцией в рабочем зазоре. В этом случае градуировочная характеристика прибора изменяется, что приводит к дополнительным методическим погрешностям. Однако параметры схемы выбираются так, чтобы указанная погрешность была небольшой.

Возможен другой способ подключения измеряемого сопротивления — не последовательно с амперметром, а параллельно ему (рис. 11.6). Зависимость между R_x и углом отклонения подвижной части в данном случае также нелинейная, однако нулевая отметка на шкале расположена слева, а не справа, как это имело место в предыдущем варианте. Такой способ подключения измеряемого сопротивления применяется только при измерении малых сопротивлений.

Логометрический метод. Этот метод основан на измерении отношения двух токов I_1 и I_2 , один из которых протекает по цепи с измеряемым сопротивлением, а другой — по цепи, сопротивление которой известно. Оба тока создаются одним источником напряжения, поэтому нестабильность последнего в известных пределах практически не влияет на точность результата измерения. Принципиальная схема омметра на основе логометра представлена на рис. 11.7. Схема содержит измерительный механизм на основе логометра магнитоэлектрической системы с двумя рамками. Измеряемое сопротивление может быть включено последовательно (рис. 11.7, а) или параллельно (рис. 11.7, б) относительно рамки из-

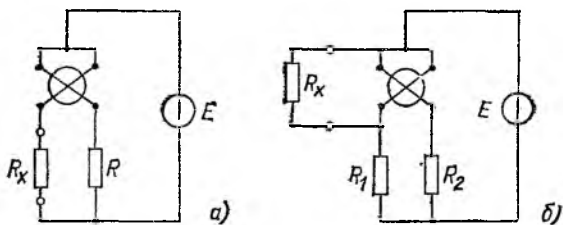


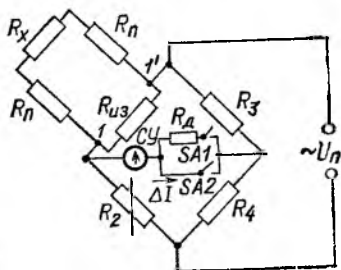
Рис. 11.7. Схемы омметров на основе логометра для измерения больших (а) и малых (б) сопротивлений.

мерительного механизма. Последовательное включение применяется при измерении средних и больших сопротивлений, параллельное — при измерении малых сопротивлений. Дальнейшее рассмотрение работы омметра на основе логометра будем вести на примере схемы рис. 11.7, а. Если пренебречь сопротивлением обмоток рамок логометра, то угол поворота подвижной части α зависит только от отношения сопротивлений:

$$\alpha = F (R_{\infty}/R).$$

Сопротивлением резистора R задается диапазон измеряемых омметром сопротивлений.

Напряжение питания логометра влияет на чувствительность его измерительного механизма к изменению измеряемого сопротивления и не должно быть ниже определенного уровня. Обычно напряжение питания логометров устанавливают с некоторым запасом по отношению к минимально допустимому уровню для того, чтобы его возможные колебания не влияли на точность результата измерения. Значение напряжения питания и способ его получения зависят от назначения омметра и диапазона измеряемых сопротивлений: при измерении малых и средних сопротивлений применяют сухие ба-



→
Рис. 11.8. Схема одинарного моста.

тарей, аккумуляторы или источники питания от промышленной сети, при измерении больших сопротивлений, например, изоляции, — специальные генераторы с напряжением 100, 500, 1000 В и более.

Измерение сопротивлений одинарным мостом.

Схема одинарного моста представлена на рис. 11.8. Общие сведения о работе мостовых цепей изложены в гл. 6. Здесь же рассмотрим причины, в результате которых ограничен диапазон измеряемых мостом сопротивлений, основные источники погрешностей и порядок работы с мостом.

Допустим, что измеряемое сопротивление R_x подключается соединительными проводами к зажимам $I-I'$ пер-

вого плеча моста. Обозначим сопротивление соединительных проводов с учетом переходных сопротивлений контактов R_{Π} . Зажимы 1-1' крепятся на диэлектрике. Обозначим сопротивление изоляции между ними $R_{\text{из}}$. Полное сопротивление первого плеча равно:

$$R_1 = \frac{(R_x + 2R_{\Pi}) R_{\text{из}}}{R_x + 2R_{\Pi} + R_{\text{из}}} = \frac{R_x + 2R_{\Pi}}{1 + 2R_{\Pi}/R_{\text{из}} + R_x/R_{\text{из}}}$$

Обычно значение R_{Π} мало и при коротких медных проводах можно принять: $2R_{\Pi} \leq 0,01$ Ом. Зажимы 1-1' размещаются на высококачественном диэлектрике, и для $R_{\text{из}}$ можно принять: $R_{\text{из}} \geq 10^{11}$ Ом. С учетом введенных допущений выражение для R_1 можно упростить и в области малых R_x считать:

$$R_1 = R_x + 2R_{\Pi}$$

Относительная погрешность δ_1 сопротивления первого плеча моста, %, равна:

$$\delta_1 = \frac{R_1 - R_x}{R_x} 100 = 2 \frac{R_{\Pi}}{R_x} 100.$$

Если потребовать, чтобы эта погрешность не превышала 0,1%, т. е. $\delta_1 \leq 0,1\%$, получим нижнюю границу измеряемых одинарным мостом сопротивлений:

$$2 \frac{R_{\Pi}}{R_x} 100 \leq 0,1,$$

откуда $R_x \geq 10$ Ом.

В области больших R_x влиянием R_{Π} пренебрегают и выражение для R_1 принимает вид:

$$R_1 = \frac{R_x}{1 + R_x/R_{\text{из}}}$$

Относительная погрешность δ_1 сопротивления первого плеча, %, равна:

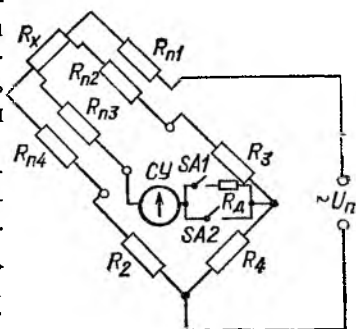
$$\delta_1 = \frac{R_1 - R_x}{R_x} 100 = - \frac{R_x}{R_x + R_{\text{из}}} 100 \approx - \frac{R_x}{R_{\text{из}}} 100.$$

Если потребовать, чтобы и в данном случае имело место неравенство $|\delta_1| \leq 0,1\%$, получим оценку верхней границы измеряемых одинарным мостом сопротивлений:

$$\frac{R_x}{R_{\text{из}}} 100 \leq 0,1,$$

откуда $R_x \leq 10^8$ Ом.

Таким образом, приходим к выводу, что диапазон измеряемых одинарным мостом сопротивлений от 10 до 10^8 Ом ограничен снизу влиянием сопротивлений подводящих проводов и переходных контактов, а сверху — сопротивлением изоляции. Указанные значения границ 10 и 10^8 Ом являются условными. Они справедливы лишь при введенных выше допущениях. Существуют приемы, позволяющие расширить значения указанных границ. Например, область измеряемых одинарным мостом малых сопротивлений можно расширить путем перехода к четырехзажимной схеме включения измеряемого сопротивления (рис. 11.9). Схема строится так, чтобы сопротивления подводящих проводов в первое плечо моста не входили, а входили в цепи, где их влияние не очень заметно. На рис. 11.9 $R_{п1}$ и $R_{п3}$ включены в диагонали питания и нагрузки. В уравнение равновесия они не входят и погрешность в резуль-



→
Рис. 11.9. Четырехзажимная схема включения измеряемого сопротивления.

тате измерения R_x не вносят; $R_{п2}$ и $R_{п4}$ оказались включенными в третье и второе плечи моста, но значения R_2 и R_3 выбираются достаточно большими, чтобы влиянием $R_{п4}$ и $R_{п2}$ можно было пренебречь.

Обратимся к погрешностям моста. Если известно, что мост уравновешен, а сопротивлением подводящих проводов и переходными сопротивлениями контактов можно пренебречь, то справедливо равенство

$$R_x = R_2 \frac{R_3}{R_4}.$$

Протрем над этим равенством операции логарифмирования, а затем дифференцирования и получим:

$$\ln R_x = \ln R_2 + \ln R_3 - \ln R_4;$$

$$dR_x/R_x = dR_2/R_2 + dR_3/R_3 - dR_4/R_4.$$

Перейдем от бесконечно малых dR к конечным при-

ращениям ΔR :

$$\Delta R_x/R_x = \Delta R_2/R_2 + \Delta R_3/R_3 - \Delta R_4/R_4.$$

Отношение вида $\Delta R/R$ представляет собой не что иное, как относительную погрешность сопротивления δ . Следовательно, последнее выражение можно представить в виде

$$\delta_x = \delta_2 + \delta_3 - \delta_4,$$

где δ_x — относительная погрешность измерения R_x ; δ_2 , δ_3 , δ_4 — относительные погрешности сопротивлений второго, третьего и четвертого плеч моста.

Полученное выражение справедливо только в том случае, когда мост уравновешен. В процессе уравновешивания моста можно выделить две операции (см. гл. 6): выбор поддиапазона измерения (регулировка отношения R_3/R_4) и точное уравновешивание (регулировка R_2). Контроль равновесия производится сравнивающим устройством СУ (см. рис. 11.8). В качестве сравнивающего устройства обычно используются гальванометры или специальные приборы — микровольтнаноамперметры. Обладая высокой стабильностью нулевого уровня и реагируя на малейшие изменения тока в индикаторной диагонали, сравнивающие устройства не выдерживают больших токовых перегрузок, которые возникают, если состояние мостовой схемы далеко от равновесия, поэтому для защиты сравнивающих устройств от перегрузок в индикаторную диагональ моста вводится добавочный резистор R_d (см. рис. 11.8, 11.9), значения которого обычно 10^5 Ом или более.

Важным параметром моста является напряжение питания $U_{\text{п}}$. Значение $U_{\text{п}}$ влияет на чувствительность моста и не может выбираться произвольно. Дело в том, что для уравновешивания моста необходимо обеспечить определенную чувствительность всей мостовой установки $S_{\text{м}} = \Delta a / \Delta R$ (Δa — отклонение указателя сравнивающего устройства), которая определяется чувствительностью мостовой схемы $S_{\text{сх}} = \Delta R / \Delta I$ и сравнивающего устройства $S_{\text{сy}} = \Delta a / \Delta I$:

$$S_{\text{м}} = \frac{\Delta a}{\Delta R} = \frac{\Delta a}{\Delta I} \frac{\Delta I}{\Delta R} = S_{\text{сy}} S_{\text{сх}}.$$

Чем выше будет $S_{\text{сх}}$, тем более грубое, следовательно, более надежное и дешевое сравнивающее устройство можно выбрать. Чувствительность схемы $S_{\text{сх}}$ зависит

от U_{II} и соотношения сопротивлений резисторов мостовой схемы, причем зависимость от U_{II} имеет вид прямой пропорциональности. С точки зрения повышения $S_{сх}$ значение U_{II} целесообразно выбирать возможно большим. Ограничением на этом пути является предельно допустимая мощность, рассеиваемая в резисторах плеч моста. В реальных мостах значение U_{II} лежит в пределах от десятых долей до сотен вольт.

Измерение сопротивлений двойным мостом. Двойной мост предназначен для измерения малых сопротивлений. Его принципиальная схема представлена на рис. 11.10. Измеряемое сопротивление R_x включено последовательно с образцовым R_0 , значение которого выбирается одного порядка с измеряемым. При помощи переключателя SA цепь подключается к источнику питания с напряже-

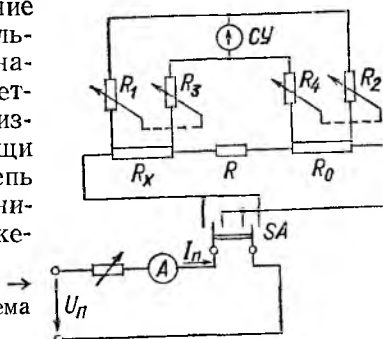


Рис. 11.10. Принципиальная схема двойного моста.

нием U_{II} . Поскольку R_x и R_0 малы, то удобно контролировать не напряжение питания на зажимах R_x и R_0 , а ток в этой цепи, поэтому в схему введен амперметр. Сопротивление проводника, объединяющего R_x и R_0 с учетом переходных сопротивлений контактов, обозначено R . Уравнения равновесия моста можно найти следующим образом: треугольник сопротивлений R , R_3 , R_4 преобразуется в звезду известными из электротехники методами, при этом схема двойного моста преобразуется в схему одинарного (четырёхплечего) моста, уравнение равновесия которого уже известно. После указанных преобразований получим:

$$R_x = R_0 \frac{R_1}{R_2} + \frac{R}{R + R_3 + R_4} \left(\frac{R_1 R_1}{R_2} - R_{\#} \right).$$

Здесь важно подчеркнуть, что результат измерения R_x зависит от неизвестной величины R , что приводит к погрешностям измерения R_x , особенно значительным при измерении очень малых сопротивлений. Поэтому принимаются меры к тому, чтобы ослабить эту зависи-

мость и исключить второе слагаемое (содержащее R) из уравнения для R_x . Для этого в схеме моста обеспечивают выполнение условий $R_1=R_3$, $R_2=R_4$. Абсолютно точно выдержать указанные условия на практике не удастся из-за наличия инструментальных погрешностей (неточности изготовления резисторов R_1-R_4). В связи с этим уменьшают значение R путем выбора проводника связи предельно коротким и с большим сечением, в результате чего во многих случаях можно пренебречь влиянием второго слагаемого в уравнении равновесия и представить его в виде

$$R_x \approx R_0 \frac{R_1}{R_2}.$$

Выбор предела измерения производится изменением R_2 , поэтому значение R_2 выбирается равным 10^n , Ом (где $n=1, 2, 3...$). Аналогично R_2 изменяется и R_4 , что обеспечивает выполнение условия $R_2=R_4$. Уравновешивают мост на выбранном поддиапазоне измерения регулировкой сопротивления резистора R_1 , который обычно выполняется в виде многодекадного магазина сопротивлений. Условие $R_3=R_1$ обеспечивается так: R_3 выполняется конструктивно аналогично R_1 и содержит одинаковое с R_1 число декад; переключатели в соответствующих декадах R_1 и R_3 имеют одну общую ручку управления, поворот которой вызывает одновременное и одинаковое изменение R_1 и R_3 .

Переключатель SA в схеме моста предназначен для измерения значения R_x при разных направлениях тока I_n . Этим приемом пользуются для исключения влияния термо-ЭДС, возникающих в различных местах моста (прежде всего на потенциальных зажимах R_x и R_0), на результат измерения. Дело в том, что значение и направление термо-ЭДС не зависят от направления тока I_n , а полярность падений напряжений на R_x и R_0 зависит от направления этого тока. При одном направлении I_n термо-ЭДС вносят в результат измерения положительную погрешность ($R'_x=R_x+\Delta$), при другом — отрицательную ($R''_x=R_x-\Delta$), но абсолютное значение этой погрешности $|\Delta|$ остается одним и тем же. Взяв полу-сумму результатов этих показаний, получим результат измерения, в котором погрешность, вызванная действием термо-ЭДС, оказывается исключенной:

$$(R'_x + R''_x)/2 = (R_x + \Delta + R_x - \Delta)/2 = R_x.$$

Отечественная промышленность выпускает мосты типов Р39, Р329, МОД61, в которых измерительная схема с помощью простых переключений преобразуется из одинарного моста в двойной и наоборот. Таким образом, в одном типе моста удается охватить широкий диапазон измеряемых сопротивлений.

Например, мост типа Р329 имеет диапазон измеряемых сопротивлений от 10^{-8} до 10^6 Ом, причем сопротивления от 10^{-8} до 10^2 Ом измеряются по схеме двойного моста, а от 50 до 10^6 Ом — по схеме одинарного моста. На рис. 11.11 показана схема двойного моста модели

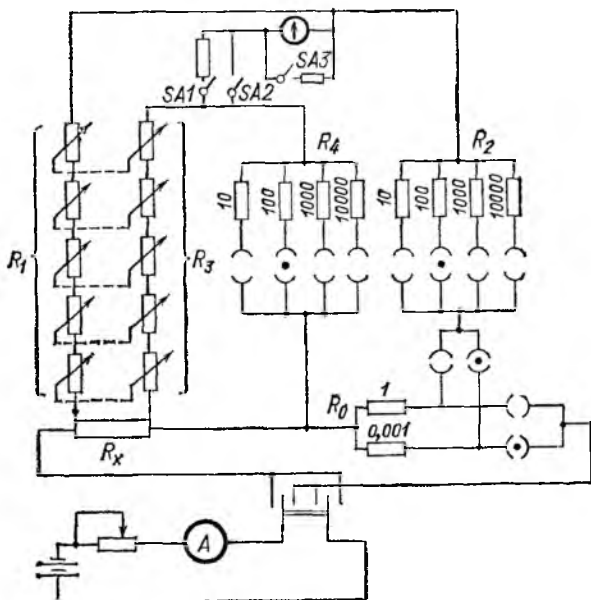


Рис. 11.11. Схема двойного моста Р329.

Р329. Мост содержит два встроенных образцовых резистора R_0 со значениями 1 и 0,001 Ом, но допускает включение внешних образцовых резисторов различных номиналов. Сопротивления плеч R_1 и R_3 выполнены в виде пятидекадных магазинов сопротивлений с сопротивлениями одной ступени декады соответственно 0,01; 0,1; 1; 10 и 100 Ом. Одноименные декады магазинов R_1 и R_3 имеют одну ручку управления, что обеспечивает выполнение

условия $R_1 = R_3$ при любом положении ручек декад. Резисторы R_2 и R_4 выполнены в виде магазинов с одинаковыми сопротивлениями 10, 100, 1000 и 10000 Ом. При работе с двойным мостом необходимо следить, чтобы выполнялось условие $R_2 = R_4$. Ток питания моста не должен превышать значений, определяемых максимально допустимой мощностью, рассеиваемой в R_x и R_0 . В частности, допустимая мощность, рассеиваемая только в R_0 , ограничивает предельный ток при $R_0 = 1$ Ом значением 0,5 А, а при $R_0 = 0,001$ Ом — значением 32 А.

Диапазон измеряемых сопротивлений мостами типов РЗ9 и МОД61 шире — от 10^{-8} до 10^8 Ом. Сопротивления от 10^{-8} до 10^2 Ом измеряются по схеме двойного моста (МД), а от 10^{-4} до 10^8 — по схеме одинарного моста (МО), при этом измеряемые сопротивления от 10^{-4} до

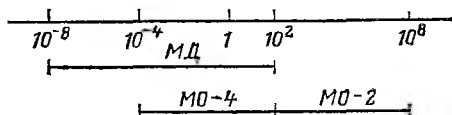


Рис 11.12. Область применения одинарного и двойного мостов.

10^2 Ом в схеме одинарного моста включаются по четырехзажимной схеме включения (МО-4), а от 10^2 Ом и более — по двухзажимной (МО-2).

На рис. 11.12 показана область применения одинарного и двойного мостов, откуда видно, что диапазон измеряемых сопротивлений от 10^{-4} до 10^2 Ом перекрывается как одинарным, так и двойным мостом. Однако точность измерения сопротивлений двойным мостом здесь гораздо выше, чем одинарным, например в диапазоне от 10^{-4} до 10^{-2} Ом основная погрешность измерения по схеме МД не превышает 0,02%, а по схеме МО-4 находится в пределах от 0,1 до 1%. Основное достоинство одинарного моста — простота эксплуатации.

Мосты постоянного тока часто применяются при исследовании кабелей и линий связи для установления места их повреждения (если таковое имеется), измерения асимметрии проводов, а также сопротивления изоляции. Для этих целей наша промышленность выпускает специальные мосты типов РЗЗЗ, РЗЗ4, КМ-61С и некоторые другие. Диапазон измеряемых сопротивлений такими

мостами уже, а погрешность измерения выше, чем мостами, рассмотренными выше. Например, мост типа РЗЗ на постоянном токе имеет диапазон измеряемых сопротивлений от $5 \cdot 10^{-3}$ до 10^6 Ом, который разбит на четыре поддиапазона измерения; погрешность измерения в зависимости от поддиапазона измерения лежит в пределах от $\pm 0,5$ до $\pm 5\%$.

11.3. ИЗМЕРЕНИЕ ЕМКОСТИ И ИНДУКТИВНОСТИ

Качество многих электрических цепей зависит от степени соответствия их параметров требуемым значениям. Поэтому с измерением емкости C , индуктивности L и взаимной индуктивности M приходится встречаться часто. Элементов электрической цепи, которые бы в чистом виде содержали только один из каких-либо перечисленных выше параметров, на практике не существует. Например, любой конденсатор помимо емкости характеризуется также конкретным сопротивлением потерь и сопротивлением изоляции между его обкладками; катушка индуктивности имеет также сопротивление проводника и межвитковую емкость. Однако на практике эти элементы электрической цепи часто представляют упрощенными схемами замещения, содержащими только два наиболее существенных элемента (R и C ; R и L), знание значений которых позволяет правильно судить о состоянии цепи.

На рис. 11.13, а, б показаны эквивалентные схемы замещения и векторные диаграммы двух наиболее распространенных способов представления конденсаторов — последовательной и параллельной схемами замещения. В

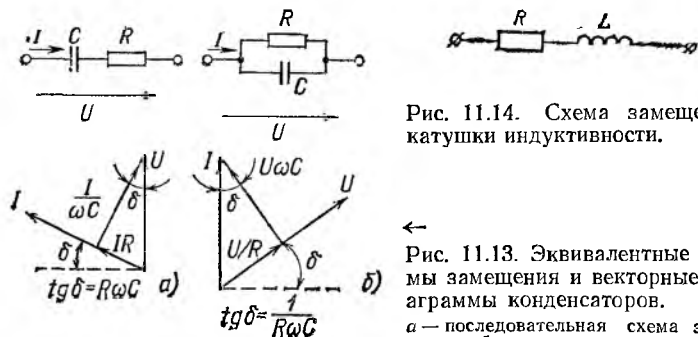


Рис. 11.14. Схема замещения катушки индуктивности.

←
Рис. 11.13. Эквивалентные схемы замещения и векторные диаграммы конденсаторов. а — последовательная схема замещения; б — параллельная.

таком конденсаторе ток опережает напряжение на угол, меньший 90° . Угол δ , дополняющий угол между током и напряжением в цепи конденсатора до 90° , называется углом потерь. Конденсаторы принято характеризовать двумя параметрами: емкостью C и тангенсом угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg} \delta$. Как видно из рис. 11.13, *а*, в последовательной схеме $\operatorname{tg} \delta$ отражает отношение падений напряжений на активном сопротивлении и емкости, а в параллельной схеме рис. 11.13, *б* — отношение токов.

При измерении параметров катушки индуктивности в ней обычно выделяют и измеряют значения индуктивности L и сопротивления потерь R (рис. 11.14) или добротности Q , под которой понимают отношение индуктивного сопротивления катушки к активному:

$$Q = \omega L/R.$$

Таким образом, для измерения параметров конденсаторов и катушек индуктивностей необходимы методы и аппаратура, позволяющие производить раздельное измерение активной и реактивной составляющих комплексного сопротивления. Наиболее часто для этих целей применяются мостовые методы.

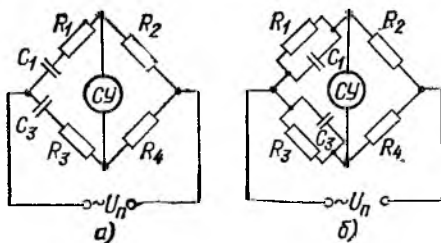


Рис. 11.15. Мостовые схемы для измерения параметров конденсаторов.

а — при последовательной схеме замещения; *б* — при параллельной схеме замещения.

Мосты для измерения емкости и угла потерь конденсаторов. На рис. 11.15, *а, б* показаны мостовые схемы для измерения параметров конденсаторов с последовательной и параллельной схемами замещения последнего. Допустим, что конденсатор, параметры которого измеряются, включен в первое плечо моста и мост уравновешен.

В таком случае справедливо равенство

$$\underline{Z}_1 = \underline{Z}_2 \underline{Z}_3 / \underline{Z}_4.$$

Для схемы рис. 11.15, а

$$\underline{Z}_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}; \quad \underline{Z}_2 = R_2; \quad \underline{Z}_3 = R_3 + \frac{1}{j\omega C_3}; \quad \underline{Z}_4 = R_4.$$

Подставив эти значения в уравнение равновесия моста, получим:

$$R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{R_2}{R_4} \left(R_3 + \frac{1}{j\omega C_3} \right).$$

Приравняв отдельно действительные и мнимые части этого соотношения, найдем:

$$R_1 = R_3 \frac{R_2}{R_4}; \quad C_1 = C_3 \frac{R_4}{R_2}.$$

Для схемы рис. 11.15, б

$$\underline{Z}_1 = \frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_1}; \quad \underline{Z}_2 = R_2; \quad \underline{Z}_3 = \frac{R_3}{1 + j\omega R_3 C_3}; \quad \underline{Z}_4 = R_4.$$

Подставив эти выражения в уравнение равновесия моста, получим:

$$\frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_1} = \frac{R_2}{R_4} \frac{R_3}{1 + j\omega R_3 C_3}.$$

Из последнего уравнения следует

$$R_1 = R_3 \frac{R_2}{R_4}; \quad C_1 = C_3 \frac{R_4}{R_2}; \quad \operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\omega R_1 C_1} = \frac{1}{\omega R_3 C_3}.$$

При испытании изоляции кабелей высокого напряжения и некоторых других элементов мост питают от высоковольтного источника. В таком случае применяется схема, показанная на рис. 11.16. Эта схема обеспечивает не только возможность измерения интересующих нас параметров, но и безопасность работы с мостом, так как регулируемые параметры R_4 , C_4 находятся под низким напряжением. Прodelав математические выкладки, аналогичные сделанным выше, можно показать, что для уравновешенного моста в данном случае справедливы отношения

$$R_1 = R_2 \frac{C_4}{C_3}; \quad C_1 = C_3 \frac{R_4}{R_2}; \quad \operatorname{tg} \delta = \omega R_1 C_1.$$

Мосты для измерения индуктивности. Катушка индуктивности, параметры которой измеряются, включает-

ся в одно из плеч четырехплечего моста, например в первое плечо $\underline{Z}_1 = R_1 + j\omega L_1$. Чтобы мост можно было уравновесить, по крайней мере, одно из оставшихся плеч должно содержать реактивность в виде индуктивности или емкости. Предпочтение отдают последней, так как катушки индуктивности по точности изготовления усту-

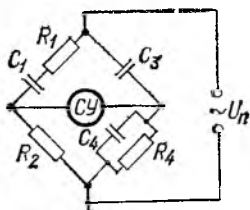


Рис. 11.16. Схема высоковольтного моста для измерения параметров конденсатора.

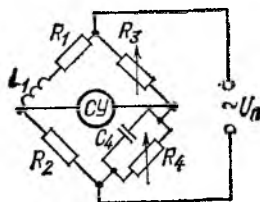


Рис. 11.17. Схема моста для измерения параметров катушек индуктивности.

пают конденсаторам, а стоят значительно дороже. Схема такого моста показана на рис. 11.17. Здесь

$$\underline{Z}_2 = R_2; \quad \underline{Z}_3 = R_3; \quad \underline{Z}_4 = R_4 / (1 + j\omega R_4 C_4).$$

При равновесии моста согласно общему уравнению равновесия справедливо

$$R_1 + j\omega L_1 = \frac{R_2 R_3}{R_4} (1 + j\omega R_4 C_4).$$

Приравняв отдельно действительные и мнимые части, получим два условия равновесия:

$$R_1 = R_2 R_3 / R_4; \quad L_1 = R_2 R_3 C_4.$$

Добротность катушки Q выражается через найденные значения R_1 , L_1 или значения R_4 , C_4 :

$$Q = \omega L_1 / R_1 = \omega R_4 C_4.$$

Уравновешивается такой мост регулировкой R_3 и R_4 . Значение R_3 пропорционально индуктивности, а R_4 — добротности измеряемой катушки.

Недостаток рассмотренной схемы — плохая сходимость моста при измерении параметров катушек с низкой добротностью. Если $Q = 1$, процесс уравновешивания уже затруднен, а при $Q < 0,5$ уравновешивание моста практически невозможно.

Измерение параметров катушек индуктивности с низкой добротностью производится с помощью шестиплевого моста (рис. 11.18). Условия равновесия такого моста можно найти следующим образом: треугольник, образованный элементами R_4 , R_5 и C , преобразуют в звезду, при этом мост становится четырехплечим, уравнение равновесия которого уже знакомо. После указанных преобразований находим два условия равновесия моста:

$$R_1 = \frac{R_2}{R_4} R_3; L_1 = C [R_2 R_3 + R_5 (R_1 + R_2)].$$

Мост уравнивается регулировкой R_4 и R_5 . Первоначально регулировкой R_4 достигается выполнение первого условия равновесия моста, а затем регулировкой R_5 — второго. Сопротивление

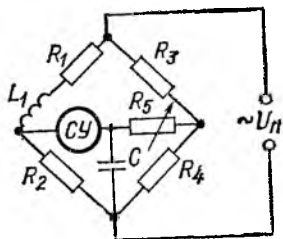


Рис. 11.18 Схема шестиплевого моста для измерения параметров катушек индуктивности.

R_5 не входит в первое условие, поэтому регулировка R_5 не нарушает его хорошей сходимости.

ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ

12.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Измерение мощности в цепях постоянного тока и активной и реактивной мощности в цепях переменного тока — однофазных и трехфазных, трехпроводных и четырехпроводных — производится в абсолютном большинстве случаев электродинамическими и ферродинамическими ваттметрами, выпускаемыми в соответствии с ГОСТ 8476-78.

В лабораторной практике применяются, главным образом, электродинамические ваттметры классов точности 0,1; 0,2; 0,3 и 0,5. В промышленности при технических измерениях широко применяются ферродинамические ваттметры классов точности 1,0; 1,5 и 2,5.

Шкалы однодиапазонных ваттметров проградуированы в значениях измеряемой величины, т. е. в ваттах, киловаттах и т. д. Многодиапазонные ваттметры, предназначенные, главным образом, для лабораторных исследований, имеют неградуированную шкалу. Перед использованием таких ваттметров при известных номинальном значении тока $I_{\text{ном}}$ и номинальном значении напряжения $U_{\text{ном}}$ выбранного диапазона, а также числе делений шкалы $a_{\text{шк}}$ применяемого ваттметра необходимо определить их цену деления (постоянную) при $\cos \varphi = 1$ по формуле

$$C_{\text{ном}} = (U_{\text{ном}} I_{\text{ном}}) / a_{\text{шк}}.$$

Очевидно, что, зная значение цены деления $C_{\text{ном}}$ для данного ваттметра на выбранном диапазоне показаний, нетрудно произвести отсчет значения измеряемой величины.

Действительно, измеряемое значение мощности, Вт, равно:

$$P = C_{\text{ном}} a,$$

где a — отсчет по шкале ваттметра в делениях.

Необходимо также напомнить, что как электродинамические, так и ферродинамические ваттметры имеют равномерную шкалу.

Электродинамические ваттметры применяются для измерения мощности в цепях постоянного тока и цепях переменного тока частотой до нескольких тысяч герц.

Ферродинамические ваттметры применяются для измерения мощности в цепях переменного тока, главным образом, промышленной частоты.

В § 5.7 были рассмотрены принцип действия и особенности работы одноэлементных электродинамических и ферродинамических ваттметров. Ниже излагаются вопросы применения одноэлементных ваттметров в цепях постоянного и переменного тока. Кроме того, в этой главе анализируются возможности двух- и трехэлементных электродинамических и ферродинамических ваттметров при измерении как активной, так и реактивной мощности в трехфазных трехпроводных и четырехпроводных цепях.

Электронные ваттметры и специальные ваттметры, предназначенные для измерения мощности на высоких частотах, в данной главе не рассматриваются.

12.2. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ В ЦЕПЯХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Анализируя выражение, определяющее мощность, выделяемую в какой-либо нагрузке,

$$P = UI, \quad (12.1)$$

нетрудно видеть, что мощность P может быть определена косвенно путем проведения двух прямых измерений: напряжения на нагрузке U с помощью вольтметра и тока в нагрузке I с помощью амперметра. Наиболее целесообразно применение в этом случае вольтметра и амперметра магнитоэлектрической системы.

На рис. 12.1, *а*, *б* приведены две схемы включения амперметра и вольтметра. Выбор той или иной схемы обу-

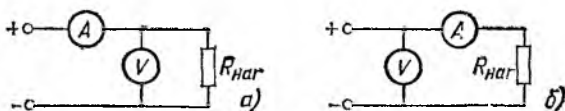


Рис 12.1. Схемы включения приборов для измерения мощности в цепи постоянного тока.

а — сопротивление нагрузки мало по сравнению с сопротивлением вольтметра; *б* — сопротивление нагрузки велико по сравнению с сопротивлением амперметра.

словлен допускаемой методической погрешностью измерения, вызываемой соизмеримостью внутренних сопротивлений мало, схема рис. 12.1, *б* — когда сопротивление нагрузки $R_{наг}$.

Схема рис. 12.1, *а* применяется при измерении мощности в случае, когда сопротивление нагрузки относительно мало, схема рис. 12.1, *б* — когда сопротивление нагрузки относительно велико.

Более подробно вопрос о методической погрешности, возникающей при применении метода амперметра и вольтметра, рассмотрен в § 11.2 при анализе погрешности косвенного измерения этим методом сопротивлений резисторов.

Несмотря на кажущуюся простоту и доступность, метод амперметра и вольтметра для измерения мощности P на практике применяется крайне редко. Это объясняется тем, что названный метод требует одновременного

отсчета показаний двух приборов и последующего вычисления P .

Наиболее просто и с необходимой точностью измерение мощности производится непосредственно с помощью одного одноэлементного электродинамического ваттметра. Включение такого ваттметра в цепь постоянного тока необходимо осуществлять с соблюдением правильности соединения генераторных зажимов обмотки цепи тока и напряжения. На рис. 12.2 показано включение ваттметра PW для измерения мощности P .

Генераторный зажим токовой обмотки ваттметра всегда включается в сторону источника питания. Генераторный зажим обмотки напряжения, в целях умень-

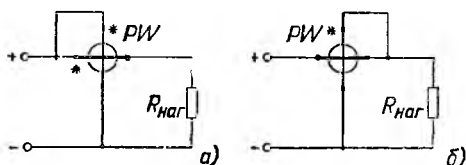


Рис. 12.2. Схемы включения ваттметра в цепь постоянного тока.

а — сопротивление нагрузки относительно большое; *б* — сопротивление нагрузки относительно малое.

шения методической погрешности, может быть включен так, как это показано на рис. 12.2, *а* или *б*.

Схема рис. 12.2, *а* применяется при относительно большом значении сопротивления нагрузки $R_{\text{наг}}$, а схема рис. 12.2, *б* — при относительно малом значении сопротивления нагрузки $R_{\text{наг}}$. (Сопротивление нагрузки соизмеримо с сопротивлением токовой цепи. Значение сопротивления токовой цепи всегда указывается на циферблате прибора.)

В большинстве случаев применения ваттметров сопротивление нагрузки $R_{\text{наг}}$ относительно велико (значение сопротивления нагрузки намного больше сопротивления последовательной токовой цепи ваттметра) и, следовательно, ваттметр необходимо включать по схеме рис. 12.2, *а*.

Совершенно очевидно, что несоблюдение правильности включения генераторного зажима любой из обмоток ваттметра приводит к изменению направления вращающего момента и выходу указателя ваттметра за пределы шкалы.

12.3. ИЗМЕРЕНИЕ АКТИВНОЙ МОЩНОСТИ В ЦЕПЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Измерение активной мощности в однофазной цепи производится одноэлементными ваттметрами. Измерение активной мощности в трехфазных цепях в лабораторных условиях также может быть проведено при помощи одноэлементных ваттметров, включаемых в трехфазную цепь по схемам с использованием метода одного, двух или трех приборов. Однако при технических измерениях, как правило, в этом случае используются специальные двух- и трехэлементные ваттметры.

Расширение диапазонов измерения во всех случаях применения ваттметров в цепях переменного тока осу-

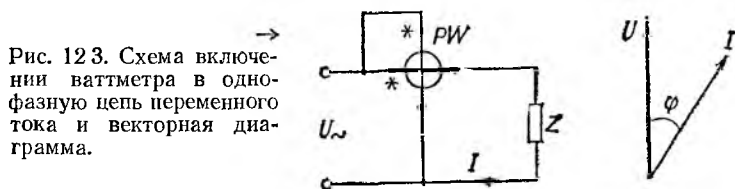


Рис. 12.3. Схема включения ваттметра в однофазную цепь переменного тока и векторная диаграмма.

ществляется с помощью измерительных трансформаторов тока и напряжения.

Измерение мощности методом одного прибора. При использовании метода одного прибора измерение мощности осуществляется с помощью одноэлементного ваттметра. Метод применяется при измерении мощности в однофазных цепях и симметричных трехфазных цепях (комплексные сопротивления фаз одинаковы). И в том и в другом случае обмотка напряжения ваттметра включается на фазное напряжение, а обмотка тока включается в рассечку провода какой-либо фазы.

На рис. 12.3 показано включение одноэлементного ваттметра в однофазную цепь переменного тока. Пренебрегая методической погрешностью, записываем показание ваттметра:

$$P_W = UI \cos \varphi, \quad (12.2)$$

где U и I — действующие значения напряжения и тока нагрузки; $\varphi = \angle(U, I)$.

На рис. 12.4, а, б показано включение одноэлементного ваттметра в симметричную трехфазную трехпровод-

ную цепь. На рис. 12.4, *a* нагрузка соединена звездой и нулевая точка доступна. На рис. 12.4, *б* нагрузка соединена треугольником. Если ваттметр невозможно включить в фазу так, как это показано на рис. 12.4, *б*, или нулевая точка при соединении нагрузки звездой (рис. 12.4, *a*) недоступна, то в этом случае используется ис-

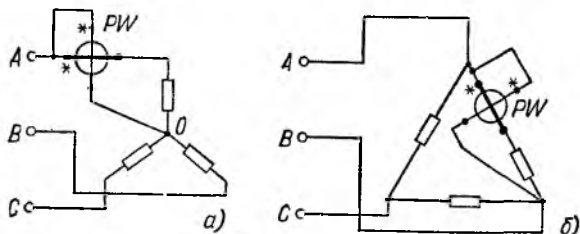
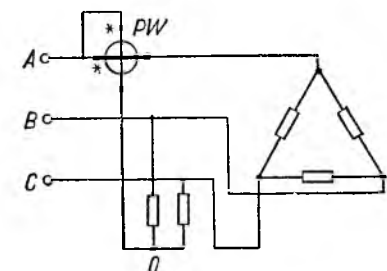


Рис. 12.4. Схемы включения ваттметра в трехфазную трехпроводную цепь при полной симметрии.

a — нагрузка соединена звездой и нулевая точка доступна; *б* — нагрузка соединена треугольником.

кусственная нулевая точка. Искусственная нулевая точка обычно создается с помощью двух резисторов (сопротивление каждого резистора равно сопротивлению цепи обмотки напряжения ваттметра) и сопротивления цепи обмотки напряжения любого ваттметра либо приведено на циферблате прибора, либо указывается в техническом паспорте на данный прибор.



Включение ваттметра в трехфазную трехпро-

Рис. 12.5. Схема включения ваттметра в трехфазную трехпроводную цепь с недоступной нулевой точкой при полной симметрии.

водную цепь по схеме с искусственной нулевой точкой показано на рис. 12.5.

Анализируя схемы включения ваттметров, приведенные на рис. 12.4, *a*, *б*, нетрудно видеть, что показание ваттметра будет соответствовать мощности одной фазы.

Мощности одной фазы будет соответствовать и показание ваттметра, включение которого показано на рис. 12.5. Действительно, фазное напряжение U_A , на которое включена обмотка напряжения ваттметра, равно $U_{AB}/\sqrt{3}$. Линейный ток I_A в токовой обмотке ваттметра $I_{AB}\sqrt{3}$. Следовательно, показание ваттметра

$$P_W = \frac{U_{AB}}{\sqrt{3}} I_{AB} \sqrt{3} \cos(\hat{i}_A, \hat{U}_A) = U_{AB} I_{AB} \cos \varphi,$$

т. е. ваттметр покажет мощность одной фазы, так как при симметричной нагрузке $\angle(U_A, I_A) = \angle(U_{AB}, I_{AB})$.

Для получения мощности всей трехфазной цепи во всех трех рассматриваемых случаях необходимо показание ваттметра утроить:

$$P = 3P_W. \quad (12.3)$$

Еще раз стоит напомнить, что все рассмотренное справедливо лишь при измерении мощности в симметричных цепях, т. е. при симметрии напряжений и равенстве комплексных сопротивлений фаз.

Расширение диапазона измерения ваттметра по току при применении его для измерения мощности в низковольтных цепях с большими токами производится с помощью измерительного трансформатора тока. Если ваттметр применяется в цепи переменного тока, кроме того, еще и с повышенным напряжением, то диапазон измерения его по напряжению расширяют с помощью измерительного трансформатора напряжения.

Для примера на рис. 12.6, а показано включение ваттметра для измерения мощности в однофазной цепи че-

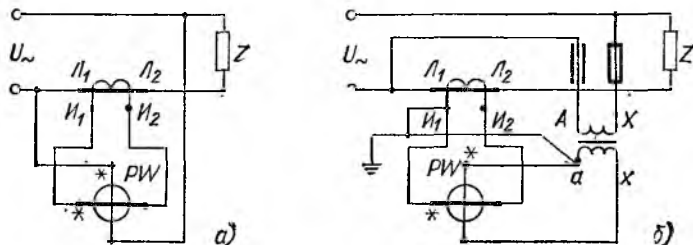


Рис. 12.6. Схемы включения ваттметра в однофазную цепь переменного тока.

а — с использованием измерительного трансформатора тока; б — с использованием измерительных трансформаторов тока и напряжения.

рез измерительный трансформатор тока, а на рис. 12.6,б — через измерительный трансформатор тока и измерительный трансформатор напряжения. Следует обратить внимание на правильность включения генераторных зажимов ваттметра и соответствующих зажимов измерительных трансформаторов. Нетрудно видеть, что в схеме рис. 12.6,а значение измеряемой мощности P определяется умножением показания ваттметра P_W на номинальный коэффициент трансформации $K_{I_{ном}}$ применяемого измерительного трансформатора тока:

$$P = P_W K_{I_{ном}}.$$

В схеме рис. 12.6,б значение измеряемой мощности определяется по формуле

$$P = P_W K_{I_{ном}} K_{U_{ном}},$$

где $K_{U_{ном}}$ — номинальный коэффициент трансформации используемого измерительного трансформатора напряжения.

Измерение мощности методом двух приборов. Метод двух приборов используется при измерении мощности в трехфазной трехпроводной цепи с помощью двух одноэлементных ваттметров. Метод дает правильные результаты независимо от схемы соединения и характера на-

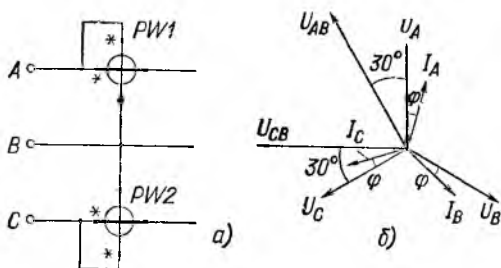


Рис. 127 Схема включения двух ваттметров в трехфазную трехпроводную цепь (а) и векторная диаграмма (б).

грузки как при симметрии, так и при асимметрии токов и напряжений. Кроме того, метод двух приборов применяется для включения элементов двухэлементного ваттметра при измерении с помощью его мощности в трехфазной трехпроводной цепи.

На рис. 12.7,а изображена схема включения двух одноэлементных ваттметров. Обычно токовая обмотка од-

ного ваттметра, например $PW1$, включается в фазу A , а токовая обмотка другого ваттметра — $PW2$ — в фазу C . Обмотки напряжения ваттметров включаются на линейные напряжения так, как это показано на рисунке.

На рис. 12.7, б представлена векторная диаграмма цепи для частного случая — случая симметрии токов и напряжений.

Нетрудно видеть, что показание ваттметра $PW1$ в этом случае равно:

$$P_{W1} = U_{AB} I_A \cos(30^\circ + \varphi) = U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos(30^\circ + \varphi). \quad (12.4)$$

Аналогично нетрудно определить и показание ваттметра $PW2$:

$$P_{W2} = U_{CB} I_C \cos(30^\circ - \varphi) = U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos(30^\circ - \varphi). \quad (12.5)$$

Учитывая, что при измерении мощности с использованием метода двух приборов общая мощность цепи равна алгебраической сумме показаний ваттметров, а также учитывая выражения (12.4) и (12.5), получаем:

$$P = P_{W1} + P_{W2} = U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos(30^\circ + \varphi) + U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos(30^\circ - \varphi).$$

После несложных преобразований имеем:

$$P = U_{\text{л}} I_{\text{л}} 2 \cos 30^\circ \cos \varphi = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos \varphi. \quad (12.6)$$

Таким образом, сумма показаний ваттметров $PW1$ и $PW2$, определяемая (12.6), есть не что иное, как мощность трехфазной цепи.

Следует отметить, что в соответствии с (12.4) и (12.5) показания каждого ваттметра могут быть положительными или отрицательными в зависимости от значения угла φ и его знака. Более того, при $\varphi = +60^\circ$ показание ваттметра $PW1$ равно нулю, а при $\varphi = -60^\circ$ нулевое показание будет у ваттметра $PW2$. При $\varphi = 0$, т. е. при чисто активной нагрузке, показание ваттметра $PW1$ равно показанию ваттметра $PW2$.

Двухэлементные ваттметры, обычно называемые трехфазными ваттметрами, представляют собой конструкцию из двух измерительных механизмов одноэлементных ферродинамических ваттметров с одной общей подвижной частью.

Примерное конструктивное выполнение двухэлементного ферродинамического измерительного механизма, широко используемого для построения трехфазных ваттметров, показано на рис. 12.8. Два шихтованных магни-

топровода 1 имеют неподвижные токовые обмотки 2. Обмотки напряжения, выполненные в виде подвижных рамок 3, укреплены на общей оси.

Включение токовых обмоток и обмоток напряжения трехфазных двухэлементных ваттметров производится по схеме рис. 12.7, в которой используется метод двух приборов.

Расширение диапазонов измерения трехфазных двухэлементных ваттметров, так же как и одноэлементных

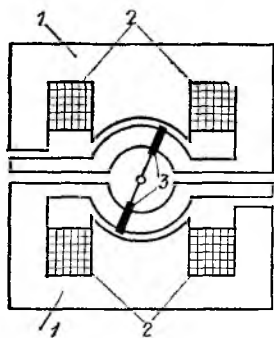


Рис. 12.8. Двухэлементный ферродинамический измерительный механизм.

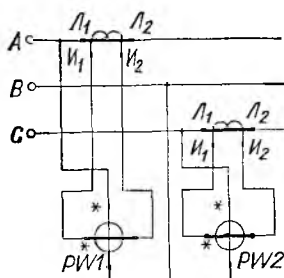


Рис. 12.9. Схема включения элементов двухэлементного ваттметра в трехфазную трехпроводную цепь с использованием трансформаторов тока.

однофазных ваттметров, осуществляется с помощью измерительных трансформаторов тока и напряжения. На рис. 12.9 показано включение элементов двухэлементного трехфазного ваттметра в трехфазную трехпроводную цепь через измерительные трансформаторы тока. Очевидно, что в этом случае для получения мощности цепи показание ваттметра необходимо умножить на номинальный коэффициент трансформации $K_{\text{Ином}}$ применяемых измерительных трансформаторов тока. Если измерение мощности осуществляется двумя одноэлементными ваттметрами, то на значение $K_{\text{Ином}}$ умножается арифметическая сумма показаний ваттметров.

Измерение мощности методом трех приборов. Известно, что метод трех приборов применяется при измерении мощности в трехфазной четырехпроводной цепи (при этом используются три одноэлементных ваттметра). Так же как и метод двух приборов, метод трех приборов дает

правильные результаты независимо от схемы соединения и характера нагрузки как при симметрии, так и при асимметрии токов и напряжений. По схеме, реализующей метод трех приборов, включаются также элементы трехэлементных трехфазных ваттметров.

На рис. 12.10 приведена схема включения трех одноэлементных ваттметров по методу трех приборов в трех-

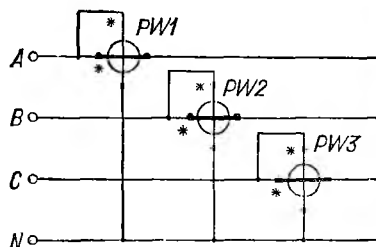


Рис. 12.10. Схема включения трех ваттметров в трехфазную четырехпроводную цепь.

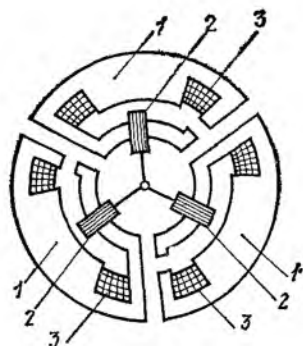


Рис. 12.11. Трехэлементный ферродинамический измерительный механизм.

фазную четырехпроводную цепь. Нетрудно видеть, что в этом случае каждый ваттметр измеряет мощность одной фазы:

$$P_{W1} = P_A = U_A I_A \cos \varphi_A;$$

$$P_{W2} = P_B = U_B I_B \cos \varphi_B;$$

$$P_{W3} = P_C = U_C I_C \cos \varphi_C,$$

где U_A , U_B и U_C — фазные напряжения; I_A , I_B и I_C — фазные токи; φ_A , φ_B и φ_C — фазовые сдвиги между соответствующими фазными напряжениями и фазными токами.

Очевидно, что для нахождения мощности трехфазной четырехпроводной цепи необходимо взять алгебраическую сумму показаний всех ваттметров:

$$P = P_A + P_B + P_C = P_{W1} + P_{W2} + P_{W3}. \quad (12.7)$$

Принципиальная конструктивная схема трехэлементного трехфазного ферродинамического ваттметра приведена на рис. 12.11. Каждый элемент содержит выпол-

ненный из магнитомягкого материала шихтованный магнитопровод 1 с неподвижной токовой обмоткой 3. Подвижные рамки элементов 2 жестко укреплены на одной оси. Таким образом, на подвижную часть трехфазного трехэлементного ваттметра действует арифметическая сумма моментов всех трех элементов. Непосредственное включение элементов ваттметра в трехфазную четырехпроводную цепь осуществляется по схеме, изображенной на рис. 12.10.

Расширение диапазонов измерения трехэлементных трехфазных ваттметров осуществляется так же, как и двухэлементных ваттметров,— с помощью измерительных трансформаторов тока и напряжения.

Следует отметить, что в последние годы промышленностью для измерения мощности в четырехпроводной трехфазной цепи выпускаются специальные щитовые ферродинамические двухэлементные ваттметры типа Д323. Элементы этих ваттметров имеют не по одной, а по две токовые обмотки. Дополнительные токовые обмотки включаются в четырехпроводную трехфазную цепь по специальной схеме. Показания такого ваттметра справедливы как при равномерной, так и при неравномерной нагрузке фаз.

12.4. ИЗМЕРЕНИЕ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ

Реактивная мощность приводит к дополнительным потерям в линиях электропередачи и увеличению стоимости вырабатываемой электроэнергии и стоимости эксплуатации энергетических систем. Поэтому измерение реактивной мощности наряду с измерением активной мощности в цепях переменного тока имеет большое народнохозяйственное значение.

Реактивная мощность Q , измеряемая в вольт-амперах реактивных (вар), может быть определена как в однофазных цепях, так и в трехфазных трехпроводных и четырехпроводных цепях переменного тока. Реактивная мощность в однофазной цепи определяется выражением

$$Q = UI \sin \varphi. \quad (12.8)$$

Для трехфазной цепи реактивная мощность определяется суммой реактивных мощностей отдельных фаз:

$$Q = U_A I_A \sin \varphi_A + U_B I_B \sin \varphi_B + U_C I_C \sin \varphi_C. \quad (12.9)$$

В случае полной симметрии трехфазной трех- или четырехпроводной цепи имеем:

$$Q = 3U_{\phi} I_{\phi} \sin \varphi, \quad (12.10)$$

или

$$Q = \sqrt{3} U_{л} I_{л} \sin \varphi. \quad (12.11)$$

Измерение реактивной мощности в однофазной цепи может быть осуществлено электродинамическим или ферродинамическим прибором, у которого в соответствии с (12.8) вращающий момент пропорционален не косинусу угла между векторами тока и напряжения, а синусу этого угла.

Измерение реактивной мощности имеет практическое значение лишь у крупных потребителей электроэнергии, которые всегда питаются трехфазным переменным напряжением, поэтому в СССР измерение реактивной мощности в однофазных цепях производится только в лабораторных условиях при проведении каких-либо исследований с включением обычных приборов по специальным схемам, так как приборостроительной промышленностью приборы для измерения реактивной мощности в однофазных цепях не выпускаются.

Измерение реактивной мощности в трехфазной цепи может быть осуществлено с помощью обычных однофазных ваттметров, т. е. приборов, предназначенных для измерения активной мощности и включаемых в трехфазную цепь по специальным схемам. Здесь, так же как и при измерении активной мощности трехфазной цепи, может быть использован метод одного, двух и трех приборов.

Кроме того, реактивная мощность в трехфазных цепях измеряется с помощью двух- или трехэлементных электродинамических или ферродинамических варметров, элементы которых, практически ничем не отличающиеся от элементов обычных ваттметров, включаются в трехфазную цепь также по специальным схемам.

В СССР напряжения трехфазных цепей, имеющих практически всегда большую мощность, симметричны, поэтому включение обычных ваттметров и элементов варметров в трехфазную цепь осуществляется по схемам с замененными напряжениями. Схемы с замененными напряжениями дают правильные результаты при любых токах, как симметричных, так и асимметричных, однако

симметрия напряжений как и в первом, так и во втором случае должна быть обязательной.

Можно сформулировать следующие правила включения однофазных ваттметров и элементов варметров в трехфазные цепи по схемам с замененными напряжениями:

1) токовые обмотки необходимо включать в трехфазную цепь точно так же, как это осуществлялось при измерении активной мощности (см. § 12.3);

2) обмотки напряжения необходимо включать на такие напряжения трехфазной цепи (линейные или фазные), которые отставали бы на 90° от напряжений, подаваемых на эти обмотки при измерении активной мощности.

Сформулированные правила пригодны для включения однофазных ваттметров и элементов варметров как по методу одного, так и по методу двух и трех приборов.

Прежде чем перейти к рассмотрению конкретных схем, следует отметить, что расширение диапазонов измерения приборов при измерении реактивной мощности осуществляется так же, как и при измерении активной мощности, т. е. с помощью измерительных трансформаторов тока и измерительных трансформаторов напряжения. Поэтому в этом параграфе схемы с использованием измерительных трансформаторов не рассматриваются.

Измерение реактивной мощности методом одного прибора. Метод одного прибора используется при включении обычного однофазного электродинамического или ферродинамического ваттметра, предназначенного для измерения активной мощности, в трехфазную трех- или четырехпроводную цепь. Очевидно, что в этом случае трехфазная цепь должна быть симметричной.

На рис. 12.12, *а* приведена схема включения ваттметра в трехфазную трехпроводную цепь. Штриховой линией показано включение обмотки напряжения ваттметра при измерении активной мощности нагрузки, имеющей доступную нулевую точку. Включение обмотки напряжения ваттметра при измерении реактивной мощности на замененное напряжение показано сплошными линиями.

Нетрудно видеть, что в рассматриваемом случае замененным напряжением по отношению к фазному напряжению U_A будет линейное напряжение U_{BC} . Действительно, из векторной диаграммы, изображенной на рис. 12.12, *б*, видно, что вектор линейного напряжения

U_{BC} отстает на 90° от вектора фазного напряжения U_A , подключаемого к обмотке напряжения ваттметра при измерении активной мощности (рис. 12.4, а).

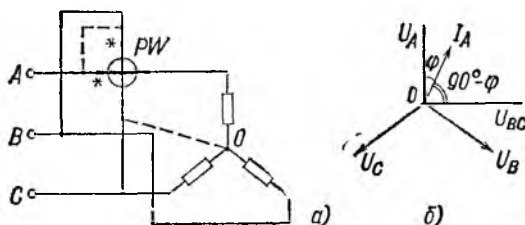


Рис. 12.12. Использование ваттметра для измерения реактивной мощности в трехфазной трехпроводной цепи при полной симметрии. а — схема включения; б — векторная диаграмма.

Показание ваттметра в рассматриваемом случае равно:

$$P_W = U_{BC} I_A \cos(\widehat{U_{BC}, I_A}) = U_{\pi} I_{\pi} \cos(90^\circ - \varphi) = U_{\pi} I_{\pi} \sin \varphi. \quad (12.12)$$

С учетом (12.11) находим, что для получения реактивной мощности всей цепи необходимо умножить показание ваттметра, определяемое (12.12), на $\sqrt{3}$, т.е.

$$Q = \sqrt{3} P_w = \sqrt{3} U_{\pi} I_{\pi} \sin \varphi.$$

Следует отметить, что незначительная асимметрия токов в трехфазной цепи приводит при применении метода одного прибора к большим погрешностям, поэтому метод одного прибора для измерения реактивной мощности в трехфазной цепи применим только в лабораторной практике.

Измерение реактивной мощности методом двух приборов. Это измерение применяется в трехфазной трехпроводной цепи как при симметрии, так и при асимметрии токов.

Рассмотрим схему включения двух однофазных ваттметров $PW1$ и $PW2$ в трехфазную трехпроводную цепь (рис. 12.13), предполагая для упрощения, что токи симметричны. Для удобства рассмотрения на рис. 12.13, а

штриховой линией показано включение обмоток напряжения ваттметров $PW1$ и $PW2$ в случае применения их для измерения активной мощности в соответствии со схемой рис. 12.7, *a*.

При измерении активной мощности на обмотку напряжения ваттметра $PW1$ подавалось линейное напряжение U_{AB} . В соответствии со сформулированными вы-

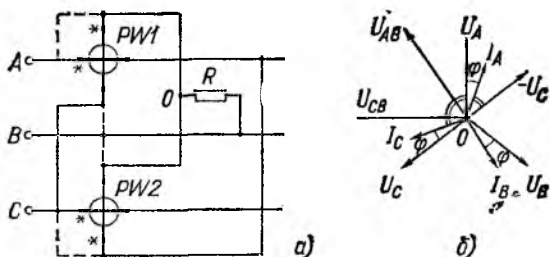


Рис. 12.13. Использование двух ваттметров для измерения реактивной мощности в трехфазной трехпроводной цепи.

a — схема включения; *b* — векторная диаграмма.

ше правилами теперь на обмотку напряжения ваттметра $PW1$ необходимо подать напряжение, отстающее от напряжения U_{AB} на 90° . Нетрудно видеть (см. рис. 12.13, *b*), что таким напряжением будет фазное напряжение $-U_C$.

Проведя аналогичные рассуждения, нетрудно показать, что на обмотку напряжения ваттметра $PW2$ необходимо подать вместо линейного напряжения U_{CB} фазное напряжение U_A (см. рис. 12.13, *b*). Следовательно, при включении однофазных ваттметров для измерения реактивной мощности в трехфазной трехпроводной цепи необходимо иметь фазные напряжения U_A и U_C . Для получения этих напряжений создается схема с искусственной нулевой точкой.

Обычно для создания схемы с искусственной нулевой точкой используются сопротивления цепей напряжения применяемых однотипных ваттметров и резистор R (см. рис. 12.13, *a*), сопротивление которого должно быть равно сопротивлению цепи напряжения ваттметра. Нетрудно видеть, что теперь на обмотки напряжения ваттметров $PW2$ и $PW1$ соответственно поданы фазные

напряжения U_A и U_C , причем на обмотку напряжения ваттметра P_{W2} подано напряжение U_A со знаком плюс (зажим обмотки напряжения, обозначенный звездочкой, включен на фазу A), а на обмотку напряжения ваттметра P_{W1} — напряжение U_C со знаком минус (зажим обмотки напряжения, обозначенный звездочкой, подключен к искусственной нулевой точке 0).

Определим показания ваттметров:

$$P_{W1} = (-U_C) I_A \cos(\widehat{-U_C, I_A}); \quad (12.13)$$

$$P_{W2} = U_A I_C \cos(\widehat{U_A, I_C}). \quad (12.14)$$

Из векторной диаграммы (рис. 12.13, б) следует:

$$(\widehat{-U_C, I_A}) = 60^\circ - \varphi; \quad (12.15)$$

$$(\widehat{U_A, I_C}) = 120^\circ - \varphi. \quad (12.16)$$

Подставляя (12.15) и (12.16) в (12.13) и (12.14), получаем:

$$P_{W1} = (-U_C) I_A \cos(60^\circ - \varphi) = U_\phi I_\phi \cos(60^\circ - \varphi); \quad (12.17)$$

$$P_{W2} = U_A I_C \cos(120^\circ - \varphi) = U_\phi I_\phi \cos(120^\circ - \varphi). \quad (12.18)$$

Найдем алгебраическую сумму показаний ваттметров:

$$P_{W1} + P_{W2} = U_\phi I_\phi [\cos(60^\circ - \varphi) + \cos(120^\circ - \varphi)].$$

После несложных преобразований получим:

$$P_\Sigma = P_{W1} + P_{W2} = \sqrt{3} U_\phi I_\phi \sin \varphi. \quad (12.19)$$

Анализируя выражение (12.19), видим, что для получения реактивной мощности всей цепи необходимо выражение (12.19) умножить на $\sqrt{3}$:

$$Q = \sqrt{3} P_\Sigma = \sqrt{3} (\sqrt{3} U_\phi I_\phi \sin \varphi) = 3 U_\phi I_\phi \sin \varphi,$$

т. е. реактивная мощность всей цепи равна сумме реактивных мощностей всех трех фаз.

Необходимо отметить, что в рассматриваемом случае при угле $\varphi = 30^\circ$ ($\cos \varphi = 0,86$) показание ваттметра P_{W2} в соответствии с (12.18) равно нулю:

$$P_{W2} = U_\phi I_\phi \cos(120^\circ - 30^\circ) = U_\phi I_\phi \cos 90^\circ = 0.$$

При угле $\varphi < 30^\circ$ ($\cos \varphi > 0,86$) показание ваттметра P_{W2} имеет знак минус.

Очевидно, что схема, изображенная на рис. 12.13, *а*, пригодна и для включения двухэлементных варметров, выпускаемых промышленностью для измерения реактивной мощности в трехфазных трехпроводных цепях. Конструктивное оформление таких варметров полностью соответствует конструктивному оформлению рассмотренных ранее (см. § 12.2) двухэлементных ваттметров, а необходимость умножения суммарного вращающего момента такого варметра на $\sqrt{3}$ учтена при его градуировке.

Измерение реактивной мощности методом трех приборов. Измерение реактивной мощности с использованием метода трех приборов применяется в трехфазных четырехпроводных цепях как при симметрии, так и при асимметрии токов. Кроме того, метод трех приборов мо-

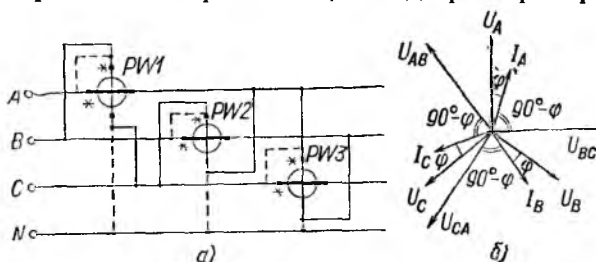


Рис. 12.14. Использование трех ваттметров для измерения реактивной мощности в трехфазной четырехпроводной цепи.

а — схема включения; *б* — векторная диаграмма.

жет быть использован и при измерении реактивной мощности в трехфазной трехпроводной цепи как с симметричными, так и асимметричными токами.

На рис. 12.14, *а* показано (сплошными линиями) включение трех ваттметров *PW1*—*PW3* для измерения реактивной мощности в трехфазной четырехпроводной цепи. Для удобства анализа схемы включения ваттметров для измерения реактивной мощности на этом же рисунке показано включение трех ваттметров (штриховые линии) для измерения активной мощности. Нетрудно видеть, что при измерении активной мощности на обмотки напряжения ваттметров *PW1*—*PW3* соответственно подавались фазные напряжения U_A , U_B и U_C .

В соответствии с правилами включения ваттметров для измерения реактивной мощности на обмотки напря-

жения этих ваттметров надо подать напряжения, отстающие на 90° . Такими напряжениями в соответствии с векторной диаграммой рис. 12.14, б будут линейные напряжения U_{BC} , U_{CA} и U_{AB} (для упрощения векторная диаграмма построена для полностью симметричной трехфазной цепи).

Определим показания ваттметров:

$$P_{W1} = U_{BC} I_A \cos(\widehat{U_{BC}, I_A}) = U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos(90^\circ - \varphi) = U_{\text{л}} I_{\text{л}} \sin \varphi;$$

$$P_{W2} = U_{CA} I_B \cos(\widehat{U_{CA}, I_B}) = U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos(90^\circ - \varphi) = U_{\text{л}} I_{\text{л}} \sin \varphi;$$

$$P_{W3} = U_{AB} I_C \cos(\widehat{U_{AB}, I_C}) = U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos(90^\circ - \varphi) = U_{\text{л}} I_{\text{л}} \sin \varphi.$$

Следовательно, алгебраическая сумма показаний ваттметров

$$P_{\Sigma} = P_{W1} + P_{W2} + P_{W3} = 3U_{\text{л}} I_{\text{л}} \sin \varphi. \quad (12.20)$$

Разделив (12.20) на $\sqrt{3}$, получим реактивную мощность трехфазной цепи:

$$Q = \frac{P_{\Sigma}}{\sqrt{3}} = \frac{3U_{\text{л}} I_{\text{л}} \sin \varphi}{\sqrt{3}} = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}} \sin \varphi = 3U_{\text{ф}} I_{\text{ф}} \sin \varphi.$$

В заключение необходимо отметить, что включение элементов выпускаемых промышленностью варметров для измерения реактивной мощности в трехфазной цепи полностью соответствует схеме рис. 12.14, а.

Конструкция трехэлементных варметров соответствует конструкции трехэлементных ваттметров, а необходимая математическая операция, связанная с делением на $\sqrt{3}$, учтена при градуировке варметров.

12.5. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 10. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ В ТРЕХФАЗНОЙ ЦЕПИ ДВУХЭЛЕМЕНТНЫМ ВАТТМЕТРОМ

Задание

1. Ознакомиться с приборами, предназначенными для выполнения данной лабораторной работы. Внести в протокол их паспортные данные.

2. Собрать схему, изображенную на рис. 12.15, обратив особое внимание на правильность включения генераторных зажимов ваттметров.

3 Определить постоянные применяемых лабораторных ваттметров по формуле

$$C_{\text{НОМ}} = U_{\text{НОМ}} I_{\text{НОМ}} / a_{\text{ШР}},$$

где $U_{\text{НОМ}}$ — номинальное значение напряжения используемого диапазона ваттметра, $I_{\text{НОМ}}$ — номинальное значение тока выбранного диапазона ваттметра; $a_{\text{ШР}}$ — число делений шкалы ваттметра

4 Произвести измерение мощности при симметричной активной нагрузке ($\cos \varphi = 1$) тремя способами.

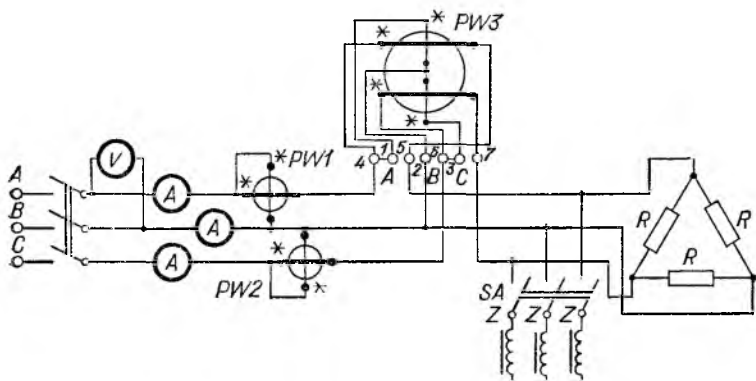


Рис. 1215. Схема включения приборов для измерения активной мощности в трехфазной трехпроводной цепи.

а) с помощью вольтметра и амперметров:

$$P' = \sqrt{3} U_V I_A;$$

здесь U_V — показание вольтметра, включенного на фазное напряжение; I_A — показание амперметра, измеряющего линейный ток;

б) с помощью двух однофазных ваттметров:

$$P'' = P_{W1} + P_{W2},$$

где P_{W1} и P_{W2} — показания однофазных ваттметров $PW1$ и $PW2$;

$$P_{W1} = C_{\text{НОМ1}} a_1;$$

$$P_{W2} = C_{\text{НОМ2}} a_2,$$

здесь a_1 и a_2 — отсчеты в делениях по шкалам однофазных ваттметров;

в) с помощью двухэлементного ваттметра $PW3$:

$$P''' = C_{\text{НОМ3}} a_3,$$

где a_3 — отсчет в делениях по шкале двухэлементного ваттметра.

Если используется цифровой двухэлементный ваттметр с градуированной шкалой, то P''' определяется непосредственно по шкале прибора в ваттах или киловаттах.

5. Сравнить полученные значения P' , P'' и P''' , обратив внимание на удобство измерения активной мощности двухэлементным ваттметром, не требующим предварительных арифметических вычислений.

6. Произвести измерение активной мощности при симметричной реактивной нагрузке ($\cos \varphi \neq 1$) двумя способами:

а) с помощью двух однофазных ваттметров;

б) с помощью двухэлементного ваттметра.

Для получения реактивной нагрузки необходимо включить пакетный выключатель SA в схеме, изображенной на рис. 12.15.

При определении активной мощности с помощью двух однофазных ваттметров следует помнить (§ 12.3), что в зависимости от угла φ и его знака показания одного из ваттметров могут быть отрицательными или вообще равными нулю. Независимо от этого для получения общей мощности всегда необходимо брать алгебраическую сумму показаний ваттметров.

7. Сравнить результаты, полученные при выполнении п. 6, а и б.

8. Составить отчет по требуемой форме.

ГЛАВА ТРИНАДЦАТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ЭНЕРГИИ

13.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Измерение активной и реактивной энергии в однофазных и трехфазных, трехпроводных и четырехпроводных цепях переменного тока может быть проведено с помощью специальных интегрирующих электроизмерительных приборов — однофазных и трехфазных электрических счетчиков.

Как правило, в СССР все применяемые в быту и промышленности электрические счетчики основаны на использовании индукционного измерительного механизма.

Технические требования к индукционным счетчикам регламентированы ГОСТ 6570-75. Проверка правильности показаний счетчиков электрической энергии производится методами и средствами, предусмотренными ГОСТ 14767-69.

13.2. ОДНОЭЛЕМЕНТНЫЙ ИНДУКЦИОННЫЙ СЧЕТЧИК

Одноэлементный индукционный счетчик используется для учета активной энергии в однофазных цепях переменного тока (в СССР учет реактивной энергии в однофазных цепях переменного тока в виду малости реактивной нагрузки не производится).

В технической литературе электрические счетчики, предназначенные для учета энергии в однофазных цепях переменного тока, называют однофазными счетчиками.

В качестве вращающего элемента однофазного счетчика используется индукционный измерительный механизм. Принцип действия механизма основан на взаимодействии двух или нескольких переменных магнитных потоков с токами, индуцированными ими в подвижном алюминиевом диске. Можно показать, что возникающий в индукционном измерительном механизме вращающий момент M равен:

$$M = cf\Phi_1\Phi_2 \sin \psi, \quad (13.1)$$

где Φ_1 и Φ_2 — потоки, пересекающие алюминиевый диск; f — частота изменения потоков Φ_1 и Φ_2 ; ψ — угол фазового сдвига между потоками Φ_1 и Φ_2 .

Анализируя выражение (13.1), следует отметить, что:

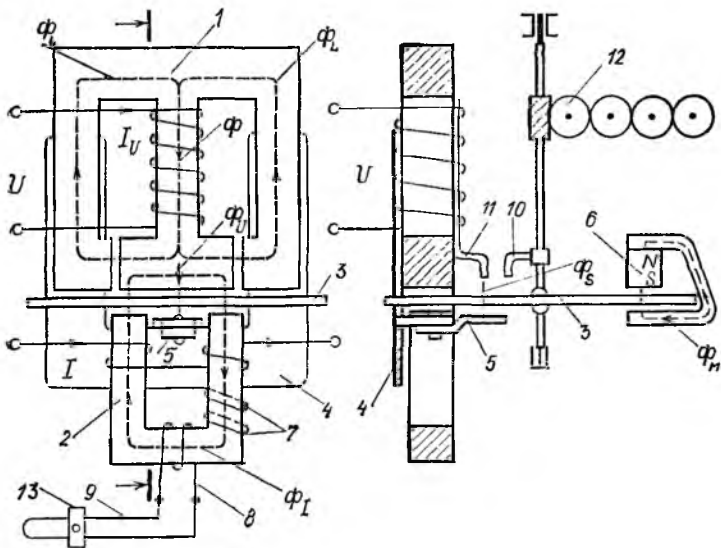


Рис 13.1. Однофазный индукционный счетчик.

1) для создания вращающего момента необходимо не менее двух переменных потоков или двух составляющих одного потока, имеющих фазовый сдвиг и смещенных в пространстве;

2) вращающий момент достигает своего максимального значения, когда фазовый сдвиг между потоками Φ_1 и Φ_2 равен 90° ($\sin \psi = 1$);

3) вращающий момент зависит от частоты изменения потоков Φ_1 и Φ_2 .

Рассмотрим принцип работы и устройство однофазного индукционного счетчика. На рис. 13.1 схематично показано устройство

широко распространенного индукционного счетчика типа СО (счетчик однофазный): 1—трехстержневой магнитопровод с обмоткой цепи напряжения; 2—Π-образный магнитопровод с двумя последовательно соединенными токовыми обмотками; 3—алюминиевый диск, жестко укрепленный на оси подвижной части; 4—противополюс из магнитомягкого материала; 5—стальной поводок для создания и регулировки компенсационного момента; 6—постоянный магнит для создания тормозного момента; 7—короткозамкнутые витки; 8—обмотка, замкнутая на проволочный резистор 9 с регулируемым сопротивлением; 10—стальной крючок; 11—пластина с флажком, выполненные из магнитомягкого материала; 12—счетный механизм; 13—перемычка для изменения сопротивления резистора 9.

На рис. 13.2 приведена

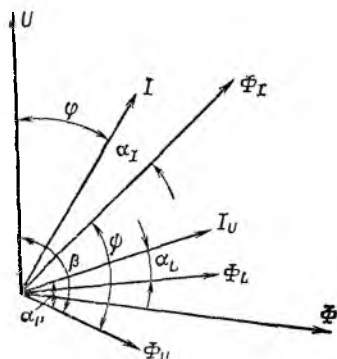


Рис. 13.2. Векторная диаграмма однофазного счетчика.

упрощенная векторная диаграмма, поясняющая принцип работы счетчика. Напряжение U , приложенное к обмотке напряжения, находящейся на среднем стержне магнитопровода 1 (см. рис. 13.1), вызывает в обмотке ток I_U , отстающий по фазе от напряжения U ввиду большого реактивного сопротивления обмотки на угол, близкий к 90° . Ток I_U создает магнитный поток Φ в среднем стержне магнитопровода 1. Поток делится на два потока — поток Φ_U и поток Φ_L . Рабочий поток Φ_U пересекает диск 3 и замыкается через противопололюс 4. Нерабочий поток Φ_L замыкается через боковые стержни магнитопровода 1 и непосредственного участия в создании вращающего момента счетчика не принимает. Потоки Φ_U и Φ_L отстают от тока I_U на углы потерь α_U и α_L , так как поток Φ_U пересекает диск 3 и проходит через противопололюс 4, в которых возникают дополнительные потери. Ток I создает в магнитопроводе 2 магнитный поток Φ_I , который дважды пересекает диск 3 и проходит через нижнюю часть среднего стержня магнитопровода 1. Поток Φ_I отстает от тока I на угол α_I . Таким образом, диск пересекают два несовпадающих в пространстве и имеющих фазовый сдвиг магнитных потока, т. е. Φ_U и Φ_I , причем поток Φ_I пересекает диск дважды. Возникает вращающий момент M . Выражение (13.1) для этого случая принимает вид:

$$M = c f \Phi_U \Phi_I \sin \psi. \quad (13.2)$$

При работе на линейном участке кривой намагничивания магнитомягких материалов магнитопроводов имеем:

$$\left. \begin{aligned} \Phi_I &= k_1 I; \\ \Phi_U &= k_2 I_U = k_2 \frac{U}{z_{II}} \end{aligned} \right\} \quad (13.3)$$

где z_U — модуль полного сопротивления обмотки цепи напряжения. Ввиду малости активного сопротивления R_U обмотки напряжения по сравнению с реактивным сопротивлением X_U этой обмотки можно считать, что

$$z_U \approx X_U = 2\pi f L_U, \quad (13.4)$$

где L_U — индуктивность обмотки напряжения.

Учитывая (13.4), приводим выражение (13.3) для потока Φ_U к виду

$$\Phi_U = \frac{k_2 U}{2\pi f L_U} = k_3 \frac{U}{f},$$

здесь $k_3 = k_2/2\pi f L_U$.

Подставляя значения потоков Φ_I и Φ_U в (13.2), получаем:

$$M = kUI \sin \psi, \quad (13.5)$$

где $k = ck_1 k_3$.

Анализируя (13.5), видим, что вращающий момент счетчика пропорционален активной мощности при выполнении равенства

$$\sin \psi = \cos \varphi, \quad (13.6)$$

где φ — угол фазового сдвига между напряжением U и током I .

Известно, что синус какого-либо угла равен косинусу другого угла только тогда, когда эти углы являются дополнительными, т. е. $\psi + \varphi = 90^\circ$. Нетрудно видеть (рис. 13.2), что в рассматриваемом случае для выполнения этого условия необходимо иметь угол $\beta > 90^\circ$, так как $\beta = \psi + \varphi + \alpha_I$.

Наличие относительно большого нерабочего потока Φ_L позволяет получать угол $\beta > 90^\circ$ (в реальных конструкциях счетчиков поток Φ_L существенно больше рабочего потока Φ_U). Обеспечение равенства $\psi + \varphi = 90^\circ$ при заданном угле $\beta > 90^\circ$ осуществляется путем изменения угла потерь α_I с помощью короткозамкнутых витков 7 (грубая регулировка) и обмотки 8, замкнутой на резистор 9, который выполнен в виде петли, с регулируемым сопротивлением (плавная регулировка). Изменение сопротивления резистора 9 производится путем перемещения контакта 13 (см. рис. 13.1). Таким образом, при выполнении равенства (13.6) выражение (13.5) принимает вид:

$$M = kUI \cos \varphi = kP. \quad (13.7)$$

Для создания тормозного момента и обеспечения равномерной угловой скорости диска при каждой данной нагрузке служит постоянный магнит 6. При пересечении вращающимся диском потока постоянного магнита Φ_M (см. рис. 13.1) в диске наводится ЭДС и возникают токи I_M , пропорциональные потоку Φ_M и угловой скорости диска ω :

$$I_M = c_1 \Phi_M \omega. \quad (13.8)$$

От взаимодействия тока I_M с потоком Φ_M возникает тормозной момент M_T :

$$M_T = c_2 \Phi_M I_M. \quad (13.9)$$

Подставив значение I_M из (13.8) в (13.9), получим:

$$M_T = c_3 \omega, \quad (13.10)$$

где $c_3 = c_1 c_2 \Phi_M^2$.

Если пренебречь трением и другими дополнительными тормозными моментами, возникающими при пересечении диском потоков Φ_U и Φ_I , то равномерная угловая скорость диска будет иметь место при $M = M_T$. Приравнявая (13.7) и (13.10), имеем:

$$kP = c_3 \omega = c_3 d\alpha/dt. \quad (13.11)$$

Выражение (13.11) можно представить следующим образом:

$$kPdt = c_3 d\alpha. \quad (13.12)$$

Интегрируя (13.12) по времени от t_1 до t_2 , получаем:

$$k \int_{t_1}^{t_2} Pdt = c_3 \int_{t_1}^{t_2} d\alpha.$$

Нетрудно видеть, что $\int_{t_1}^{t_2} Pdt = W$ — активная энергия, учтенная

счетчиком за время от t_1 до t_2 , и $\int_{t_1}^{t_2} d\alpha = 2\pi N$, где N — число оборотов диска за время от t_1 до t_2 , тогда $kW = c_3 2\pi N$, откуда $W = c_3 2\pi N/k = CN$. Следовательно, число оборотов диска пропорционально учитываемой счетчиком активной энергии.

Для учета числа оборотов диска в счетчиках устанавливается счетный механизм 12 (см. рис. 13.1). Число оборотов диска счетчика, приходящееся на единицу учитываемой счетчиком энергии, называют передаточным числом счетчика. Передаточное число счетчика указывается на щитке счетчика. Например:

$$1 \text{ кВт} \cdot \text{ч} = 2000 \text{ оборотов диска.}$$

Величина, обратная передаточному числу счетчика, т. е. энергия, учитываемая счетчиком за один оборот диска, называется номинальной постоянной счетчика $C_{\text{ном}}$. Для счетчика с указанным выше передаточным числом номинальная постоянная $C_{\text{ном}}$ определяется следующим образом:

$$C_{\text{ном}} = 3600 \cdot 1000 / 2000 = 1800 \text{ Вт} \cdot \text{с} / \text{оборот.}$$

Зная $C_{\text{ном}}$ и число оборотов диска счетчика за данный интервал времени, нетрудно определить учтенную счетчиком за этот интервал времени энергию:

$$W = C_{\text{ном}} N. \quad (13.13)$$

Существенное влияние на правильность показаний счетчика при малых нагрузках (при малом значении тока I) оказывает момент трения в счетном механизме и опорах подвижной части счетчика. Очевидно, что момент трения, действующий навстречу вращающему моменту, будет уменьшать угловую скорость диска и учтенная счетчиком энергия будет меньше израсходованной. Для уменьшения погрешности счетчика от действия момента трения с помощью специальных приспособлений во всех типах счетчиков создают дополни-

тельный вращающий момент. Этот момент называют компенсационным моментом. Наибольшее распространение получили три способа создания компенсационного момента:

1) с помощью винта из магнитомягкого материала, ввернутого в противоположном под диском счетчика;

2) с помощью короткозамкнутого витка, помещаемого на пути потока Φ_L над диском счетчика;

3) с помощью поводка 5 (см рис. 13.1), прикрепленного к противоположному под диском счетчика.

Независимо от способа получения компенсационный момент возникает в результате взаимодействия двух или нескольких потоков, создаваемых обмоткой напряжения и сдвинутых относительно друг друга в пространстве и по фазе, с токами, наводимыми ими в диске счетчика. При наличии поводка компенсационный момент создается потоками Φ_U и Φ_S . Поток Φ_S замыкается через пластину с флажком 11, выполненную из магнитомягкого материала, и противоположный полюс 4. Если поводок расположен по радиусу диска, то сила, возникающая в результате взаимодействия потоков Φ_U и Φ_S с токами, наведенными ими в диске, действует также в направлении радиуса и дополнительный вращающий (компенсационный) момент отсутствует. При смещении поводка возникающая сила создает дополнительный вращающий момент, компенсирующий момент трения.

Известно, что момент трения является величиной переменной, зависящей от угловой скорости подвижной части. Компенсационный момент при неизменном значении напряжения U и данном смещении поводка является величиной постоянной. Следовательно, равенство компенсационного момента моменту трения может быть выполнено при одной вполне определенной нагрузке. Обычно равенство этих моментов осуществляют при регулировке счетчика при токе I , примерно равном 10% номинального тока $I_{ном}$.

При эксплуатации счетчика в ряде случаев компенсационный момент превышает момент трения и диск счетчика начинает вращаться даже при токе $I=0$, т. е. когда потребитель энергию не расходует.

В соответствии с ГОСТ 6570-75 вращение диска счетчика под действием напряжения, поданного на зажимы параллельной цепи, и при отсутствии тока в последовательной цепи называется самоходом. Для устранения самохода на оси диска прикрепляют крючок 10 (см, рис. 13.1) из ферромагнитного материала. Флажок 11 намагничивается потоком Φ_S и, притягивая крючок 10, устраняет самоход. Таким образом, теперь, даже тогда, когда компенсационный момент больше момента трения, диск счетчика при токе $I=0$ не совершает более одного оборота, что в соответствии с ГОСТ 6570-75 считается отсутствием самохода.

Сила взаимодействия между крючком и флажком должна быть отрегулирована так, чтобы счетчик обладал допустимым порогом чувствительности. Под порогом чувствительности счетчика понимают наименьшее нормируемое значение тока I в процентах $I_{ном}$, при котором начинается непрерывное вращение диска счетчика при номинальных значениях напряжения и частоты и при $\cos \varphi=1$.

На работу счетчика влияют многочисленные факторы, обусловленные конструкцией счетчика, качеством изготовления деталей, материалом деталей и т. д. По точности учета электроэнергии счетчики активной энергии могут быть следующих классов точности: 0,5; 1,0; 2,0 и 2,5. В отличие от аналоговых показывающих приборов

классы точности счетчиков определяются не по приведенной, а по относительной погрешности, определяемой при различных оговоренных ГОСТ 6570-75 нагрузках. Допускаемую относительную погрешность счетчика в процентах определяют по формуле

$$\delta = \frac{W_{\text{сч}} - W}{W} 100, \quad (13.14)$$

где $W_{\text{сч}}$ — значение электрической энергии, определенное по показаниям проверяемого счетчика за данный интервал времени; W — действительное значение электрической энергии, определенное за этот же интервал времени по показаниям образцовых приборов.

В качестве образцовых приборов используются либо образцовый счетчик (счетчик, имеющий более высокий класс), либо ваттметр и секундомер.

Характерное изменение основной относительной по-

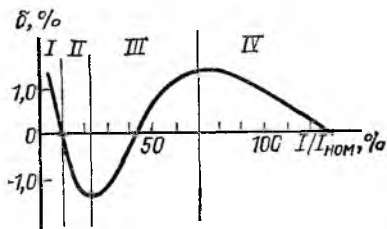


Рис. 13.3. Нагрузочная кривая однофазного индукционного счетчика.

грешности счетчика в зависимости от нагрузки представлено на рис. 13.3. Обычно кривую, изображенную на рис. 13.3, называют нагрузочной кривой счетчика. На нагрузочной кривой можно выделить четыре характерные области изменения относительной погрешности.

В области I изменение δ обусловлено превышением компенсационного момента над моментом трения. В этой области диск счетчика вращается быстрее необходимого.

В области II из-за увеличения момента трения в связи с увеличением угловой скорости диска компенсационный момент меньше момента трения и диск счетчика вращается медленнее необходимого. Равенство компенсационного момента моменту трения ($\delta = 0$) обеспечивается примерно при токе нагрузки счетчика $I/I_{\text{ном}} = 10\%$.

В области III происходит непрерывное увеличение угловой скорости диска по сравнению с необходимой скоростью. Это обусловлено нелинейной зависимостью между током I и потоком Φ_I на начальном участке кривой намагничивания материала магнитопровода токовой цепи.

В области IV происходит постепенное уменьшение угловой скорости диска по сравнению с необходимой скоростью. Это объясняется непропорциональным возрастанием тормозного момента счетчика. Все большее влияние начинает оказывать составляющая тормозного момента, обусловленная пересечением диска счетчика увеличивающимся потоком Φ_I .

13.3. ДВУХ- И ТРЕХЭЛЕМЕНТНЫЕ ИНДУКЦИОННЫЕ СЧЕТЧИКИ

Двухэлементные счетчики используются для учета активной энергии в трехфазных трехпроводных цепях переменного тока.

Трехэлементными счетчиками учитывается активная и реактивная энергии в трехфазных четырехпроводных цепях переменного тока. Кроме того, трехэлементные счетчики применяются также для учета реактивной энергии в трехфазных трехпроводных цепях переменного тока.

В качестве вращающихся элементов как в двухэлементных, так и в трехэлементных счетчиках используются вращающиеся элементы одноэлементных индукционных счетчиков. Описание такого вращающегося элемента приведено в § 13.2.

Как в двухэлементных, так и в трехэлементных счетчиках диски вращающихся элементов укрепляются на одной оси. Это позволяет

получать общий вращающий момент подвижной части счетчика, равный алгебраической сумме вращающихся моментов отдельных элементов. Таким образом, независимо от количества применяемых вращающихся элементов в счетчиках устанавливается один счетный механизм.

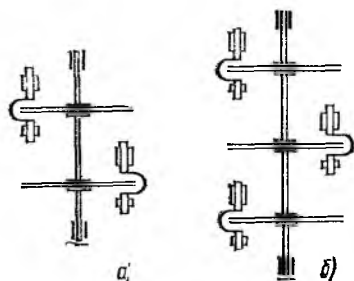


Рис. 13.4. Конструктивное выполнение счетчиков.

a — двухэлементного; *б* — трехэлементного.

На рис. 13.4, *a* показано принципиальное конструктивное выполнение двухэлементного счетчика, а на рис. 13.4, *б* — трехэлементного счетчика.

Двухэлементные однодисковые и трехэлементные двухдисковые счетчики практически не применяются из-за увеличения погрешностей счетчиков вследствие влияния вращающихся элементов друг на друга.

Для двух- и трехэлементных счетчиков введены следующие обозначения:

СА3 — счетчики для учета активной энергии в трехфазной трехпроводной цепи;

СА4 — счетчики для учета активной энергии в трехфазной четырехпроводной цепи;

СР4 — счетчики для учета реактивной энергии в трехфазных трех- и четырехпроводных цепях.

В некоторых случаях к обозначению счетчиков добавляется буква У — универсальный. Например: СА3У, СА4У, СР4У. Эти счетчики предназначены для работы с измерительными трансформаторами тока и измерительными трансформаторами напряжения с любыми коэффициентами трансформации.

Счетчики для учета реактивной энергии могут быть классов точности 1,5; 2,0 и 3,0. О классах точности счетчиков для учета активной энергии см. в § 13.2.

13.4. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ СЧЕТЧИКОВ ДЛЯ УЧЕТА АКТИВНОЙ И РЕАКТИВНОЙ ЭНЕРГИИ

Включение вращающихся элементов счетчиков для учета как активной, так и реактивной энергии производится по схемам включения ваттметров для измерения активной и реактивной мощности (см. гл. 12).

Генераторные зажимы токовых обмоток счетчиков обозначаются буквой Г, а зажимы, к которым подключается нагрузка, — буквой Н. Зажимы обмоток напряжения счетчиков, предназначенных для включения в трехфазные трех- или четырехпроводные цепи, обозначаются цифрами 1, 2, 3 и 0.

Промышленностью выпускаются счетчики трех разновидностей: счетчики непосредственного включения, трансформаторные счетчики и счетчики трансформаторные универсальные.

Трансформаторные счетчики предназначены для включения через измерительные трансформаторы, имеющие определенные, наперед заданные коэффициенты трансформации.

Трансформаторные универсальные счетчики предназначены для включения через измерительные трансформаторы, имеющие любые коэффициенты трансформации.

Рассмотрим наиболее распространенные схемы включения счетчиков.

Схемы включения однофазных (одноэлементных) счетчиков. В СССР в однофазных цепях учет реактивной энергии не производится, поэтому ниже приведены схемы включения одноэлементных (однофазных) счетчиков для учета активной энергии.

На рис. 13.5 изображена схема расположения зажимов и присоединения к ним обмоток однофазного счетчика непосредственного включения.

На рис. 13.6 приведена схема расположения зажимов и присоединения к ним обмоток однофазного трансформаторного или трансформаторного универсального счетчиков. Совершенно очевидно, что счетчик, включение которого показано на рис. 13.6, может быть включен и через один какой-либо измерительный трансформатор, трансформатор тока или трансформатор напряжения.

Схемы включения трехфазных двухэлементных счетчиков. Включение вращающихся элементов двухэлементных счетчиков, предназначенных для учета активной

энергии в трехфазных трехпроводных цепях, производится по схемам включения двух ваттметров для измерения активной мощности.

Как известно (см. § 12.3), включение ваттметров для измерения активной мощности в трехфазных трехпроводных цепях производится по методу двух приборов.

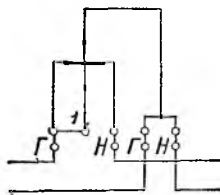


Рис. 13.5. Схема включения однофазного счетчика.

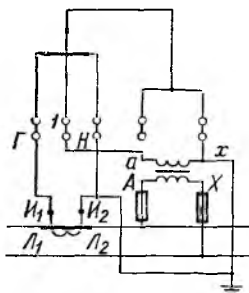


Рис. 13.6. Схема включения трансформаторного универсального однофазного счетчика.

На рис. 13.7 изображена схема расположения зажимов и присоединения к ним обмоток трехфазного двухэлементного счетчика типа САЗ непосредственного включения, на рис. 13.8 трехфазного двухэлементного трансформаторного или трансформаторного универсального счетчика в случае включения его только через измерительные трансформаторы тока. Используя схему включения обмотки напряжения счетчика через измеритель-

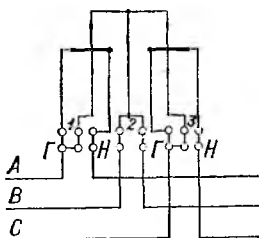


Рис. 13.7. Схема включения счетчика типа САЗ.

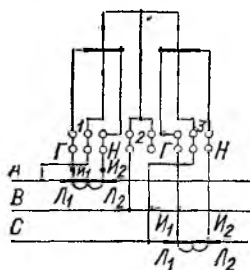


Рис. 13.8. Схема включения счетчика типа САЗ с использованием измерительных трансформаторов тока.

ный трансформатор напряжения (см. рис. 13.6), нетрудно составить схему расположения зажимов и присоединения к ним обмоток трехфазного двухэлементного трансформаторного или трансформаторного универсального счетчика в случае применения как измерительных трансформаторов тока, так и измерительных трансформаторов напряжения.

Схемы включения трехфазных трехэлементных счетчиков для учета активной энергии. Трехфазные трех-

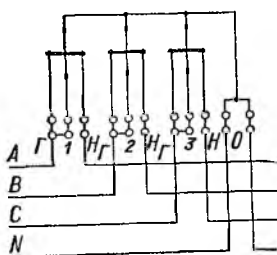


Рис. 13.9. Схема включения счетчика типа СА4.

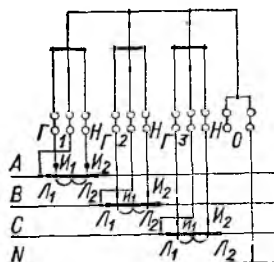


Рис. 13.10. Схема включения счетчика типа СА4 с использованием трансформаторов тока.

элементные счетчики применяются для учета активной энергии в трехфазных четырехпроводных цепях.

На рис. 13.9 показана схема расположения зажимов и присоединения к ним обмоток трехфазного трехэлементного счетчика типа СА4 непосредственного включения. Нетрудно видеть, что вращающиеся элементы счетчика включаются в трехфазную четырехпроводную цепь точно так же, как включаются три ваттметра для измерения в такой цепи активной мощности, т. е. применяется рассмотренный ранее (см. § 12.3) метод трех приборов.

На рис. 13.10 изображена схема расположения зажимов и присоединения к ним обмоток трехфазного трехэлементного трансформаторного или трансформаторного универсального счетчика в случае включения его в трехфазную четырехпроводную цепь только через измерительные трансформаторы тока. Нетрудно видеть, что и в этом случае вращающиеся элементы счетчиков включаются в цепь по методу трех приборов.

Схемы включения трехфазных трехэлементных счетчиков для учета реактивной энергии. Трехфазные трехэлементные счетчики для учета реактивной энергии типов СР4 и СР4У применяются в трехфазных трехпроводных и трехфазных четырехпроводных цепях переменного тока.

Включение вращающихся элементов счетчика производится по правилам включения на замененные напряже-

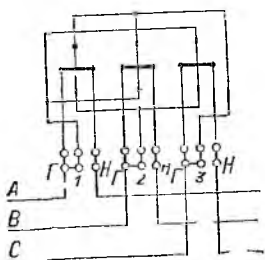
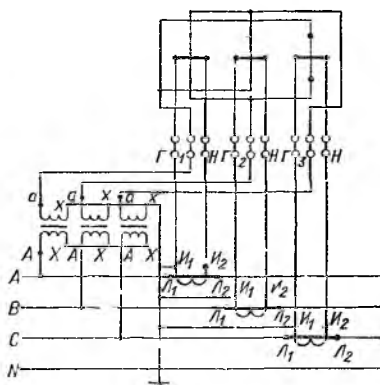


Рис 13 11. Схема включения счетчика типа СР4 в трехфазную трехпроводную цепь.

Рис. 13 12. Схема включения счетчика типа СР4У в трехфазную четырехпроводную цепь.



ния (см. § 12.4) обычных ваттметров в случае применения их для измерения реактивной мощности в трехфазных цепях.

На рис. 13.11 приведена схема расположения зажимов и присоединения к ним обмоток счетчика типа СР4 непосредственного включения при измерении им реактивной энергии в трехфазной трехпроводной цепи.

На рис. 13.12 изображена схема расположения зажимов и присоединения к ним обмоток трехфазного трансформаторного или трансформаторного универсального (СР4У) счетчика в случае измерения реактивной энергии в трехфазной четырехпроводной цепи с применением измерительных трансформаторов тока и измерительных трансформаторов напряжения.

13.5. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 11. ПОВЕРКА ОДНОФАЗНОГО ИНДУКЦИОННОГО СЧЕТЧИКА

Счетчики электрической энергии подлежат поверке в соответствии с ГОСТ 14767-69, который предусматривает поверку счетчиков электрической энергии одним из следующих методов:

1) ваттметра и секундомера, при котором определяют действительное значение электрической энергии, вызвавшей вращение диска счетчика на заданное число оборотов;

2) образцового счетчика, при котором показания поверяемого счетчика сравнивают с показаниями образцового счетчика.

Независимо от выбранного метода применяемые образцовые средства измерений должны обеспечивать определение действительного значения энергии с погрешностью, не превышающей 1/4 допускаемой погрешности поверяемого счетчика.

Поверка счетчика должна производиться в нормальных условиях. Для счетчиков классов точности 1,0; 1,5; 2,0; 2,5 и 3,0 нор-

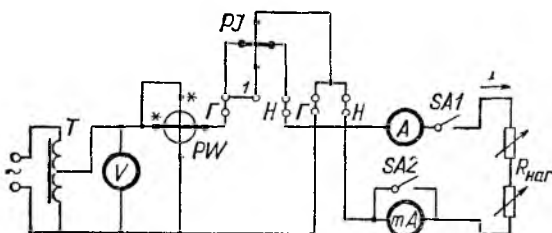


Рис. 13.13. Схема поверки однофазного счетчика.

мальными считаются условия, при которых отклонение счетчика от вертикального положения не превышает 1° , отклонение температуры окружающего воздуха не более чем на $\pm 3^\circ\text{C}$ от 20°C , отклонение напряжения питания счетчика не более чем на $\pm 1\%$ номинального значения напряжения питания и т. д.

В данной работе производится частичная поверка однофазного счетчика активной энергии методом, предусматривающим применение ваттметра и секундомера.

Схема включения приборов для поверки счетчика изображена на рис. 13.13. Она позволяет проверить счетчик на отсутствие самохода, определить порог чувствительности счетчика и погрешность его при различных нагрузках, но при одном $\cos \varphi = 1$. (Нагрузка $R_{\text{наг}}$ имеет чисто активный характер.) При полной поверке счетчика в соответствии с ГОСТ 6570-75 определение погрешностей счетчика необходимо производить при различных нагрузках не только при $\cos \varphi = 1$, но и при $\cos \varphi = 0,5$.

Задание

1. Ознакомиться с приборами, имеющимися на лабораторном стенде, внести в отчет их паспортные данные

2. Собрать схему рис. 13.13, обратив особое внимание на правильность включения генераторных зажимов образцового ваттметра PW и поверяемого счетчика PJ .

3. При замкнутых ключах $SA1$ и $SA2$ подать напряжение на собранную схему и установить по вольтметру с помощью однофазного регулятора напряжения T номинальное напряжение $U_{\text{ном}}$ счетчика. Изменяя нагрузку $R_{\text{наг}}$, установить по амперметру номинальный ток $I_{\text{ном}}$ счетчика ($U_{\text{ном}}$ и $I_{\text{ном}}$ счетчика указаны на его щитке). Прогреть схему в течение 15 мин.

4. Проверить счетчик на отсутствие самохода. Для этого разомкнуть ключ $SA1$ и при $I=0$ по вольтметру с помощью регулятора напряжения T установить напряжение питания счетчика равное 110% $U_{\text{ном}}$. Если при этом диск счетчика не совершает более одного полного оборота, то самоход у счетчика отсутствует.

5. Определить порог чувствительности счетчика. Для этого с помощью регулятора напряжения T по вольтметру установить $U_{\text{ном}}$ счетчика, включить ключ $SA1$ и путем увеличения сопротивления нагрузки $R_{\text{наг}}$ получить минимально возможное показание амперметра, при этом диск счетчика должен быть неподвижен. Далее, разомкнуть ключ $SA2$ и путем плавного уменьшения сопротивления нагрузки $R_{\text{наг}}$ добиться начала движения и непрерывного вращения диска счетчика. Внести в отчет значение тока $I_{\text{порог}}$, определенное по миллиамперметру; замкнуть ключ $SA2$. Вычислить значение тока $I_{\text{порог}}$ в процентах $I_{\text{ном}}$.

6. Определить относительную погрешность счетчика при $U=U_{\text{ном}}$ и $I=I_{\text{ном}}$. Установку значения тока $I_{\text{ном}}$ осуществляется путем изменения нагрузки $R_{\text{наг}}$ при замкнутом ключе $SA2$.

Относительная погрешность счетчика в процентах определяется по формуле

$$\delta = \frac{W_{\text{сч}} - W}{W} 100,$$

где $W_{\text{сч}}$ — значение учтенной счетчиком энергии; W — действительное значение энергии, определенное по образцовому ваттметру.

Для определения $W_{\text{сч}}$ необходимо с помощью секундомера измерить время вращения диска счетчика при совершении N целых оборотов. Число N выбирают таким, чтобы время t было не менее 50—60 с. Определение интервала времени t проводят 3 раза. За измеренное значение $t_{\text{п}}$ берут среднее арифметическое значение из трех измерений. Значение $W_{\text{сч}}$ определяют по формуле

$$W_{\text{сч}} = C_{\text{ном}} N,$$

где $C_{\text{ном}}$ — номинальная постоянная счетчика:

$$C_{\text{ном}} = 3600 \cdot 1000 / N_0,$$

здесь N_0 — передаточное число счетчика, указанное на его щитке.

Значение W определяют по формуле

$$W = P_W t_{\text{п}},$$

где P_W — значение мощности, Вт, определенное по образцовому ваттметру:

$$P_W = c_{\text{ном}} a;$$

здесь $C_{\text{ном}}$ — номинальная постоянная ваттметра (см. гл. 12); a — отсчет по шкале ваттметра в делениях.

7. Используя имеющиеся в лаборатории выписки из ГОСТ 6570-75, сделать заключение о допустимости определенных выше па-

раметров счетчика с учетом обозначенного на щитке проверяемого счетчика класса точности.

8. Составить отчет по требуемой форме.

13.6. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 12. ИЗМЕРЕНИЕ АКТИВНОЙ И РЕАКТИВНОЙ ЭНЕРГИИ В ТРЕХФАЗНОЙ ЦЕПИ

Методы и приборы, предназначенные для учета активной и реактивной энергии в трехфазных трехпроводных и четырехпроводных цепях, были рассмотрены в § 13.3 и 13.4.

В данной лабораторной работе учет активной и реактивной энергии производится в трехфазной трехпроводной цепи. Для учета активной энергии используется двухэлементный счетчик типа САЗ. Элементы этого счетчика включаются в трехфазную трехпроводную цепь по схеме включения двух ваттметров для измерения активной мощности (см. § 12.3).

Для учета реактивной энергии используется трехэлементный счетчик типа СР4, предназначенный для учета реактивной энергии как в четырехпроводных, так и в трехпроводных трехфазных цепях. Элементы этого счетчика включаются в трехфазную трехпроводную цепь точно так же, как и три обычных ваттметра в случае применения их для измерения реактивной мощности (см. § 12.4).

Задание

1. Ознакомиться с приборами, предназначенными для выполнения данной лабораторной работы. Внести в протокол их паспортные данные.
2. Определить постоянную $C_{\text{ном}}$ счетчика САЗ и постоянную $C'_{\text{ном}}$ счетчика СР4 по формуле

$$C_{\text{ном}} = 3600 \cdot 1000 / N_0.$$

где N_0 — передаточное число, указанное на щитке счетчика.

3. Собрать схему рис. 13.14, обратив особое внимание на правильность включения генераторных зажимов счетчиков.

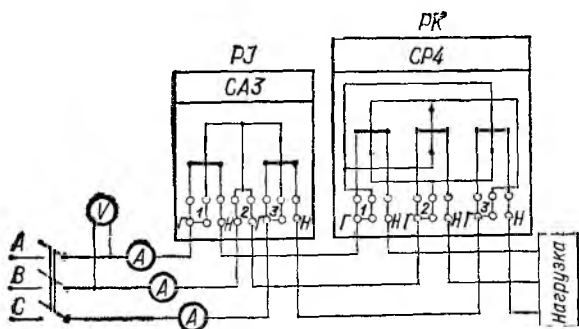


Рис. 13.14 Схема включения счетчиков САЗ и СР4 в трехфазную трехпроводную цепь.

4. Подать напряжение на собранную схему и прогреть ее в течение 15 мин. Записать показания амперметров и вольтметра.

5. Выключить напряжение и записать показания счетчиков I_1 (СА3) и P_1 (СР4).

6. Бновь включить напряжение и производить учет активной и реактивной энергии в течение 30 мин (в течение этого времени необходимо выполнить также п. 8 настоящего задания). Затем выключить напряжение и записать показания счетчиков.

7. Используя данные п. 5 и 6, определить израсходованные активную и реактивную энергии за 30 мин работы лабораторного стенда.

8. В период выполнения п. 6 подсчитать количество оборотов дисков счетчика СА3 ($N_{СА3}$) и счетчика СР4 ($N_{СР4}$) за 1 мин. Вре- мя необходимо определять по имеющемуся секундомеру. За дей- ствительные значения $N_{СА3}$ и $N_{СР4}$ взять средние арифметические значения, определенные из трех экспериментов.

9. Используя значения постоянных счетчиков, определенные при выполнении п. 2, и результаты выполнения п. 8, рассчитать актив- ную и реактивную энергию, расходуемую нагрузкой за 30 мин работы.

$$W_a = C_{\text{ном}} N_{СА3} \cdot 30;$$

$$W_p = C'_{\text{ном}} N_{СР4} \cdot 30.$$

10. Сравнить результаты выполнения п. 9 с результатами вы- полнения п. 7.

11. Рассчитать коэффициент мощности цепи по формуле

$$\text{tg } \varphi = W_p / W_a,$$

используя значения W_a и W_p , полученные при выполнении п. 9.

12. Составить отчет по требуемой форме.

ГЛАВА ЧЕТЫРНАДЦАТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ФАЗОВОГО СДВИГА И ЧАСТОТЫ

14.1. ИЗМЕРЕНИЕ ФАЗОВОГО СДВИГА

Измерение фазового сдвига между напряжением и то- ком нагрузки на промышленной частоте, между двумя гармоническими напряжениями (например, входным и выходным напряжениями четырехполюсника, усилителя) в зависимости от частоты, между двумя периодическими напряжениями одинаковой частоты любой формы — эти задачи часто встречаются в исследовательской и произ- водственной практике. Методы измерения и принципы

построения приборов зависят от диапазона частот сигнала и его формы, мощности источников сигналов, требуемой точности измерения.

Электромеханические фазометры. Электродинамические и ферродинамические логометры могут быть использованы для построения фазометров (как показывающих, так и самопишущих), предназначенных для измерения

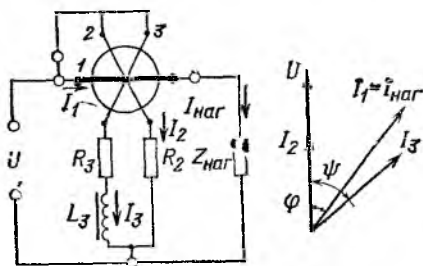


Рис. 14.1. Электродинамический фазометр.

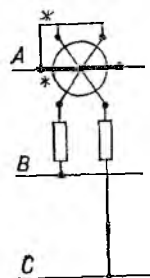


Рис. 14.2. Трехфазный электродинамический фазометр.

фазового сдвига между напряжением и током в нагрузке и коэффициента мощности.

Электрическая схема электродинамического фазометра и соответствующая ей векторная диаграмма представлены на рис. 14.1. Подвижная часть механизма, представляющая две жестко скрепленные между собой под углом 60° рамки, крепится на осях и опорах. Механический противодействующий момент в механизме отсутствует. Взаимодействие тока I_1 ($I_1 = I_{\text{наг}}$), протекающего по неподвижной катушке прибора I , с током I_2 , протекающим по обмотке рамки 2 , угол между плоскостью которой и плоскостью неподвижной катушки равен 150° при $\alpha = 0$, создает вращающий момент

$$M_1 = c_1 I_1 I_2 \cos(\widehat{I_1, I_2}) \sin(150^\circ - \alpha).$$

Взаимодействие тока I_1 с током I_3 создает вращающий момент M_2 , который действует навстречу моменту M_1 :

$$M_2 = c_2 I_1 I_3 \cos(\widehat{I_1, I_3}) \sin(150^\circ - 60^\circ - \alpha).$$

Из векторной диаграммы следует, что $\cos(\widehat{I_1, I_2}) = \cos \varphi$.

Фазовый сдвиг между U (или I_2) и током I_3 выполняется равным $\psi = 60^\circ$ за счет включения в цепь обмотки рамки 3 катушки индуктивности L_3 и резистора R_3 . Следовательно, $\cos(\widehat{I_1, I_3}) = \cos(60^\circ - \varphi)$. В установившемся режиме подвижная часть прибора займет положение, при котором $M_1 = M_2$, поэтому

$$c_1 I_1 I_2 \cos \varphi \cos(60^\circ - \alpha) = c_2 I_1 I_3 \cos(60^\circ - \varphi) \cos \alpha.$$

Если выполняется условие $c_1 I_2 = c_2 I_3$, то последнее равенство будет выполняться при $\alpha = \varphi$. Таким образом, угол поворота подвижной части равен фазовому сдвигу между напряжением и током в нагрузке. Прибор имеет линейную шкалу. Его показания практически не зависят от нестабильности напряжения на нагрузке (в пределах 10—20%). Недостатками таких фазометров являются сравнительно большая потребляемая мощность от источника сигнала (5—10 В·А) и зависимость показаний от частоты.

Шкала рассмотренного фазометра может быть градуирована также в значениях коэффициента мощности, т. е. в значениях $\cos \varphi$.

Приведенная погрешность лабораторных фазометров не более $\pm 0,5\%$. Характеристики, указанные выше, имеет электродинамический фазометр типа Д578.

На основе электродинамических механизмов возможно построение фазометров для измерения $\cos \varphi$ и в трехфазных цепях переменного тока. Схема включения фазометра в этом случае приведена на рис. 14.2. По принципу действия он подобен однофазному фазометру, но необходимые фазовые сдвиги между токами в обмотках рамок подвижной части прибора можно получить более просто, используя 120-градусные сдвиги между напряжениями и токами трехфазной цепи. Такой прибор дает правильные показания в трехфазной цепи с симметричными напряжениями и токами. В случае несимметричной трехфазной цепи можно говорить лишь о разности фаз между током и напряжением в каждой фазе. Примером подобного прибора является фазометр типа Э120, приведенная погрешность которого не превышает 1,5%.

На основе ферродинамического механизма выпускается также щитовой узкопрофильный фазометр типа Д392, предназначенный для измерения $\cos \varphi$ в симметричной трехфазной цепи. Пределы измерения $\cos \varphi$ 0,5—1—0,5, класс точности 2,5.

Электронный фазометр. Измерение фазового сдвига между двумя периодическими напряжениями (одной частоты) в диапазоне частот до 1 МГц производится с помощью электронных фазометров. Структурная схема электронного фазометра приведена на рис. 14.3. Напряжения u_1 и u_2 (одно из них является опорным, например u_1) по-

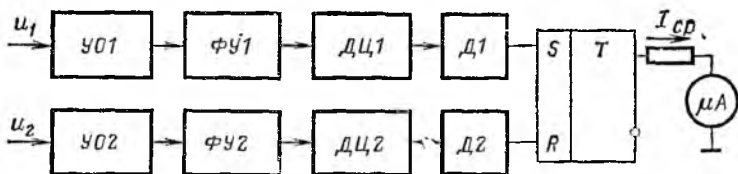


Рис. 14.3. Электронный фазометр.

даются на два входа прибора (рис. 14.4, а и б). В обоих каналах напряжения усиливаются и, если их амплитуды достаточно большие, ограничиваются усилителями-ограничителями УО1 и УО2; затем с помощью формирующих устройств ФУ1 и ФУ2 эти напряжения преобразуются в напряжения прямоугольной формы с крутыми фронтами (рис. 14.4, в и г). Фазовый сдвиг напряжений на выходах ФУ1 и ФУ2 равен фазовому сдвигу входных напряжений. Дифференцирующими цепями ДЦ1 и ДЦ2 формируются

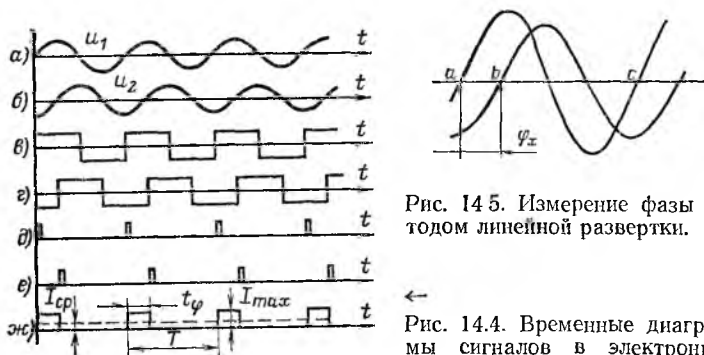


Рис. 14.5. Измерение фазы методом линейной развертки.

←
Рис. 14.4. Временные диаграммы сигналов в электронном фазометре.

короткие импульсы, поступающие через диодные цепи Д1 и Д2 на входы триггера Т, который имеет два устойчивых состояния (рис. 14.4, д и е). Выходное напряжение триггера Т показано на рис. 14.4, ж. К выходу триг-

гера T подключен магнитоэлектрический микроамперметр. Длительность импульса t_ϕ на выходе триггера T связана с фазовым сдвигом следующим соотношением: $t_\phi = \Phi_x / 2\pi f_c$, где f_c — частота сигналов. Тогда среднее значение тока, протекающего через прибор, равно $I_{cp} = I_{max} t_\phi / T_c$, где I_{max} — амплитуда импульса тока; $T_c = 1/f_c$ — период входных напряжений. Нетрудно видеть, что

$$I_{cp} = I_{max} \Phi_x / 2\pi.$$

Таким образом, шкала прибора линейна и не зависит от частоты. Электронные фазометры работают в широком диапазоне частот, имеют большое входное сопротивление (малую потребляемую мощность от источников сигналов). Например, фазометр типа Ф2-13 имеет следующие характеристики: частотный диапазон 20 Гц—1 МГц, измеряемый угол сдвига фаз $\pm 180^\circ$, относительная погрешность 1,5—2%, входное сопротивление 1 МОм, диапазон изменения входных сигналов 0,1—10 В.

Осциллографические методы измерения фазы. Среди осциллографических методов наибольшее распространение получили методы линейной развертки и эллипса.

Метод линейной развертки предполагает применение двухлучевого осциллографа или однолучевого осциллографа с электронным коммутатором. В этом случае на экране осциллографа создается изображение двух напряжений (рис. 14.5), фазовый сдвиг Φ_x между которыми необходимо измерить. Если напряжения u_1 и u_2 на вход Y осциллографа подаются через электронный коммутатор, то изображения создаются штриховыми линиями (частота коммутации значительно выше частоты напряжений u_1 и u_2). По измеренным отрезкам ab и ac вычисляется

$$\Phi_x = ab \cdot 360^\circ / ac.$$

Причиной погрешности измерения в данном случае является прежде всего неточность измерения отрезков ab и ac .

Метод эллипса используется для измерения фазового сдвига между синусоидальными напряжениями. Напряжения u_1 и u_2 подаются на входы каналов Y и X (канал X работает в режиме усиления сигнала u_2). На экране осциллографа получается изображение эллипса (рис. 14.6). Если $u_1 = u_Y = U_{Ymax} \sin \omega t$ и $u_2 = u_X = U_{Xmax} \sin \times (\omega t + \Phi_x)$, то в момент $t = 0$ пятно будет находиться в

точке a или b , т. е. $l_{ab} \equiv 2U_{Xmax} \sin \varphi$. Отрезок l_{cd} , соответствующий максимальному отклонению луча по оси X , пропорционален $2U_{Xmax}$, т. е. $l_{cd} \equiv 2U_{Xmax}$. Следовательно, $\sin \varphi_x = ab/cd$ и $\varphi_x = \arcsin (ab/cd)$. Метод эллипса позволяет измерять φ_x в пределах $0-90^\circ$ без определения знака фазового угла. Причинами погрешности измерения являются неточность измерения отрезков и неодинаковый фазовый сдвиг в каналах X и Y .

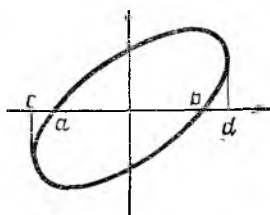


Рис. 14.6. Измерение фазы методом эллипса.

14.2. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ

Диапазон используемых частот в электроэнергетике, электрофизике, технике связи, радиоэлектронике очень широк и простирается от долей герца до десятков гигагерц. Выбор метода и прибора для измерения частоты определяется значением частоты, требуемой точностью измерения, мощностью источника сигнала и другими факторами.

Рассмотрим измерение частоты показывающими приборами.

Электромеханические частотомеры. Эти приборы используются для измерения частот в диапазоне $20-2500$ Гц в основном в энергетических цепях и выполняются на основе электромагнитных и электродинамических (ферродинамических) механизмов.

Наиболее простым из электромеханических частотомеров является электромагнитный резонансный (вибрационный) частотомер. Напряжение измеряемой частоты подводится к обмотке электромагнита. В поле электромагнита располагаются стальные пластинки, один конец которых закреплен неподвижно. Свободный конец загнут и окрашен яркой краской. Каждая пластинка обладает определенной частотой собственных колебаний. Под действием электромагнитного поля и сил упругости пластины совершают колебательные движения. С наибольшей амплитудой колеблется пластинка, частота собственных колебаний которой соответствует удвоенной частоте поданного напряжения. Вид шкалы вибрационного частотомера приведен на рис. 14.7. Пределы измерения по

частоте таких частотомеров небольшие, например 45—55 или 450—550 Гц. Относительная погрешность измерения частоты 1,0—2,5%.

Электрическая схема электродинамического частотомера на основе логометрического механизма и векторная диаграмма токов приведены на рис. 14.8. Рамки подвиж-

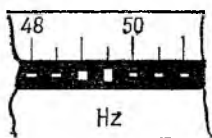


Рис. 14.7. Шкала вибрационно-го частотомера.

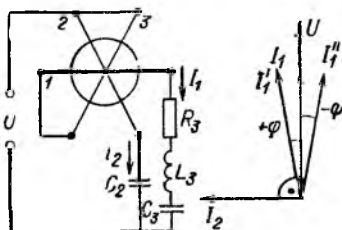


Рис. 14.8. Электродинамический частотомер.

ной части частотомера скреплены между собой под углом 90° . Параметры контура L_3 , C_3 и R_3 подобраны таким образом, что частота резонанса напряжений близка к средней частоте диапазона измерения $f_{\text{ср}} = (f_{\text{н}} + f_{\text{к}})/2$, где $f_{\text{н}}$ и $f_{\text{к}}$ — соответственно начальное и конечное значения шкалы прибора.

Вращающие моменты, действующие на подвижную часть, равны:

$$M_1 = c_1 I_1 I_2 \sin(\beta_1 - \alpha) \cos(90^\circ \pm \varphi) = \\ = c_1 I_1 I_2 \cos(45^\circ - \alpha) \sin(\mp \varphi);$$

$$M_2 = c_2 I_2^2 \sin(\beta_2 - \alpha) \cos 0^\circ = c_2 I_2^2 \sin(45^\circ - \alpha),$$

где $\beta_1 = 135^\circ$, $\beta_2 = 45^\circ$ — соответственно углы между плоскостями первой и второй рамок и плоскостью неподвижной катушки при $\alpha = 0$.

Момент M_1 зависит от угла поворота подвижной части α и фазового сдвига между токами I_1 и I_2 , который, в свою очередь, зависит от измеряемой частоты f_x . Момент M_2 зависит только от угла α и не зависит от частоты f_x . Моменты M_1 и M_2 действуют навстречу друг другу, и подвижная часть поворачивается до тех пор, пока не наступит равенство $M_1 = M_2$. Токи I_1 и I_2 с изменением измеряемой частоты изменяются незначительно, и поэтому из

равенства моментов следует:

$$\operatorname{tg}(45^\circ - \alpha) = c \sin(\mp \varphi).$$

Так как $\varphi = \Psi(f_x)$, то $\alpha = F(f_x)$. Из последнего равенства следует, что при $f_x = f_{\text{ср}}$ ($\varphi = 0$) $\alpha = 45^\circ$. При $f_x = f_{\text{н}}$ стрелка займет крайнее левое положение, а при $f_x = f_{\text{к}}$ — крайнее правое.

На рис. 14.9, а показана конструкция электромагнитного логометра, а на рис. 14.9, б — электрическая схема

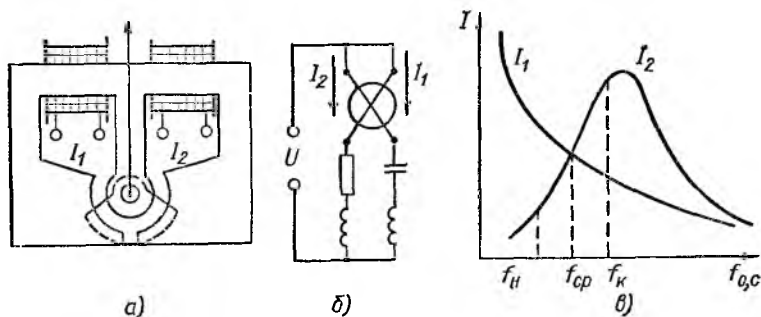


Рис. 14.9. Электромагнитный частотомер.

частотомера на его основе. Токи I_1 и I_2 в цепях логометра распределяются обратно пропорционально полным сопротивлениям ветвей, которые по-разному зависят от частоты (рис. 14.9, в). Параметры цепей подобраны так, что при средней частоте диапазона токи равны и указатель занимает положение, соответствующее средней частоте. Другим значениям f_x соответствуют свои значения I_1 и I_2 , а следовательно, и углы отклонений подвижной части.

Электродинамические и электромагнитные частотомеры имеют узкие пределы измерения, равные $\pm 10\%$ средней частоты, приведенную погрешность 0,5—2,5%, потребляемую мощность до 10 Вт, номинальное напряжение 36—380 В. Такими характеристиками обладают электродинамические лабораторные частотомеры типа Д506М и щитовые узкопрофильные электромагнитные частотомеры типа Э393.

Электронные конденсаторные частотомеры. Они используются для измерения частоты периодических напряжений в диапазоне 20 Гц—500 кГц. Приведенная погрешность таких приборов 0,5—2,5%.

Принцип действия электронного частотомера поясняется схемой, приведенной на рис. 14.10, а, и временными диаграммами на рис. 14.10, б—д. Напряжение измеряемой частоты (рис. 14.10, б) подается на вход усилителя-формирователя УФ, усиливающего $u_{вх}$ и формирующего из него прямоугольное напряжение (рис. 14.10, в). Этим напряжением управляется электронный ключ ЭК. Допустим, что при положительных полуволнах ключ ЭК замкнут, а при отрицательных полуволнах разомкнут. При разомкнутом состоянии ключа в течение половины периода конденсатор C через резистор R заряжается до значения E (рис. 14.10, г). Ток заряда протекает через диод $VD1$

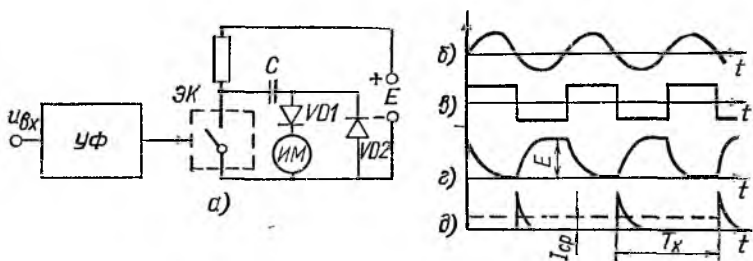


Рис. 14.10. Электронный частотомер.

и обмотку рамки магнитоэлектрического измерительного механизма (рис. 14.10, д). При замыкании ключа ЭК конденсатор разрядится через него и через диод $VD2$. Таким образом, за один период измеряемой частоты ($T_x = 1/f_x$) через измерительный механизм проходит заряд $q = CE$ и поэтому среднее значение тока в его цепи равно:

$$I_{ср} = q/T_x = CE/T_x = CEf_x.$$

Это уравнение справедливо при условии, что конденсатор успевает полностью зарядиться до значения E и полностью разрядиться.

Электронные частотомеры имеют достаточно большое входное сопротивление, а следовательно, потребляют малую мощность от источника сигнала.

Рассмотрим осциллографические методы измерения частоты.

Метод фигур Лиссажу. Этот метод используется для измерения частоты синусоидальных напряжений. На один из входов (например, на вход канала Y) подается напря-

жение с измеряемой частотой f_x . На вход канала X , работающего в режиме усиления (генератор развертки $ГР$ отключен), подается напряжение с известной частотой f_0 . Электронный луч под действием двух взаимно перпендикулярных и меняющихся по гармоническому закону соответственно с частотами f_x и f_0 напряжений вычерчивает на экране некоторую сложную кривую. Если отношение частот выражается отношением целых чисел, то результирующая кривая (фигура Лиссажу) представляется

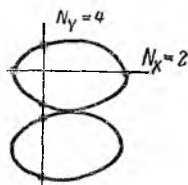
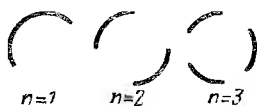


Рис. 14.12. Измерение частоты методом круговой развертки.



←
Рис. 14.11. Измерение частоты методом фигур Лиссажу.

в виде неподвижного изображения (пример такой фигуры приведен на рис. 14.11). Для определения отношения частот необходимо подсчитать наибольшее число точек пересечений вертикальной N_Y и горизонтальной N_X прямыми наблюдаемой фигуры. Затем составляют отношение

$$f_Y/f_X = N_X/N_Y,$$

где f_Y и f_X — частоты напряжений, подаваемые на входы каналов Y и X осциллографа.

Для фигуры на рис. 14.11 $N_Y=4$, $N_X=2$, и поэтому

$$f_Y = f_X \frac{N_X}{N_Y} = \frac{1}{2} f_X \text{ или } f_X = f_0 \frac{N_X}{N_Y} = \frac{1}{2} f_0.$$

Погрешность измерения f_x определяется погрешностью известной частоты f_0 .

Метод круговой развертки. Этот метод также основан на сравнении двух частот — неизвестной и известной. Если на входы обоих каналов осциллографа (генератор развертки отключен) подать напряжения с одной (известной) частотой f_0 , но сдвинутые по фазе на 90° , то на экране получим окружность. Время, за которое электронный луч описывает окружность, равно периоду напряже-

ния с частотой f_0 . Подав напряжение с неизвестной частотой f_x на сетку электронно-лучевой трубки, при отношении частот $f_x/f_0 = n (n=1, 2, 3...)$ получим ряд неподвижных дуг (рис. 14.12). Число таких дуг равно n .

Погрешность измерения f_x определяется погрешностью известной частоты.

Осциллографические методы измерения частоты просты, но требуют применения генератора гармонических колебаний, частоту которого можно изменять, а ее значение должно быть известно.

14.3 ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 13. ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

Задание

1. Ознакомиться со схемой лабораторного стенда и записать данные приборов.

2. Ознакомиться с методическими указаниями по эксплуатации и применению приборов

3. Собрать схему, приведенную на рис. 14.13.

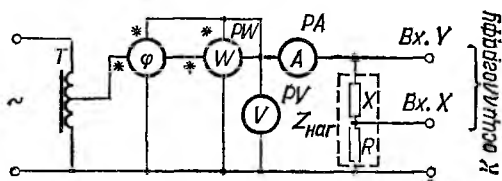


Рис. 14.13. Схема лабораторного стенда работы № 13.

4. Провести косвенное измерение коэффициента мощности ($\cos \varphi$), используя прямые измерения тока амперметром PA , напряжения вольтметром PV и мощности ваттметром PW .

5. Провести прямое измерение фазометром фазового сдвига между напряжением и током в нагрузке φ . По значению φ рассчитать $\cos \varphi$

6. Измерить φ методом эллипса с помощью осциллографа. Вычислить значение $\cos \varphi$.

7. Объяснить полученные результаты.

8. Составить отчет по требуемой форме.

ГЛАВА ПЯТНАДЦАТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ МАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН

15.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Электрические и магнитные измерения находятся в тесной связи друг с другом. Эта связь — следствие единства электрических и магнитных явлений.

Магнитные измерения дополняют электрические. Посредством магнитных измерений решается ряд задач, к которым относятся исследование магнитных свойств веществ и материалов, исследование различного рода электромагнитных механизмов, аппаратов и машин для выявления распределения магнитных потоков и МДС, контроль качества магнитных материалов и изделий из них в производственных условиях, испытание постоянных магнитов и электромагнитов и измерение полей, создаваемых ими, исследование магнитного поля Земли, изучение физических свойств материалов по их магнитным характеристикам.

В большинстве случаев при определении характеристик магнитных полей и материалов магнитные величины рассчитывают по полученным экспериментально значениям электрических величин или электрических параметров.

Магнитные характеристики принято разделять на статические и динамические.

Статические характеристики магнитных материалов определяют в постоянных магнитных полях и используют как для расчета устройств, где эти материалы работают в таких же условиях, так и для сравнения одних материалов с другими.

Динамические характеристики магнитных материалов измеряют в переменных магнитных полях. Последние зависят не только от свойств образца, но и от частоты магнитного поля, формы кривой поля, формы и размеров образца и лишь условно могут быть названы характеристиками материала.

15.2. ИЗМЕРЕНИЕ МАГНИТНОГО ПОТОКА В ПОСТОЯННОМ МАГНИТНОМ ПОЛЕ

Баллистический гальванометр. Метод определения магнитного потока с помощью баллистического гальванометра, основанный на измерении количества электри-

чества в импульсе тока, наводимого в измерительной катушке при изменении потокосцепления, относится к индукционно-импульсному. Для измерения магнитного потока катушка с известным числом витков ω_K подключается к баллистическому гальванометру через резистор R_d (рис. 15.1) и затем быстро удаляется из поля ил.л.

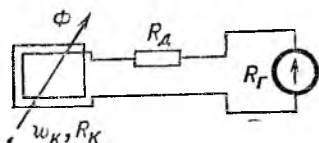


Рис. 15.1. Схема измерения магнитного потока индукционно-импульсным методом.

вносится в него. Изменение потока, сцепленного с катушкой, вызывает в ней ЭДС

$$e = -\omega_K d\Phi/dt, \quad (15.1)$$

которая определяет ток

$$i = e/R = -(\omega_K/R) (d\Phi/dt),$$

где $R = R_G + R_K + R_d$.

Изменение количества электричества dQ связано с изменением потока $d\Phi$, как это следует из выражения для тока i , следующим образом:

$$dQ = idt = -(\omega_K/R) d\Phi.$$

Интегрируя последнее уравнение в пределах от 0 до t_1 , получаем выражение для количества электричества в импульсе тока, определяемое путем изменения потока от Φ до 0 (удаления катушки из поля):

$$Q = \int_0^{t_1} idt = -\frac{\omega_K}{R} \int_{\Phi}^0 d\Phi = \frac{\omega_K}{R} \Phi. \quad (15.2)$$

Если измерительная катушка неподвижна, а изменение потока от $+\Phi$ до $-\Phi$ вызывается изменением тока от $+I$ до $-I$, то количество электричества в импульсе тока, протекающего по цепи, равно:

$$Q = 2 \frac{\omega_K}{R} \Phi. \quad (15.3)$$

При длительности импульса тока, достаточно малой по сравнению с периодом свободных колебаний гальва-

номера, можно считать, что первое наибольшее отклонение его указателя a_{1m} пропорционально количеству электричества в импульсе (см. § 5.4.):

$$Q = C_Q a_{1m}, \quad (15.4)$$

где C_Q — цена деления (баллистическая постоянная) гальванометра по количеству электричества.

Подставляя (15.4) в (15.2), получаем:

$$\Phi = \frac{R}{\omega_K} C_Q a_{1m},$$

или

$$\Phi = \frac{C_\Phi}{\omega_K} a_{1m}, \quad (15.5)$$

где $C_\Phi = C_Q R$ — цена деления (баллистическая постоянная) гальванометра по магнитному потоку.

Таким образом, по отклонению указателя баллистического гальванометра можно определять магнитный поток.

Поскольку C_Φ зависит от активного сопротивления цепи (от режима успокоения гальванометра), ее необхо-

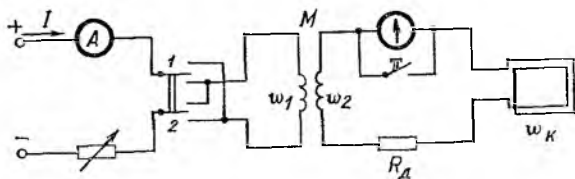


Рис. 15.2. Схема определения цены деления (баллистической постоянной) гальванометра.

димо определять экспериментально при включении используемой измерительной катушки и магазина сопротивления R_d , предназначенного для регулировки чувствительности и обеспечения необходимого режима успокоения гальванометра (рис. 15.2). Для этого переключатель переводят из положения 1 в положение 2. В результате ток изменится от $+I$ до $-I$, что вызовет изменение потокосцепления вторичной обмотки катушки взаимной индуктивности

$$2\omega_2\Phi = 2MI. \quad (15.6)$$

Изменение потокосцепления приведет к появлению импульса тока в цепи обмотки ω_2 , и указатель гальванометра отклонится на a_{1m} , при этом количество электричества в импульсе тока на основании (15.3), (15.4) и (15.6)

$$Q = 2MI/R_2 = C_Q a_{1m},$$

где R_2 — сопротивление цепи вторичного контура.

С учетом последнего соотношения получаем:

$$C_\Phi = C_Q R_2 = 2MI/a_{1m}. \quad (15.7)$$

Выпускаемые промышленностью баллистические гальванометры типов М197/1 и М197/2 имеют соответственно цену деления $3,5 \cdot 10^{-5}$ и $0,35 \cdot 10^{-5}$ Вб/дел.

Веберметр. Веберметр предназначен для измерения магнитного потока индукционно-импульсным методом. Он представляет собой магнитоэлектрический гальванометр без противодействующего момента. Ввиду этого начальное положение стрелки веберметра a_1 безразлично. Бескаркасная подвижная рамка 1 (рис. 15.3), рас-

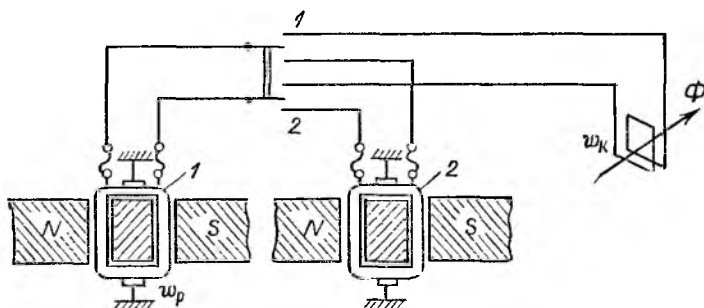


Рис. 15.3. Схема измерения магнитного потока с помощью веберметра.

положенная в воздушном зазоре между полюсными наконечниками постоянного магнита и сердечником, соединена с переключателем с помощью «безмоментных» токоподводов. Положение 1 переключателя соответствует измерению. При удалении измерительной катушки из магнитного поля ее потокосцепление уменьшается. За счет возникшего импульса тока рамка 1 поворачивается на такой угол α (этому соответствует перемещение стрелки веберметра из положения a_1 в положение a_2), при котором происходит увеличение потокосцепления рамки,

равное уменьшению потокосцепления измерительной катушки. Поскольку магнитное поле в рабочем зазоре веберметра однородное и радиальное, изменение потокосцепления рамки I будет пропорционально углу ее поворота. Таким образом,

$$\omega_K \Phi = \omega_P \Phi_P = \omega_P B s \alpha,$$

откуда следует, что

$$\Phi = \frac{\omega_P B s}{\omega_K} \alpha = \frac{C_\Phi}{\omega_K} \Delta a, \quad (15.8)$$

где ω_P — число витков рамки; s — площадь рамки; B — магнитная индукция в рабочем зазоре; C_Φ — цена деления веберметра; $\Delta a = |a_1 - a_2|$.

Градуировка веберметра практически не зависит от сопротивления внешней цепи, если оно не превышает значения, указанного в паспортных данных прибора.

Для установки стрелки в начальное положение используется вспомогательный магнитоэлектрический механизм. Для коррекции положения стрелки переключатель переводят в положение 2, при этом рамка 1 веберметра подключается к рамке 2 вспомогательного механизма. Рамка 2 вспомогательного механизма механически связана с ручкой, выведенной на верхнюю панель прибора. Электродвижущая сила, возникающая при ее вращении, создает в цепи, а следовательно, и в рамке 1 ток, который, в свою очередь, приводит к появлению вращающего момента, поворачивающего рамку 1 на некоторый угол.

Промышленностью изготавливаются магнитоэлектрические веберметры типов М199 и М1119 с ценой деления $5 \cdot 10^{-6}$ и 10^{-4} Вб/дел. соответственно. Основная погрешность микровеберметра М199 не превышает $\pm 1,5\%$ при сопротивлении внешней цепи не более 50 Ом. Для милливеберметра типа М1119 эта погрешность не превышает $\pm 1\%$ при сопротивлении внешней цепи не более 10 Ом.

15.3. ИЗМЕРЕНИЕ МАГНИТНОЙ ИНДУКЦИИ И НАПРЯЖЕННОСТИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Индукционно-импульсный метод. Описанный в § 15.2 метод измерения магнитного потока с применением баллистического гальванометра (или веберметра)¹ может

¹ При использовании веберметра в приводимые в данном параграфе формулы следует подставлять значения Δa вместо a_{1m} .

быть использован также для измерения магнитной индукции и напряженности магнитного поля. Если поле однородное и плоскость витков измерительной катушки перпендикулярна направлению вектора магнитной индукции, то

$$B = \Phi/s,$$

где s — площадь витка.

Учитывая (15.5), имеем:

$$B = \frac{C_{\Phi}}{s\omega_k} a_{1m}. \quad (15.9)$$

Для измерения магнитной индукции необходимо, как и при измерении магнитного потока, изменив потокосцепление измерительной катушки, отсчитать первое наибольшее отклонение указателя баллистического гальванометра и произвести расчет по (15.9).

Измерение напряженности индукционно-импульсным методом аналогично измерению магнитной индукции. Оно основывается на известной функциональной зависимости между ними, т. е. для вакуума и воздуха

$$B = \mu_0 H,$$

где μ_0 — магнитная постоянная, равная в системе СИ $4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м.

Из формулы, связывающей B и H , находим:

$$H = B/\mu_0,$$

или, учитывая (15.9), получаем:

$$H = \frac{C_{\Phi}}{\mu_0 s \omega_k} a_{1m} = \frac{C_{\Phi}}{k} a_{1m}, \quad (15.10)$$

где k — постоянная измерительной катушки.

Здесь, как и в случае измерения магнитной индукции, предполагается, что поле однородно и направлено перпендикулярно плоскости катушки.

Постоянная измерительной катушки k может быть найдена экспериментально. Для этого катушку помещают в поле, напряженность которого H_0 известна. Для создания образцового поля применяют специальную катушку (СК), напряженность поля внутри которой можно рассчитать. Постоянную катушки определяют по отклонению указателя гальванометра при включении или выключении тока катушки в соответствии с (15.10):

$$k = C_{\Phi} a_{1m}/H_0. \quad (15.11)$$

Часто при испытании магнитных материалов необходимо знать напряженность магнитного поля внутри образца. В ряде случаев напряженность определяют экспериментально, основываясь на том положении, что касательные составляющие вектора напряженности магнитного поля на поверхности раздела двух однородных и изотропных сред одинаковы, при этом достаточно определить напряженность магнитного поля на поверхности образца. Для уменьшения погрешности в определении напряженности магнитного поля измерительная катушка должна быть плоской и тонкой, чтобы витки находились как можно ближе к поверхности образца. Кроме того, она должна иметь четное число слоев, в противном случае ее концы, подключаемые к баллистическому гальванометру, образуют паразитный контур, а ЭДС, наводимая в этом контуре при изменении потокосцепления, вносит погрешность в результат измерения.

Измерения начинают с определения постоянной катушки, как это было описано выше. Затем катушку накладывают на поверхность образца так, чтобы ее ось совпадала с направлением поля, и присоединяют к баллистическому гальванометру. Включая или выключая ток, создающий измеряемое поле, или удаляя катушку из поля, замечают отклонение указателя гальванометра и по (15.10) рассчитывают напряженность поля в образце.

Измерение индукции и напряженности постоянного магнитного поля с использованием явления ядерного магнитного резонанса. Если на ядра какого-либо вещества одновременно воздействовать постоянным и переменным высокочастотным магнитными полями, то при определенном соотношении между индукцией постоянного поля B и частотой переменного поля ω наступает режим резонансного поглощения энергии ядрами этого вещества. Известно, что ядро атома может иметь определенное число ориентаций во внешнем магнитном поле; для ядра атома водорода — протона таких возможных ориентаций две: по полю и против поля. Этим двум состояниям соответствует определенная разность энергий, которая равна $2\mu_p B$, где μ_p — магнитный момент протона. Кроме того, для переориентации протона из направления по полю в противоположное необходимо квант энергии hf , где h — универсальная постоянная Планка; f — частота.

Из изложенного следует, что

$$2\mu_p B = hf$$

или

$$\omega = 2\pi f = \frac{4\pi}{h} \mu_p B = \gamma_p B,$$

где γ_p — гиромагнитное отношение протона, т. е. отношение его магнитного момента к механическому, известное в настоящее время с высокой точностью [$\gamma_p = 2,67512 \cdot 10^8$ 1/(Тл·с)].

Из последнего выражения видно, что

$$B = 2\pi f / \gamma_p \quad (15.12)$$

Структурная схема установки для определения индукции постоянного магнитного поля приведена на рис. 15.4.

В измеряемое магнитное поле помещается катушка колебательного контура генератора, внутри которой находится стеклянная ампула с рабочим веществом, содержащим ядра водорода (протоны) или ядра других элементов, например лития и дейтерия, имеющие значения

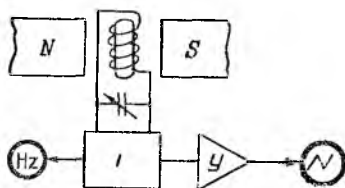


Рис 154 Структурная схема установки для измерения индукции постоянного магнитного поля с использованием явления ядерного магнитного резонанса

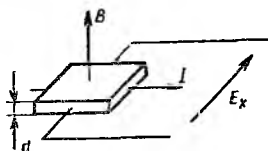


Рис 155 Измерение магнитной индукции с помощью преобразователя Холла

гиромагнитных отношений ядер, отличные от гиромагнитного отношения протона. Это позволяет расширить диапазон измерений. В качестве рабочих веществ часто применяют обычную воду, водный раствор хлористого лития, а также тяжелую воду.

Для определения момента резонанса изменяют частоту колебаний генератора и ведут поиск резонансного сигнала с помощью электронно-лучевого осциллографа. Усилитель предназначен для усиления сигнала, поскольку последний мал. Резонансная частота определяется частотомером.

Метод применим для измерения индукции и напряженности однородных магнитных полей с погрешностью, не превышающей 0,01 %.

Промышленностью выпущен ряд измерительных приборов, действие которых основано на явлении ядерного магнитного резонанса: это тесламетры типов Ш1-1, Ш1-2 и измеритель напряженности магнитного поля типа Е11-2.

Определение магнитной индукции с использованием эффекта Холла. Эффект Холла состоит в появлении ЭДС E_x между противоположными сторонами пластинки из металла или полупроводникового материала, если через пластинку пропустить ток и поместить ее при этом в магнитное поле (рис. 15.5). Направления тока, вектора магнитной индукции и ЭДС Холла взаимно перпендикулярны. Для изготовления преобразователей Холла в настоящее время применяют полупроводники (германий, сурьмянистый индий, мышьяковистый индий и др.), так как они дают значительно большую ЭДС Холла, чем металлы.

Магнитная индукция, ток и ЭДС Холла связаны между собой следующим образом:

$$E_x = R_x IB/d,$$

откуда магнитная индукция

$$B = E_x d / R_x I, \quad (15.13)$$

где R_x — постоянная Холла; a — толщина пластинки.

Основными достоинствами преобразователей Холла являются пропорциональность ЭДС Холла индукции, малые размеры и масса, возможность их использования для измерения как постоянных, так и переменных полей до частот 10^{12} Гц. С помощью преобразователей Холла можно измерять магнитную индукцию в диапазоне от 0,001 до 1—2 Тл. Главный недостаток — зависимость постоянной Холла от температуры.

Тесламетр с преобразователем Холла. На рис. 15.6 показана упрощенная принципиальная схема тесламетра. Преобразователь Холла питается переменным током частотой 1000 Гц от генератора через трансформатор. Измерение ЭДС Холла осуществляется компенсационным методом. Компенсирующее напряжение U_R , снимаемое с резистора R_1 , и ЭДС Холла E_x подаются в противофазе через резисторы R_2 и R_3 на сравнивающее уст-

ройство $СУ$, состоящее из усилителя, фазочувствительного выпрямителя и микроамперметра. Поскольку компенсационная цепь и преобразователь Холла питаются от одного и того же генератора, исключается погрешность от нестабильности частоты и выходного напряжения генератора. В приборе предусмотрена коррекция погрешно-

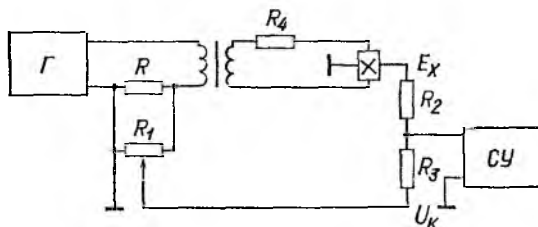


Рис. 15.6. Упрощенная принципиальная схема тесламетра.

стей из-за нелинейной зависимости ЭДС Холла от индукции.

По описанной схеме выполнен выпускаемый промышленностью тесламетр типа Ш1-8, который предназначен для измерения индукции постоянных магнитных полей в диапазоне от 0,01 до 1,6 Тл. Основная погрешность прибора не превышает $\pm 2\%$.

15.4. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

Наибольшее распространение на практике, а также в научных исследованиях получили ферромагнитные и ферримагнитные материалы (ферриты), отличающиеся от других материалов сильно выраженными магнитными свойствами. Все магнитные материалы принято подразделять на магнитомягкие и магнитотвердые. Магнитомягкие материалы легко намагничиваются и легко размагничиваются, а магнитотвердые — наоборот.

Для сравнения свойств различных магнитных материалов, а также для расчета устройств, содержащих магнитные цепи, необходимо знать магнитные характеристики этих материалов.

Статические характеристики. Важнейшими статическими характеристиками являются основная кривая намагничивания и симметричная предельная (наибольшая) петля гистерезиса.

Основная кривая намагничивания представляет собой зависимость магнитной индукции от напряженности магнитного поля $B=f(H)$, полученную на предварительно размагниченном образце (рис. 15.7).

По основной кривой намагничивания можно определить магнитную проницаемость $\mu=B/\mu_0 H$ для различных значений H . Начальный участок кривой соответствует области начальной магнитной прони-

цаемости

$$\mu_H = \lim_{H \rightarrow 0} (B/\mu_0 H),$$

которая графически определяется как $\operatorname{tg} \alpha_H$. Аналогично может быть найдена максимальная магнитная проницаемость

$$\mu_{max} = \operatorname{tg} \alpha_{max}.$$

Зависимость $\mu = f(H)$ показана на рис. 15.8.

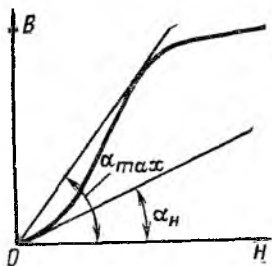


Рис. 15.7. Основная кривая намагничивания.

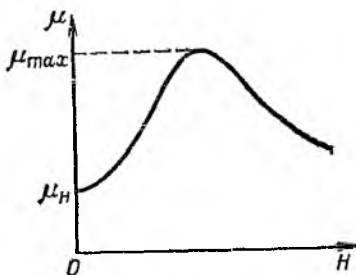


Рис. 15.8. Зависимость $\mu = f(H)$.

На практике пользуются основной кривой намагничивания, которая является геометрическим местом вершин семейства симметричных петель гистерезиса (рис. 15.9). По предельной петле гистерезиса можно найти максимальные значения индукции B_{max} и напряженности H_{max} , а также статическую индукцию B_r и коэрцитивную силу H_c , т. е. напряженность поля, при которой $B=0$.

По виду основной кривой намагничивания и петли гистерезиса, а также по значениям B_{max} , H_{max} , B_r и H_c можно судить о свойствах данного магнитного материала и области его практического применения.

Материалы с узкой петлей ги-

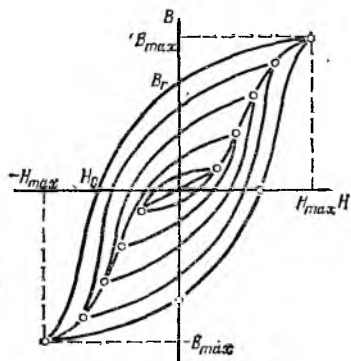


Рис. 15.9. Основная кривая намагничивания как геометрическое место вершин симметричных петель гистерезиса.

стерезиса и большим значением B_r , являющиеся магнитомягкими, целесообразно применять, например, для изготовления магнитопроводов измерительных механизмов, у которых рабочее магнитное поле создается измеряемым током. Это уменьшит погрешности из-за гистерезиса и нелинейности кривой намагничивания.

Материалы с широкой петлей гистерезиса и большой магнитной энергией $(BH/2)_{max}$ относятся к магнитотвердым и используются для изготовления постоянных магнитов, область применения которых очень широка.

Разновидностью магнитных материалов являются материалы с прямоугольной петлей гистерезиса. Для них введена специальная характеристика — коэффициент прямоугольности $k_H = B_r / B_{max}$. Область их применения — запоминающие устройства в вычислительной технике, преобразователи в измерительной технике и др.

При определении статических характеристик магнитных материалов надо иметь в виду, что характеристики образца и материала могут не совпадать. Если образец имеет воздушный зазор, то зазор оказывает размагничивающее действие, вследствие этого напряженность в образце будет меньше той напряженности, которая определяется МДС. Поэтому при определении магнитных характеристик материала желательнее применять замкнутые образцы, а в случае необходимости испытания стержневых образцов следует пользоваться пермеаметрами. Пермеаметр — устройство, предназначенное для испытания стержневых образцов и исключающее возможность замыкания магнитного потока по воздуху.

Динамические характеристики. При перемагничивании материалов переменным периодически меняющимся магнитным полем возникают вихревые токи и связанный с ними поверхностный эффект. Это приводит к неравномерности распределения магнитного поля по сечению образца. Кроме того, значение вихревых токов зависит от частоты, а следовательно, и намагничивание образца при разных частотах будет различным. Таким образом, при измерении магнитной индукции и напряженности магнитного поля можно говорить лишь об их усредненных значениях, которые к тому же являются функцией частоты.

Закон изменения напряженности магнитного поля и магнитной индукции во времени в общем случае не является синусоидальным вследствие нелинейности кривой намагничивания и гистерезиса.

Определив ряд амплитудных значений B_m при различных амплитудных значениях H_m , можно построить зависимость $B_m = f(H_m)$, называемую динамической кривой намагничивания. Знание B_m и H_m дает возможность рассчитать амплитудную магнитную проницаемость $\mu_m = B_m / \mu_0 H_m$.

Измерив мгновенные значения B_t и H_t , можно также построить зависимость $B_t = f(H_t)$. Эта зависимость есть не что иное, как динамическая петля гистерезиса.

Динамические характеристики зависят от целого ряда факторов и лишь условно могут быть названы характеристиками материала. При их использовании надо точно знать условия, в которых они определялись, а также материал, форму и размеры образца.

15.5. ОПРЕДЕЛЕНИЕ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Наибольшее распространение для снятия основной кривой намагничивания и петли гистерезиса получил индукционно-импульсный метод. Экспериментальное определение этих характеристик производится на кольцевых или стержневых образцах.

На кольцевые образцы поверх изоляции наматывают равномерно по периметру сначала измерительную обмотку w_2 , а затем намагничивающую w_1 . Чтобы уменьшить погрешность в расчете напряженности намагничивающего поля, отношение внешнего диаметра кольца к внутреннему $d_{вн}/d_{вт}$ должно быть не более 1,3. Указанная погрешность связана с различием числа витков на единицу длины по внутреннему и наружному периметрам кольца.

Из-за сложности изготовления кольцевых образцов и наматывания обмоток w_1 и w_2 приходится пользоваться стержневыми образцами. Концы стержневого образца необходимо замыкать магнитопроводом с магнитным сопротивлением, во много раз меньшим сопротивления образца. Для этой цепи используются пермеаметры. Одна из конструкций пер-

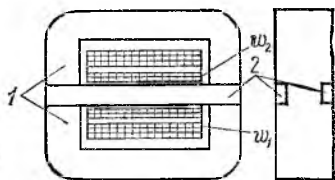


Рис. 15.10. Устройство пермеаметра.

меаметра показана на рис. 15.10. Он представляет собой магнитопровод 1 с размещенными внутри намагничивающей w_1 и измерительной w_2 обмотками. Магнитопровод выполнен из магнетомягкого материала с большой магнитной проницаемостью. Площадь его поперечного сечения во много раз больше площади поперечного сечения образца 2 . Это обеспечивает малость магнитного сопротивления пермеаметра по сравнению с магнитным сопротивлением образца.

Образец вставляется в боковые прорези пермеаметра и закрепляется. Возникающий воздушный зазор между образцом и торцами магнитопровода увеличивает магнитное сопротивление цепи и вызывает погрешность. Для уменьшения этой погрешности вводят поправки.

Перед измерениями образец размагничивают. Размагничивание проводят или в переменном магнитном поле путем плавного уменьшения его от максимального значения до нуля, или в постоянном поле путем изменения направления намагничивающего тока с одновременным уменьшением его до нуля. Максимальная напряженность поля при размагничивании должна быть, по

крайней мере, в 10 раз больше коэрцитивной силы.

Схема баллистической установки изображена на рис. 15.11.

Для размагничивания образца ключ $SA4$ размыкают, а ключ $SA1$ замыкают; переключатель $SA3$ ставят в положение 2; переключатель $SA2$ может находиться в произвольном положении (1 или 2). С помощью реостата

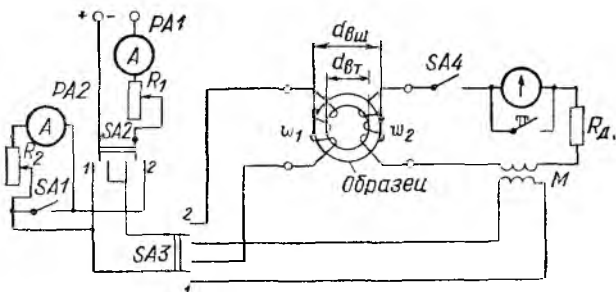


Рис 15.11. Схема баллистической установки.

R_1 устанавливают намагничивающий ток, соответствующий максимальной напряженности. Переключателем SA_2 изменяют 8—10 раз направление тока. После этого ток немного уменьшают и снова коммутируют его направление. Процесс размагничивания продолжают до тех пор, пока ток не будет уменьшен до нуля.

При определении цены деления гальванометра ключи SA_1 , SA_4 должны быть замкнуты, а переключатель SA_3 переведен в положение 1. После корректировки нулевого положения указателя гальванометра по методике, изложенной в § 15.2, определяют цену деления гальванометра по магнитному потоку.

Снятие основной кривой намагничивания. Для нахождения основной кривой намагничивания, которая является геометрическим местом вершин семейства симметричных петель гистерезиса, предварительно задаются напряженностями поля (рис. 15.12) и рассчитывают по ним необходимые значения токов:

$$I = Hl/w_1, \quad (15.14)$$

где l — длина образца по осевой линии.

При определении основной кривой намагничивания переключатель SA_3 должен находиться в положении 2,

ключ $SA1$ замкнут. В исходном состоянии переключатель $SA2$ может быть в любом положении; ключ $SA4$ должен быть разомкнут.

Для получения точки A_1 , соответствующей вершине первой петли, с помощью реостата R_1 и амперметра $PA1$ устанавливают расчетное значение намагничивающего тока. Сделав 8—10 переключений этого тока, оставляют переключатель $SA2$ в каком-либо положении (1 или 2).

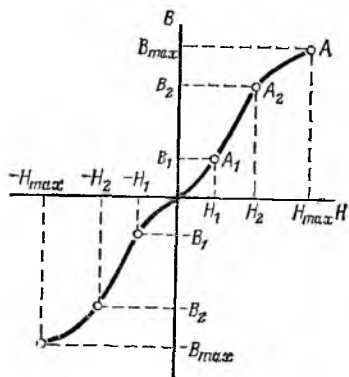


Рис 15 12 К определению основной кривой намагничивания.

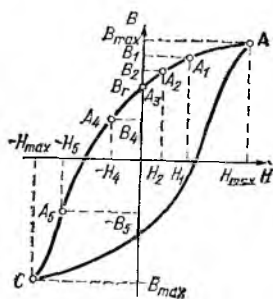


Рис. 15 13. К определению петли гистерезиса.

Многократная коммутация намагничивающего тока нужна для установления магнитного режима образца. Эта операция называется подготовкой образца.

После подготовки образца замыкают ключ $SA4$ и при необходимости корректируют нулевое положение указателя гальванометра, затем перебрасывают переключатель $SA2$ в противоположное положение и замечают отклонение указателя гальванометра a_{1m} .

При переключении тока I_1 напряженность поля изменяется от $+H_1$ до $-H_1$, а магнитная индукция — от $+B_1$ до $-B_1$, т. е. на $2B_1$.

Зная a_{1m} по (15.9), находим:

$$B_1 = \frac{C_{\Phi}}{2s\omega_2} a_{1m},$$

где s — площадь поперечного сечения образца.

Для определения других точек кривой поступают точно так же: устанавливают вычисленный намагничиваю-

щий ток, проводят магнитную подготовку образца, замыкают ключ $SA4$ и переводят переключатель $SA2$ в противоположное положение. По полученному отклонению указателя рассчитывают магнитную индукцию.

Снятие петли гистерезиса. Как и при определении точек основной кривой намагничивания, сначала задаются значениями напряженности, при которых будет измеряться магнитная индукция, и рассчитывают соответствующие им токи.

Получение точек A и C (рис. 15.13) ничем не отличается от получения точек основной кривой намагничивания. Нахождение других точек петли на ее нисходящей ветви в первом квадранте производится следующим образом. Переключатель $SA3$ должен находиться в положении 2. В исходном состоянии переключатель $SA2$ должен быть в положении 2, а ключ $SA4$ разомкнут.

Разомкнув ключ $SA1$, с помощью реостата R_2 и амперметра $PA2$ устанавливают ток, соответствующий напряженности H_1 , при этом не трогают реостата R_1 , которым ранее был установлен ток, соответствующий напряженности H_{max} . Снова замыкают ключ $SA1$ и проводят магнитную подготовку образца. Переключатель $SA2$ после подготовки оставляют в положении 2.

Замыкают ключ $SA4$ и производят при необходимости коррекцию нулевого положения указателя гальванометра, затем размыкают ключ $SA1$ и замечают отклонение a_{1m} . Магнитная индукция при размыкании ключа $SA1$ изменится от B_{max} до B_1 , так как при этом напряженность поля изменится от H_{max} до H_1 .

По отклонению указателя a_{1m} находят разность

$$\Delta B = B_{max} - B_1 = \frac{C_{\Phi}}{sw_2} a_{1m},$$

откуда

$$B_1 = B_{max} - \Delta B = B_{max} - \frac{C_{\Phi}}{sw_2} a_{1m}. \quad (15.15)$$

Таким же образом определяют точку A_2 и другие точки, расположенные в первом квадранте на нисходящей ветви петли гистерезиса.

Порядок нахождения точки A_3 следующий: после магнитной подготовки образца замыкают ключ $SA4$ и размыкают цепь намагничивающего тока, переводя пе-

реключатель SA2 в нейтральное положение. По полученному отклонению указателя гальванометра a_{1m} определяют остаточную индукцию

$$B_r = B_{max} - \frac{C_{\Phi}}{s\omega_2} a_{1m}. \quad (15.16)$$

Для нахождения точек петли гистерезиса во втором и третьем квадрантах отклонение указателя гальванометра определяют, переключая направление намагничивающего тока с одновременным изменением его значения C этой целью при разомкнутом ключе SA1 и переключателе SA2, находящемся в положении 2, устанавливают реостатом R_2 намагничивающий ток, соответствующий отрицательному значению напряженности поля, например $-H_4$. Затем замыкают ключ SA1 и проводят магнитную подготовку, после которой переключатель SA2 оставляют в положении 1. Снова размыкают ключ SA1 и замыкают ключ SA4. Переводя переключатель SA2 из положения 1 в положение 2, замечают отклонения указателя гальванометра.

При определении точки A_4 намагничивающий ток изменится от I_{max} до $-I_4$, что будет соответствовать изменению напряженности от H_{max} до $-H_4$ и изменению индукции от B_{max} до B_4 .

Индукция B_4 может быть рассчитана по (15.15):

$$B_4 = B_{max} - \frac{C_{\Phi}}{s\omega_2} a_{1m}.$$

Таким же способом находят и другие точки этой части петли во втором и третьем квадрантах.

Вторая половина петли гистерезиса может быть построена по первой, так как петля симметрична.

15.6. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Феррометр. Для магнитных измерений в переменных магнитных полях часто применяют феррометры. С помощью феррометра можно получить основную кривую намагничивания, петлю гистерезиса, найти зависимость магнитной проницаемости от напряженности, а также определить магнитные потери на переменном токе. Принцип действия феррометра основан на нахождении магнитных величин путем измерения напряжений, связанных с этими величинами известной зависимостью.

Феррометр состоит из магнитоэлектрического вольтметра, механического управляемого выпрямителя, катушки взаимной индуктивности M , фазорегулятора, переключателя SA и регулятора напряжения T (рис. 15.14). Механический управляемый выпрямитель пред-

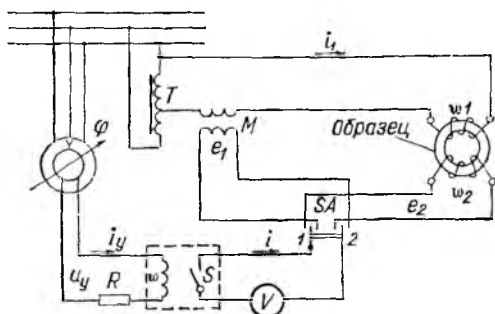


Рис. 15.14. Принципиальная схема феррометра.

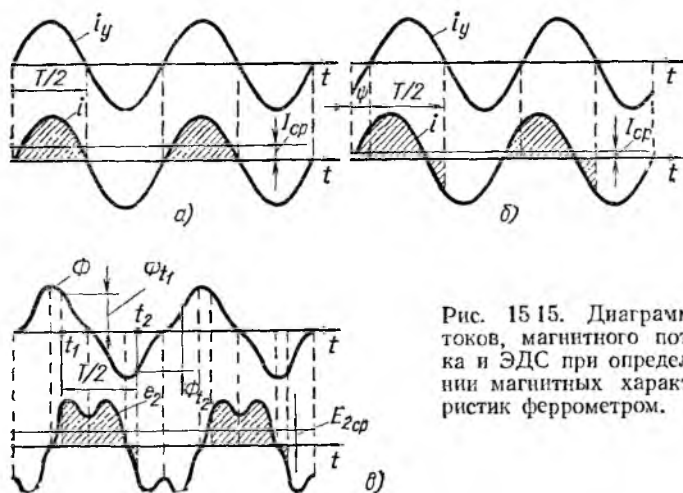


Рис. 15.15. Диаграммы токов, магнитного потока и ЭДС при определении магнитных характеристик феррометром.

ставляет собой электромагнит с обмоткой возбуждения ω , управляющий состоянием контакта S . В течение одного полупериода тока i_y контакт замыкает цепь вольтметра, в течение второго — размыкает (рис. 15.15, а).

Фаза напряжения u_y и, следовательно, тока i_y^1 может изменяться в результате поворота ротора фазорегулятора, при этом будет изменяться момент времени, который соответствует началу замыкания контакта (рис. 15.15, б). На рис. 15.15, а—в заштрихованные части диаграммы обозначают замкнутое состояние измерительной цепи.

Показания магнитоэлектрического вольтметра пропорциональны среднему за период значению напряжения $u=iR_V$:

$$U_{\text{ср}} = I_{\text{ср}} R_V,$$

где R_V — входное сопротивление вольтметра.

Максимальным показание будет при $\psi=0$ и равным нулю при $\psi=90^\circ$.

Вольтметр градуируется в действующих значениях переменного синусоидального напряжения. Показания вольтметра:

$$U_V = 2k_\Phi U_{\text{ср}}, \quad (15.17)$$

где $k_\Phi=1,11$ — коэффициент формы переменного синусоидального напряжения; $U_{\text{ср}}$ — среднее за период значение измеряемого напряжения.

Коэффициентом 2 в (15.17) учитывается при градуировке то обстоятельство, что ток в измерительной цепи протекает только в течение одного полупериода.

Чаще намагничивающий переменный ток i_1 , а также напряженность магнитного поля и поток в образце не синусоидальны. В этом случае несинусоидальные ЭДС e_1 и e_2 , от которых зависит среднее значение напряжения, приложенного к вольтметру.

На рис. 15.15, в показаны диаграммы периодически изменяющегося во времени несинусоидального магнитного потока и связанной с ним ЭДС e_2 :

$$e_2 = -\omega_2 d\Phi/dt.$$

Входное сопротивление вольтметра во много раз больше сопротивления обмотки ω_2 . Поэтому падением напряжения на ней пренебрегают и считают, что напряжение, приложенное к вольтметру, равно ЭДС, т. е. $u_2=e_2$.

Если кривая потока симметрична относительно оси времени, то симметрична относительно оси времени и

¹ Здесь и ниже считается, что напряжение u_y и ток i_y совпадают по фазе.

ЭДС e_2 . Это обычно выполняется. Тогда среднее за период T значение напряжения u_2 (рис. 15.5, в)

$$U_{2cp} = E_{2cp} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} e_2 dt = -\frac{\omega_2}{T} \int_{\Phi_{t_1}}^{\Phi_{t_2}} d\Phi = \\ = -\frac{\omega_2}{T} (\Phi_{t_2} - \Phi_{t_1}).$$

Так как $\Phi_{t_2} = -\Phi_{t_1}$ и $T=1/f$, где f — частота, то получаем:

$$U_{2cp} = 2f\omega_2\Phi_{t_1}. \quad (15.18)$$

Выражая U_{2cp} в (15.18) через (15.17) для произвольного момента времени $t_1=t$, имеем:

$$U_{2V} = 4,44f\omega_2\Phi_t,$$

откуда мгновенное значение потока

$$\Phi_t = U_{2V}/4,44f\omega_2. \quad (15.19)$$

Отсчет показаний вольтметра U_{2V} производят, когда переключатель SA находится в положении I .

В частном случае максимальному показанию вольтметра, которое может быть получено регулировкой фазы тока i_y , будет соответствовать амплитудное значение измеряемого потока

$$\Phi_m = U_{2Vmax}/4,44f\omega_2. \quad (15.20)$$

Формулами (15.19) и (15.20) можно также воспользоваться для определения магнитной индукции. Разделив их левые и правые части на s (площадь поперечного сечения образца), получим соответственно:

$$B_t = U_{2V}/4,44f\omega_2 s; \quad (15.21)$$

$$B_m = U_{2Vmax}/4,44f\omega_2 s. \quad (15.22)$$

Напряженность магнитного поля измеряют аналогичным образом. Известно, что

$$e_1 = -M di_1/dt.$$

Учитывая это, находим среднее за период значение напряжения u_1 :

$$U_{1cp} = E_{1cp} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} e_1 dt = -\frac{M}{T} \int_{i_{1t_1}}^{i_{1t_2}} di_1 = \\ = -\frac{M}{T} (i_{1t_2} - i_{1t_1})$$

или

$$U_{\text{ср}} = 2fMi_{1t}.$$

На основании (15.14) выразим ток в полученной формуле через напряженность магнитного поля

$$U_{\text{ср}} = 2fMIH_{t_1}/\omega_1.$$

Затем, представив среднее значение напряжения $U_{\text{ср}}$ в виде показания вольтметра U_{1V} , получим для произвольного момента времени $t_1 = t$

$$U_{1V} = 4,44fMIH_t/\omega_1,$$

откуда

$$H_t = U_{1V} \omega_1 / 4,44fMI. \quad (15.23)$$

Показание вольтметра определяют, когда переключатель SA находится в положении 2.

В частном случае амплитудное значение напряженности поля можно найти по максимальному показанию вольтметра, воспользовавшись формулой

$$H_m = U_{1V \text{ max}} \omega_1 / 4,44fMI. \quad (15.24)$$

Изменяя намагничивающий ток и проводя при каждом его значении измерение амплитудных значений магнитной индукции и напряженности поля, можно определить основную динамическую кривую намагничивания $B_m = f(H_m)$.

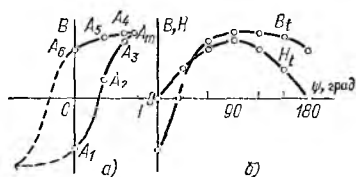
По полученным значениям B_m и H_m можно также рассчитать амплитудную магнитную проницаемость $\mu_m = B_m / \mu_0 H_m$ и построить зависимость $\mu_m = f(H_m)$.

Снятие динамической петли гистерезиса проводится при заданной напряженности поля H_m . Для этого устанавливают какое-либо значение напряженности, соответствующее среднему участку основной кривой намагничивания, и добиваются поворотом ротора фазорегулятора максимального показания вольтметра, при этом переключатель SA должен находиться в положении 2. Затем, не изменяя фазы намагничивающего тока, добиваются регулировкой тока заданной напряженности. Значение напряженности определяют расчетным путем по показаниям вольтметра. После установления заданного магнитного режима получают точки петли гистерезиса H_t и B_t . Для этого, оставив переключатель SA в положении 2, добиваются нулевого показания вольтметра. Это положение ротора фазорегулятора принимают за

нулевое ($\psi=0$). Перебросив переключатель SA в положение I , по показанию вольтметра находят мгновенное значение индукции B_t . Так получают координаты первой точки A_1 петли $H_t=0$; $B_t=B_{t_1}$ (рис. 15.16, а).

В дальнейшем, поворачивая ротор фазорегулятора каждый раз на выбранный угол, например на 30° , по показаниям вольтметра находят координаты других точек динамической петли гистерезиса: $A_2—A_6$, при этом

последнюю точку A_6 определяют, когда ротор фазорегулятора будет повернут на 180° относи-



←
Рис. 15.16 К определению динамической петли гистерезиса. а — петля гистерезиса, б — кривые $H(t)$ и $B(t)$.

тельно исходного (нулевого) положения.

Одна из координат искомой точки A_m задана (H_m). Вторую (B_m) измеряют способом, который описан выше и применяется для определения точек основной кривой намагничивания. Так получают одну половину петли. Вторую достраивают из соображений симметрии.

При необходимости визуальной оценки несинусоидальности кривых B_t и H_t полученные при определении петли гистерезиса результаты представляют в виде графиков (рис. 15.16, б).

Удельную мощность потерь на гистерезис и вихревые токи можно рассчитать по формуле

$$P_{г0} = (U_2 I_1 \cos \varphi) \frac{\omega_1}{\omega_2} \frac{1}{G}, \quad (12.25)$$

где U_2 — действующее значение напряжения на выводах обмотки ω_2 ; $I_1 \cos \varphi$ — активная составляющая намагничивающего тока; ω_1 и ω_2 — числа витков обмоток; G — масса образца.

Погрешность при определении удельной мощности потерь феррометром будет тем меньше, чем ближе форма кривых i_1 и e_2 к синусоидальной. Это связано с тем, что вольтметр феррометра дает показания в действующих значениях только при синусоидальной форме измеряемых напряжений.

Для измерения U_2 поворотом ротора фазорегулятора добиваются наибольшего показания вольтметра. Это бу-

дет означать, что токи i и i_y совпадают по фазе. Затем производят отсчет $U_{2Vmax}=U_2$. Переключатель SA должен при этом находиться в положении I .

Для того чтобы найти активную составляющую намагничивающего тока $I_{1a}=I_1 \cos \varphi$, не изменяя положения переключателя SA , вращают ротор фазорегулятора до получения нулевого показания вольтметра. Это будет свидетельствовать о том, что токи i и i_y сдвинуты по фазе на 90° .

Затем переключатель SA переводят в положение 2 и производят отсчет показаний U_{1V} . Искомый ток рассчитывают по формуле

$$I_1 \cos \varphi = U_{1V} / 2\pi f M. \quad (15.26)$$

Подставляя найденные значения U_2 , $I_1 \cos \varphi$, а также известные значения ω_1 , ω_2 и G в (15.25), находим удельную мощность потерь в образце.

Измерив потери при различных значениях магнитной индукции B_m , построим зависимость $P_{\text{по}}=f(B_m)$.

Цифровой феррометр типа Ф5063, выпускаемый промышленностью, позволяет определять динамические характеристики магнитных материалов в диапазоне частот 50—1000 Гц. Он имеет пределы измерения средних значений напряжения 0,01—10 В, амплитудных значений тока 0,01—10 А. Погрешность измерений составляет 0,5—1%. Диапазон регулирования фазы управляющего напряжения 240° . Входное сопротивление измерительного канала 1 МОм.

Получение магнитных характеристик с помощью электронно-лучевого осциллографа. Осциллографический метод исследования магнитных материалов на переменном токе удобен тем, что позволяет визуально наблюдать динамические петли, а также производить измерения магнитных характеристик в широком диапазоне частот.

Схема установки для определения магнитных характеристик осциллографическим методом приведена на рис. 15.17.

Установка состоит из электронно-лучевого осциллографа, на вход вертикального отклонения которого Y подано напряжение с выхода интегрирующей цепочки, а на вход горизонтального отклонения X — напряжение u_1 , пропорциональное намагничивающему току i_1 . Намагничивающий ток можно изменять с помощью регуля-

тора напряжения T и измерять амперметром. Объект исследования — кольцевой образец с обмотками w_1 и w_2 .

Напряжение $u_1 = i_1 R_1$, или с учетом (15.14)

$$u_1 = l R_1 H_t / w_1, \quad (15.27)$$

т. е. напряжение, подаваемое на вход горизонтального отклонения, пропорционально мгновенным значениям напряженности.

В обмотке w_2 наводится ЭДС

$$e_2 = w_2 d\Phi/dt = w_2 s dB/dt \quad (15.28)$$

[знак минус в (15.28) опущен, так как в рассматриваемом случае это не имеет значения].

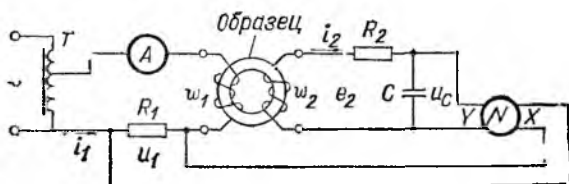


Рис 15 17 Схема установки для исследования магнитных материалов осциллографическим методом.

Сопротивление резистора R_2 выбирается достаточно большим, чтобы можно было пренебречь остальными сопротивлениями в этой цепи, поэтому ток равен:

$$i_2 = e_2 / R_2 = (w_2 s / R_2) (dB/dt). \quad (15.29)$$

Напряжение на конденсаторе

$$u_C = \frac{1}{C} \int i_2 dt,$$

или, подставляя в подынтегральное выражение (15.29), получаем:

$$u_C = \frac{1}{C} \frac{w_2 s}{R_2} \int dB = \frac{w_2 s}{R_2 C} B_t, \quad (15.30)$$

т. е. напряжение на входе вертикального отклонения пропорционально мгновенным значениям индукции.

Таким образом, на экране электронно-лучевого осциллографа будет воспроизводиться зависимость мгновенных значений индукции от мгновенных значений напряженности поля, а это и есть петля гистерезиса.

Для расчета значений H_t и B_t по осциллограмме необходимо знать масштабы по горизонтали и вертикали m_x и m_y , В/см. Тогда по известным абсциссам и ординатам измеряемой точки l_x и l_y , см, воспользовавшись (15.29) и (15.30), нетрудно определить H_t и B_t :

$$H_t = (\omega_1 / lR_1) m_x l_x; \quad (15.31)$$

$$B_t = (R_2 C / \omega_2 s) m_y l_y. \quad (15.32)$$

Погрешность измерения магнитных характеристик осциллографическим методом составляет несколько процентов.

15.7. ВАТТМЕТРОВЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОТЕРЬ НА ПЕРЕМАГНИЧИВАНИЕ

Из всех методов измерения потерь в магнитных материалах ваттметровый метод, идея которого была предложена М. О. Доливо-Добровольским, получил наиболее широкое распространение. Сущность метода состоит в том, что мощность, показываемая ваттметром, включенным в цепь катушки с магнитопроводом, складывается из мощности потерь на вихревые токи и гистерезис и мощности, потребляемой обмотками образца и ИЦ приборов. Последнюю можно рассчитать и, вычтя из общей мощности, найти значение потерь на вихревые токи и гистерезис.

Аппарат для испытания электротехнической стали представляет собой четыре одинаковые катушки с двумя обмотками. Катушки расположены так, что образуют четыре стороны квадрата. В них закладываются пакеты, набранные из полос листовой электротехнической стали. Одна половина полос нарезана вдоль, а вторая — поперек проката. Пакеты собираются, так что образуют замкнутую магнитную цепь. Собранный аппарат представляет собой трансформатор. Схема его включения изображена на рис. 15.18. Показания ваттметра в схеме рис. 15.18 равны:

$$P_W = U_2 I_1 \cos \varphi, \quad (15.33)$$

где I_1 — ток в обмотке ω_1 ; U_2 — напряжение на выводах ω_2 ; φ — угол сдвига фаз между ними.

Потери на гистерезис и вихревые токи аппарата можно рассматривать как потери холостого хода трансфор-

матора. Они равны:

$$P_{II} = E_1 I_0 \cos \varphi_0, \quad (15.34)$$

где E_1 — ЭДС в первичной обмотке; I_0 — ток холостого хода, т. е. при разомкнутой обмотке ω_2 ; φ_0 — фазовый

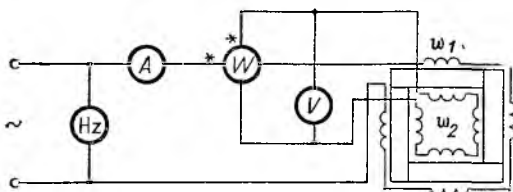


Рис. 15.18. Схема включения аппарата для определения магнитных потерь ваттметровым методом.

сдвиг между E_1 и I_0 ; $I_0 \cos \varphi_0 = I_{0a}$ — активная составляющая тока холостого хода (рис. 15.19, а).

Подключение к обмотке ω_2 вольтметра и параллельной цепи ваттметра вызовет ток I_2 . Этот ток можно считать чисто активным, так как обычно активное сопротивление указанных приборов намного больше индуктивного сопротивления вторичной цепи. Протекающий в цепи обмотки ω_2 ток I_2 увеличит в соответствии с принципом трансформации активную составляющую тока в обмотке ω_1 на $I_2 \omega_2 / \omega_1$ (рис. 15.19, б). Новое значение активной составляющей тока в обмотке ω_1 равно:

$$I_1 \cos \varphi = I_0 \cos \varphi_0 + I_2 \frac{\omega_2}{\omega_1},$$

откуда

$$I_0 \cos \varphi_0 = I_1 \cos \varphi - I_2 \frac{\omega_2}{\omega_1}. \quad (15.35)$$

Подставив (15.35) в (15.34) с учетом того, что $E_1 = E_2 \omega_1 / \omega_2$, получим:

$$P_{II} = E_2 \frac{\omega_1}{\omega_2} I_1 \cos \varphi - E_2 I_2, \quad (15.36)$$

но

$$E_2 = U_2 + I_2 R_2 = U_2 + U_2 \frac{R_2}{R} = U_2 \left(1 + \frac{R_2}{R} \right),$$

где $I_2 = U_2 / R$; R_2 — сопротивление обмотки ω_2 ; $R =$

$= R_V R_U / (R_V + R_U)$ — общее сопротивление вольтметра и цепи напряжения ваттметра.

Выражая в (15.36) E_2 и I_2 через U_2 , находим:

$$P_{II} = \left[(U_2 I_1 \cos \varphi) \frac{\omega_1}{\omega_2} - \frac{U_2^2}{R} \right] \left(1 + \frac{R_2}{R} \right),$$

или, после преобразований имеем:

$$P_p = \left[(U_2 I_1 \cos \varphi) \frac{\omega_1}{\omega_2} - \frac{U_2^2}{R_V} - \frac{U_2^2}{R_U} \right] \left(1 + \frac{R_2}{R} \right).$$

Обычно дробь R_2/R намного меньше единицы и ею пренебрегают.

Из последнего выражения видно, что потери на гистерезис и вихревые токи равны мощности, измеренной

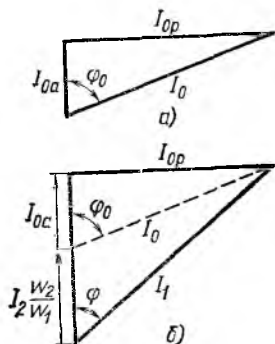


Рис. 15.19. К определению потерь ваттметровым методом.

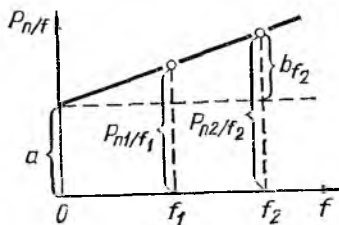


Рис. 15.20. Графический способ разделения потерь.

ваттметром и умноженной на коэффициент трансформации ω_1/ω_2 за вычетом мощностей, потребляемых вольтметром и цепью напряжения ваттметра.

Таким образом, удельные потери на гистерезис и вихревые токи можно рассчитать по формуле

$$P_{\text{ш}} = \left[P_W \frac{\omega_1}{\omega_2} - (P_V + P_U) \right] / G. \quad (15.37)$$

Магнитную индукцию, при которой измерялись потери, рассчитывают по формуле

$$B_m = U_2 / 4 k_{\phi} f \omega_2 S, \quad (15.38)$$

где $k_{\phi} = 1,11$ для синусоидальной формы кривой индукции.

Иногда возникает задача разделения потерь. По-

сколько потери на гистерезис пропорциональны первой степени частоты, а потери на вихревые токи — квадрату частоты, то полные потери можно представить в виде суммы двух слагаемых:

$$P_{\Pi} = af + bf^2. \quad (15.39)$$

Если обе части (15.39) разделить на частоту, то

$$P_{\Pi}/f = a + bf. \quad (15.40)$$

Определив потери при одном значении индукции на двух частотах f_1 и f_2 , строят по (15.40) график (рис. 15.20).

По измеренным значениям P_{Π} и найденным из построенного графика коэффициентам a и b вычисляют потери на гистерезис и вихревые токи. Например, для частоты f_1 они равны:

$$P_{\text{гг}} = af_1; \quad (15.41)$$

$$P_{\text{вт}} = bf_1^2. \quad (15.42)$$

Метод применим в диапазоне частот, где поверхностный эффект выражен еще слабо. Для обычной листовой электротехнической стали толщиной 0,35 и 0,5 мм максимальная частота при разделении потерь составляет 80—100 Гц.

15.8 ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 14 ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕННОСТИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ И МАГНИТНОЙ ИНДУКЦИИ

Измерение напряженности магнитного поля. В данной работе производится измерение напряженности магнитного поля внутри стержневого постоянного магнита вблизи его полюсов индукционно-импульсным методом. Для этого сначала определяют цену деления баллистического гальванометра C_{Φ} с включенной в его цепь катушкой для измерения напряженности поля, как это описано в § 15.2 [см. рис. 15.2 и (15.7)]. Затем находят постоянную измерительной катушки. Для этого предварительно измеряют напряженность поля H_0 внутри катушки $СК$ с помощью измерителя напряженности магнитного поля, действие которого основано на явлении ядерного магнитного резонанса. Его устройство и принцип работы описаны в § 15.3. Погрешность измерений этим методом очень мала и не превышает 0,01% при условии, что поле достаточно однородное и стабильное. Для достижения приемлемой для измерений однородности поля отношение среднего диаметра катушки $СК$ к ее длине выбрано равным 0,7. Область однородного поля находится вблизи центра катушки $СК$. Намагничивающий ток катушки стабилизирован.

Постоянную измерительной катушки k определяют способом, описанным в § 15.3 [формула (15.11)].

И, наконец проводят измерение напряженного поля внутри магнита вблизи его полюсов по методике, изложенной в § 15.3 [формула (15.10)].

Измерение магнитной индукции. В данной работе производится измерение магнитной индукции внутри стержневого постоянного магнита, о котором говорилось выше, индукционно-импульсным методом (баллистический гальванометр и веберметр), а также измерение магнитной индукции внутри упомянутой выше катушки с помощью тесламетра.

Измерение магнитной индукции индукционно-импульсным методом начинают с определения цены деления (постоянной) баллистического гальванометра C_{Φ} с включенной в его цепь катушкой для измерения магнитной индукции по методике, приведенной в § 15.2 [см. рис. 15.2 и (15.7)]. Катушка для измерения магнитной индукции конструктивно отличается от катушки для измерения напряженности поля и может иметь другие параметры s и ω_k . Затем, пользуясь описанным в § 15.2 и 15.3 способом, измеряют магнитную индукцию внутри магнита вблизи полюсов баллистическим гальванометром и веберметром.

Для измерения магнитной индукции внутри катушки применяют тесламетр с преобразователем Холла. Его устройство и принцип действия описаны в § 15.3. Индукцию измеряют в той же центральной части катушки CK , где ранее измерялась напряженность.

Задание

1. Ознакомиться с приборами, имеющимися на лабораторном стенде, а также с указаниями по их эксплуатации. Внести в протокол паспортные данные приборов.

2. Определить цену деления (постоянную) баллистического гальванометра при включении в его цепь катушки для измерения напряженности магнитного поля.

3. Измерить напряженность магнитного поля внутри катушки CK с помощью измерителя напряженности магнитного поля.

4. Определить постоянную катушки для измерения напряженности магнитного поля.

5. Измерить напряженность магнитного поля внутри стержневого постоянного магнита вблизи его полюсов индукционно-импульсным методом с помощью баллистического гальванометра.

6. Определить цену деления баллистического гальванометра при включении в его цепь катушки для измерения магнитной индукции.

7. Измерить магнитную индукцию внутри стержневого постоянного магнита вблизи его полюсов индукционно-импульсным методом с помощью баллистического гальванометра.

8. Измерить магнитную индукцию внутри стержневого постоянного магнита вблизи его полюсов индукционно-импульсным методом с помощью веберметра. Сопоставить результат с результатом, полученным в п. 7.

9. Измерить магнитную индукцию внутри катушки CK с помощью тесламетра.

10. Рассчитать магнитную индукцию внутри катушки CK по данным, полученным в п. 3. Сопоставить результат расчета с результатом, полученным в п. 9.

11. Составить отчет по требуемой форме.

ГЛАВА ШЕСТНАДЦАТАЯ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

16.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИЗМЕРЕНИЯХ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

При контроле технологических процессов и в научных исследованиях приходится производить измерения различных неэлектрических величин. Разнообразностей электрических приборов для измерения неэлектрических величин значительно больше, чем приборов для измерения электрических величин. Это обусловлено тем, что количество контролируемых неэлектрических величин значительно превышает количество электрических величин.

В большинстве случаев целесообразно измерять неэлектрические величины электрическими приборами. Это объясняется тем, что электрические величины легче, чем неэлектрические, можно передавать на сравнительно большие расстояния, над электрическими величинами можно проводить различные математические операции, что позволяет автоматически вводить в результаты измерений поправки, интегрировать и дифференцировать результат и т. д. Электрические величины легко регистрировать.

Электрические приборы для измерения неэлектрических величин обязательно содержат измерительный преобразователь неэлектрической величины в электрическую (ИП).

Измерительный преобразователь неэлектрической величины в электрическую устанавливает однозначную функциональную зависимость выходной электрической величины, например ЭДС, от входной измеряемой неэлектрической величины (температуры, перемещения и т. д.).

На рис. 16.1 показана упрощенная структурная схема электрического прибора для измерения неэлектрической величины. Измеряемая неэлектрическая величина x подается на вход ИП. Выходная электрическая величина y преобразователя измеряется электрическим измерительным устройством ЭИУ. Обычно шкала электрического измерительного устройства градуируется в единицах измеряемой электрической величины.

На рис. 16.2 в качестве примера показан электрический прибор, предназначенный для измерения температуры. В этом приборе: *ТП* — термопара, ЭДС которой является функцией измеряемой величины температуры, *mV* — милливольтметр для измерения ЭДС термопары. В данном случае термопара — ИП, а милливольтметр — электрическое измерительное устройство.

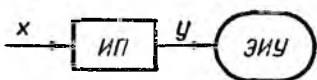


Рис. 16.1. Упрощенная структурная схема электрического прибора для измерения неэлектрической величины.

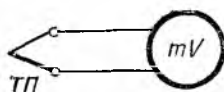


Рис. 16.2. Принципиальная схема электрического прибора для измерения температуры.

Широко применяются также электрические приборы, в которых измеряемая неэлектрическая величина подвергается нескольким последовательным преобразованиям. В качестве предварительных преобразователей часто используют неэлектрические измерительные механизмы, преобразующие измеряемую неэлектрическую величину в перемещение подвижной части этих механизмов. Перемещение подвижной части преобразуется ИП в электрическую величину.

16.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Зависимость выходной величины ИП y от входной x (см. рис. 16.1) в общем виде выражается уравнением преобразования $y = F(x)$. Уравнение преобразования (функция преобразования) для некоторых ИП известно, а для других функцию преобразования приходится находить экспериментально, т. е. прибегать к градуировке ИП. Результаты градуировки выражаются в виде таблиц, графиков или аналитически.

При оценке и сравнении ИП необходимо учитывать их следующие основные характеристики:

1. Постоянство во времени функции преобразования. При изменении с течением времени функции преобразования приходится повторять градуировку, что крайне нежелательно, а в некоторых случаях невозможно.

2. Вид функции преобразования. Обычно наиболее желателен линейный характер зависимости $y=F(x)$. Многозначность или разрыв функции преобразования указывают на непригодность ИП для работы в данном интервале изменения измеряемой величины.

3. Погрешность и чувствительность. Основная погрешность ИП — это погрешность при нормальных условиях, т. е. при номинальных значениях влияющих величин. Дополнительная погрешность ИП — это погрешность, обусловленная отклонением одной из влияющих величин от номинального значения.

4. Обратное воздействие преобразователя на измеряемую величину. Пояснить это можно на примере термопреобразователя сопротивления; известно, что он представляет собой термочувствительный резистор, помещенный в среду, температура которой измеряется. Изменение температуры среды вызывает изменение температуры, а следовательно, и сопротивления терморезистора. Для измерения сопротивления терморезистора по нему необходимо пропускать электрический ток. Ток нагревает терморезистор и таким образом увеличивает температуру окружающей среды. В этом проявляется обратное воздействие преобразователя на измеряемую величину. Обратное влияние на практике учесть трудно, поэтому стараются его сделать минимальным.

5. Динамические свойства преобразователя. При изменении входной величины в ИП возникает переходный процесс, характер которого зависит от наличия в преобразователе элементов, запаасающих энергию (перемещающихся деталей, конденсаторов, катушек индуктивности, деталей, обладающих теплоемкостью, и т. д.). Переходный процесс проявляется в виде инерции — запаздывания реакции ИП на изменение входной величины. Например, при погружении термопары в среду, температура которой измеряется, термо-ЭДС на выходе термопары будет соответствовать измеряемой температуре только по истечении некоторого промежутка времени. При измерении быстро изменяющихся величин ИП работает в нестационарном режиме, а поэтому при оценке качества ИП необходимо учитывать их динамические характеристики, которые в значительной мере определяют точность измерения. Обычно от преобразователя требуется, чтобы вносимое им запаздывание в процесс преобразования было минимальным.

Кроме рассмотренных свойств при оценке ИП учитываются также и другие показатели: влияние внешних факторов, например температуры, давления и вибрации, взрывобезопасность, устойчивость к механическим, термическим, электрическим и другим перегрузкам, удобство монтажа и обслуживания, габариты, масса, удобство градуировки, стоимость изготовления и эксплуатации, надежность и т. д.

16.3. КЛАССИФИКАЦИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

По принципу действия все ИП подразделяются на следующие группы:

Резистивные измерительные преобразователи. Эти ИП подразделяются на реостатные и тензочувствительные.

Работа резистивных ИП основана на изменении электрического сопротивления в зависимости от перемещения движка по электрическому проводнику (реостатные преобразователи) или от механической деформации проводника или полупроводника (тензометрические ИП).

Резистивные ИП применяются для измерения перемещений, а также величин, которые могут быть преобразованы в линейное и угловое перемещение тел, а именно: давлений, сил, вращающих моментов, уровня жидкостей, ускорений и т. д.

Электромагнитные измерительные преобразователи. Они подразделяются на индуктивные, взаимоиндуктивные, магнитоупругие и индукционные.

Индуктивные и взаимоиндуктивные ИП представляют собой катушку индуктивности или взаимной индуктивности, параметры которой изменяются под воздействием измеряемой величины. Магнитоупругие ИП представляют собой разновидность индуктивных ИП с замкнутым магнитопроводом, а индукционные ИП—катушку, в которой наводится ЭДС при ее перемещении в постоянном магнитном поле.

Электромагнитные ИП применяются для измерения скорости, линейного и углового перемещения, а также тех величин, которые могут быть преобразованы в перемещение.

Электростатические измерительные преобразователи. Они подразделяются на емкостные и пьезоэлектрические.

К емкостным относятся ИП, у которых электрическая емкость или диэлектрические потери в ней изменяются под действием измеряемой величины. Работа пьезоэлектрических ИП основана на пьезоэлектрическом эффекте, т. е. возникновении ЭДС в некоторых кристаллах под действием механических сил.

Электростатические ИП применяются для измерения силы, давления, перемещения и количества вещества.

Тепловые измерительные преобразователи. Их действие основано на тепловых процессах — при нагреве, охлаждении, теплообмене и др.

Тепловые ИП подразделяются на терморезисторы и термоэлектрические ИП. В терморезисторах используется зависимость сопротивления проводника или полупроводника от температуры. Действие термоэлектрических ИП основано на возникновении ЭДС при нагреве или охлаждении спая двух разнородных проводников.

Тепловые ИП применяются преимущественно для измерения температуры, а также скорости и расхода жидких и газообразных веществ, малых концентраций газов (вакуум), влажности, перемещения, размеров и даже для химического анализа газовых смесей.

Электрохимические измерительные преобразователи. Действие этих ИП основано на явлениях, возникающих при прохождении электрического тока через электролитическую ячейку или вследствие окислительно-восстановительных процессов, происходящих на электродах. Они применяются для определения состава и концентрации растворов, а также для измерения перемещения, давления и количества электричества.

Ионизационные измерительные преобразователи. Их работа основана на явлениях ионизации газа при прохождении через него ионизирующего излучения или люминесценции (свечения) некоторых веществ под действием ионизирующего излучения. Ионизационные ИП применяются для измерения плотности и состава газа, геометрических размеров изделий и т. д.

Фотоэлектрические измерительные преобразователи. Основой их действия является зависимость фототока от светового потока, который, в свою очередь, зависит от измеряемой величины. Область их применения — измерение прозрачности жидкости, газовой среды, температуры и линейных размеров тел.

По роду выходной электрической величины ИП под-

разделяются на параметрические и генераторные. Если входная неэлектрическая величина преобразуется в один из параметров электрической цепи R , L или C , то ИП называется параметрическим, если неэлектрическая величина преобразуется в ЭДС, то ИП называется генераторным.

К генераторным ИП относятся индукционные, пьезоэлектрические, термоэлектрические и некоторые разновидности электрохимических ИП. Остальные ИП являются параметрическими.

Рассмотрим принцип действия и основные свойства наиболее распространенных ИП.

16.4. РЕЗИСТИВНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Реостатные измерительные преобразователи. Реостатный ИП представляет собой в простейшем случае реостат, щетка (движок) которого перемещается под воздействием измеряемой неэлектрической величины (рис. 16.3). Преобразователь состоит из обмотки, нане-

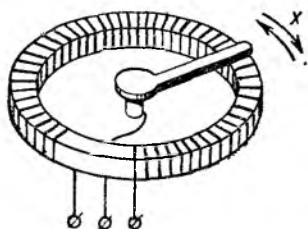
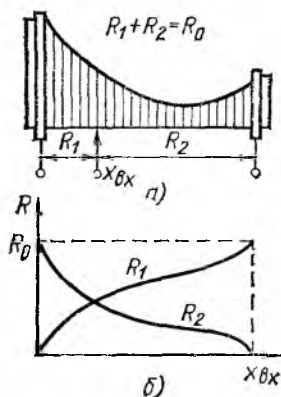


Рис. 16.3. Устройство реостатного преобразователя для измерения угловых перемещений.

Рис. 16.4. Функциональный реостатный преобразователь.

a — устройство; b — графики зависимости его выходных сопротивлений от перемещения движка.



сенной на каркас, и щетки. Форма каркаса зависит от характера измеряемого перемещения (линейное или угловое) и от вида функции преобразования (линейная, нелинейная) и может иметь вид цилиндра, тора, призмы и т. д. Для изготовления каркасов применяются диэлектрики (гетинакс, пластмасса, керамика) и металлы (дюралюминий с анодированной поверхностью), покрытые изоляционным лаком.

Проволока для обмотки выполняется из сплавов с малым температурным коэффициентом сопротивления. Дешевыми и часто используемыми материалами служат константан и манганин. Сопротивление обмотки колеблется от десятков до нескольких тысяч ом. Провод обычно изолируют эмалью или оксидной пленкой. После изготовления обмотки изоляция провода очищается в местах соприкосновения его со щеткой.

Щетка ИП выполняется или из проволоки, или из плоских пружинящих полосок, причем используются как чистые металлы (платина, серебро), так и сплавы (платина с иридием, фосфористая бронза и т. д.). Качество контакта щетки и обмотки определяется контактным давлением, которое находится в пределах от тысячных долей до нескольких ньютонов в зависимости от материалов контакта и обмотки и условий работы ИП.

Для получения нелинейной функции преобразования применяются функциональные реостатные ИП. На рис. 16.4 приведены пример такого ИП и графики зависимости его выходных сопротивлений R_1 и R_2 от перемещения движка $x_{вх}$.

Температурная погрешность определяется прежде всего температурным коэффициентом сопротивления провода, который, как правило, меньше 0,1% на 10°С.

Достоинством реостатных ИП является большая выходная мощность. Недостаток — наличие трущегося контакта.

Выходной параметр реостатных ИП — сопротивление — измеряется обычно с помощью мостовой схемы с логометром в измерительной диагонали. Применение автоматических самоуравновешивающихся мостов, как и мостовых схем с логометром, позволяет избежать влияния колебаний напряжения источника питания и, кроме того, практически исключает влияние переходного контакта между движком и обмоткой ИП.

Реостатные ИП применяются для измерения угловых и линейных перемещений и тех величин, которые могут быть преобразованы в эти перемещения (усилия, давления, уровни и объемы жидкостей и т. д.). Реостатные ИП применяются также в качестве прецизионных регулируемых резисторов (реохордов) в автоматических мостах и компенсаторах.

Пример применения реостатного ИП для измерения уровня или объема жидкости показан на рис. 16.5. В ре-

зультате изменения положения поплавка, определяемого уровнем или объемом жидкости, изменяется положение щетки ИП, что вызывает изменение сопротивлений резисторов R_1 и R_2 , включенных через добавочные резисторы $R_{д1}$ и $R_{д2}$ последовательно с рамками логометра. В результате изменяются отношение токов в рамках логометра и его показания. Шкала логометра градуируется в значениях измеряемой величины объема или уровня жидкости.

Тензочувствительные измерительные преобразователи (тензорезисторы). Работа тензорезисторов основана

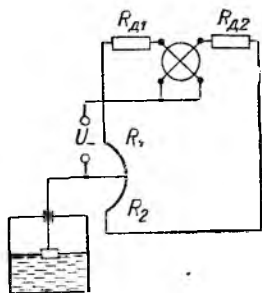


Рис. 16.5. Схема уровнемера.

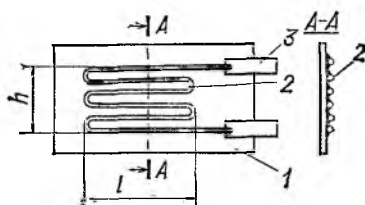


Рис. 16.6. Устройство проволочного тензорезистора.

на зависимости электрического сопротивления проводника или полупроводника от создаваемого в нем механического напряжения. Они подразделяются на металлические и полупроводниковые. Из металлических тензорезисторов наиболее распространены проволочные и фольговые. Если проволоку подвергнуть механическому воздействию, например растяжению, то сопротивление ее изменится. Относительное изменение сопротивления проволоки

$$\Delta R/R = k\Delta l/l,$$

где k — 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.

Проволочные тензорезисторы представляют собой тонкую зигзагообразную проволоку 2, называемую решеткой, приклеенную к полоске бумаги (подложке 1)

(рис. 16.6). В качестве подложки используется тонкая (0,03—0,05 мм) бумага, а также пленка лака или клея, а для работы при высоких температурах — слой цемента. Проволока вместе с подложкой наклеивается на деталь.

Тензопреобразователь включается в схему с помощью привариваемых или припаяваемых выводов \mathcal{Z} . Он наклеивается на поверхность исследуемой детали так, чтобы направление ожидаемой деформации совпадало с осью длинной стороны петель проволоки. При деформации детали сопротивление проволоки изменяется.

Тензопреобразователи в зависимости от назначения имеют различные размеры. Длина петли (базы) l (рис. 16.6) у тензопреобразователя колеблется от 0,5 до 150 мм, ширина h чувствительного элемента — от 0,8 до 60 мм. Сопротивление тензопреобразователя чаще всего составляет 50—200 Ом.

Относительная деформация проволоки тензопреобразователя $\Delta l/l$ равна относительной деформации детали $\Delta l_d/l_d$, на которую наклеен тензопреобразователь. Последняя связана с механическим напряжением в детали σ и модулем упругости материала этой детали E соотношением

$$\Delta l_d/l_d = \sigma/E.$$

Таким образом, уравнение преобразования тензопреобразователя можно представить в виде

$$\Delta R/R = k\sigma/E.$$

Основные требования, предъявляемые к материалу проволоки, следующие: возможно большее значение k , малый температурный коэффициент сопротивления (ТКС), высокое удельное электрическое сопротивление.

Для изготовления тензопреобразователей применяется главным образом проволока диаметром 0,02—0,05 мм из константана, имеющего коэффициент $k=1,9\div 2,1$. Константан обладает малым ТКС, что очень важно, так как изменение сопротивления тензопреобразователей при деформациях, например, стальных деталей соизмеримо с изменением сопротивления тензопреобразователя при изменении температурных условий.

У фольговых тензопреобразователей чувствительный элемент получают путем травления фольги, одна сторона которой покрыта лаком или клеем. При травлении из фольги выбирается часть металла таким образом, что

оставшийся металл образует чувствительный элемент необходимой формы и сопротивления (рис. 16.7).

Фольговые тензопреобразователи допускают большую мощность рассеяния, так как металл тензопреобразователя имеет хороший тепловой контакт с объектом. Они имеют надежный механический контакт с поверхностью объекта и могут быть изготовлены практически любой формы и размеров.

В последнее время промышленностью выпускаются также тензопреобразователи из монокристаллов полупроводников—кремния, германия, арсенида галлия и др. Ценным свойством таких тензопреобразователей является большое значение



Рис. 16.7. Контур решетки фольгового тензорезистора.

коэффициента k (от -200 до $+850$). Однако они имеют низкую механическую прочность и плохую воспроизводимость характеристик.

Наклеенный тензочувствительный ИП невозможно снять с одной детали и наклеить на другую. Поэтому для определения функции преобразования (коэффициента k) прибегают к выборочной градуировке ИП, т. е. из партии одного и того же провода изготавливают серию тензорезисторов и градуируют несколько штук (восемь—десять). Полученное среднее значение коэффициента k принимается для всех ИП данной серии.

Основная погрешность тензопреобразователей во многом определяется точностью градуировки. При индивидуальной градуировке, проводимой непосредственно на исследуемой детали, основную погрешность можно уменьшить до $0,2-0,5\%$ и даже менее.

Температурная погрешность тензопреобразователей обусловлена разностью температурных коэффициентов линейного расширения материала преобразователя и объекта измерения, а также ТКС материала преобразователя.

Для измерения сопротивления тензопреобразователей в подавляющем большинстве случаев применяют неуравновешенные мостовые цепи с питанием постоянным или переменным током. Предпочтение отдается цепям с диф-

ференциальным включением тензопреобразователей, в которых один тензорезистор R_T' испытывает деформацию растяжения, а второй R_T'' , включенный в смежное плечо моста,— деформацию сжатия (рис. 16.8). При таком включении практически исключается температурная погрешность и вдвое увеличивается чувствительность.

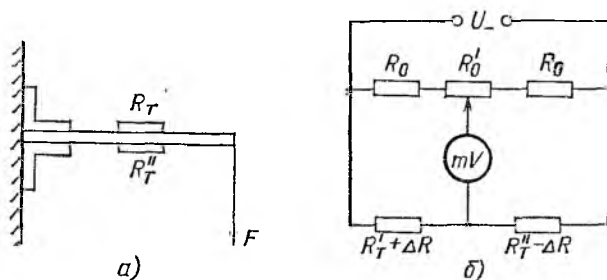


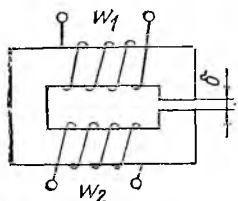
Рис. 16.8. Измерение деформации изгибающейся балки.

a — крепление тензорезисторов на балке; *б* — включение тензорезисторов в мостовую цепь.

Тензопреобразователи применяются для измерения сил, давлений, вращающих моментов, ускорений и других величин, преобразуемых в упругую деформацию. Тензопреобразователи широко применяются для измерения как статических, так и переменных во времени деформаций.

16.5. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Индуктивные и взаимоиндуктивные (трансформаторные) измерительные преобразователи. Индуктивный ИП представляет собой катушку индуктивности, а трансформаторный — катушку взаимной индуктивности, параметры которой изменяются под воздействием входной величины.



Рассмотрим катушку индуктивности, изображенную на рис. 16.9, приняв, что вторая обмотка отсутствует, т. е. $w_2 = 0$.

В первом приближении, если

Рис. 16.9. Магнитопровод с зазором и двумя обмотками.

пренебречь активным сопротивлением катушки и магнитным сопротивлением магнитопровода, индуктивность ИП можно выразить следующим образом:

$$L = \omega_1^2 / R_\delta = \omega_1^2 \mu_0 s / \delta,$$

где ω_1 — число витков катушки; $R_\delta = \delta / \mu_0 s$ — магнитное сопротивление воздушного зазора; δ — длина воздушного зазора; μ_0 — магнитная постоянная, равная $4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м; s — площадь поперечного сечения воздушного участка магнитопровода.

Коэффициент взаимной индуктивности обмоток, расположенных на том же магнитопроводе (рис. 16.9),

$$M = \omega_1 \omega_2 / R_\delta = \omega_1 \omega_2 \mu_0 s / \delta,$$

где ω_1 и ω_2 — число витков первой и второй обмоток.

Приведенные соотношения показывают, что коэффициенты самоиндукции и взаимной индукции можно изменить, воздействуя, например, на длину воздушного зазора магнитопровода δ и сечение воздушного участка магнитопровода s .

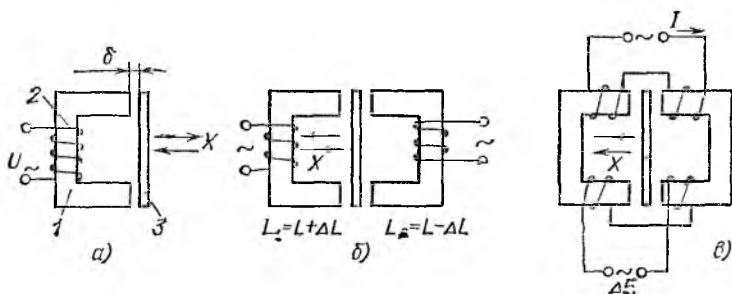


Рис. 16.10. Индуктивные и трансформаторный преобразователи.
 а — одинарный индуктивный; б — дифференциальный индуктивный; в — дифференциальный трансформаторный.

На рис. 16.10, а — в схематически показано несколько типов различных ИП.

Индуктивный ИП (рис. 16.10, а) представляет собой электромагнит 1 с обмоткой 2 и подвижным якорем 3, перемещающимся под действием измеряемой величины x . Изменение длины воздушного зазора δ приводит к изменению индуктивности обмотки L . Зависимость $L = F(\delta)$ нелинейная. Такой ИП обычно применяется при перемещениях якоря на 0,01—5,0 мм.

Якорь в индуктивном ИП испытывает усилие притяжения со стороны электромагнита. Этот недостаток в значительной мере устранен в индуктивных дифференциальных ИП (рис. 16.10, б), у которых с перемещением якоря увеличивается индуктивность одной катушки и уменьшается индуктивность другой. Силы притяжения, действующие на якорь со стороны двух электромагнитов, приблизительно равны друг другу и взаимно уравновешиваются.

Дифференциальный ИП имеет более высокую чувствительность, чем обычный ИП, меньшую нелинейность функции преобразования и меньшую погрешность от влияющих величин.

Дифференциальный ИП обычно включают в два смежных плеча мостовой цепи (рис. 16.11). Перед началом измерений мост уравнивают.

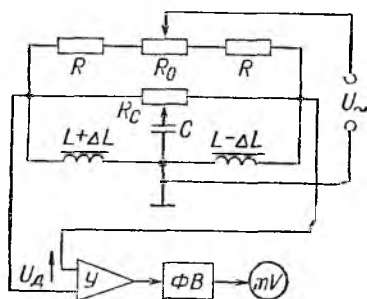


Рис 16.11. Мостовая цепь с дифференциальным преобразователем.

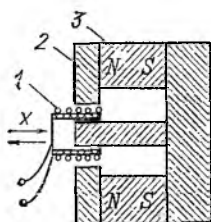


Рис. 16.12. Устройство индукционного преобразователя.

Резистор R_C и конденсатор C служат для уравновешивания моста по реактивной составляющей, а резистор R_0 — по активной. Если относительное приращение индуктивностей $\Delta L/L$ мало, то напряжение U_d в измерительной диагонали моста будет приблизительно пропорционально перемещению якоря. Напряжение U_d измеряют магнитоэлектрическим милливольтметром, подключенным к диагонали моста через усилитель U и фазочувствительный выпрямитель $\Phi В$. Направление тока на выходе фазочувствительного выпрямителя определяется направлением перемещения якоря.

В дифференциальных трансформаторных ИП (см.

рис. 16.10, в) две секции первичной обмотки, через которую пропускается переменный ток I , включены соглас-но, а две секции вторичной — встречно. При симметрич-ном положении якоря относительно электромагнитное ЭДС на выходных зажимах равна нулю. Перемещение якоря вызывает сигнал $\Delta E = F(x)$. Выходное напряже-ние ИП усиливают и измеряют прибором переменного тока.

Выходной сигнал индуктивных и трансформаторных ИП обладает значительной мощностью, что позволяет в некоторых случаях обходиться без усилителей. Преобразо-ватели просты по конструкции и надежны в работе.

Промышленно выпускаются индуктивные и трансформаторные ИП для измерения перемещений от нескольких микрометров до десятков сантиметров. Они находят применение в микрометрах, толщиномерах, уров-немерах, а также в приборах для измерения усилий, давлений, крутящих моментов и других величин, кото-рые могут быть преобразованы в перемещение.

Индукционные измерительные преобразователи. В индукционных ИП используется закон электромагнитной индукции, согласно которому ЭДС e , индуцированная в катушке из ω витков, равна:

$$e = -\omega d\Phi/dt,$$

где $d\Phi/dt$ — скорость изменения магнитного потока, сцепленного с катушкой.

Индукционные ИП применяются для измерения ско-рости линейных и угловых перемещений.

Выходной сигнал индукционных ИП может быть проинтегрирован или продифференцирован во времени с помощью электрических интегрирующих или диффе-ренцирующих устройств. После этих преобразований сигнал становится пропорциональным соответственно пе-ремещению или ускорению. Поэтому индукционные ИП используются также для измерения линейных и угловых перемещений.

На рис. 16.12 показано устройство индукционного ИП для измерения скорости линейного перемещения, а также амплитуды перемещения и ускорения. Преобразователь представляет собой цилиндрическую катушку 1, переме-щающуюся в кольцевом зазоре магнитопровода 2. Ци-линдрический 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.

Наибольшее применение индукционные ИП получили в приборах для измерения частоты вращения (тахометрах) и в приборах для измерения параметров вибраций, т. е. для измерения линейных и угловых перемещений и ускорений (в виброметрах и акселерометрах).

Индукционные ИП 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 о скорости вращения вала судят по ЭДС генератора, а в случае применения генератора переменного тока скорость можно определить как по самой ЭДС, так и по ее частоте.

Погрешности индукционных ИП определяются, главным образом, изменением магнитного поля с течением времени и при изменении температуры, а также температурными изменениями сопротивления обмоток. Значения погрешностей находятся в пределах 0,2—0,5%. Достоинства ИП заключаются в сравнительной простоте конструкции и высокой чувствительности.

16.6. ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Емкостные измерительные преобразователи. К емкостным относятся ИП, у которых электрическая емкость или диэлектрические потери в ней изменяются под действием измеряемой величины.

Емкость C между двумя параллельными проводящими плоскостями площадью s , разделенными малым зазором δ , без учета краевого эффекта определяется выражением

$$C = \epsilon_0 \epsilon s / \delta,$$

где ϵ_0 —диэлектрическая постоянная, равная $8,85 \times 10^{-12}$ Ф/м; ϵ —относительная диэлектрическая проницаемость среды между электродами.

Изменяя ϵ , s или δ , можно изменять электрические параметры преобразователя.

На рис. 16.13, *а*, *б* схематически показаны устройства различных ИП.

Преобразователь на рис. 16.13, *a* представляет собой конденсатор, одна пластина которого перемещается под действием измеряемой величины x относительно неподвижной пластины. Изменение расстояния между пластинами δ ведет к изменению емкости ИП. Функция преобразования $C=F(\delta)$ нелинейна, что ограничивает диапазон изменения δ . Чувствительность ИП резко возрастает с уменьшением расстояния δ , поэтому такие ИП используются для измерения малых перемещений (менее 1 мм). При выборе начального расстояния между пластинами необходимо учитывать пробивное напряжение воздуха, равное 10 кВ/см.

Функции преобразования $C=F(s)$ и $C=F(\epsilon)$ линейные. Поэтому ИП с изменяющейся площадью пластин

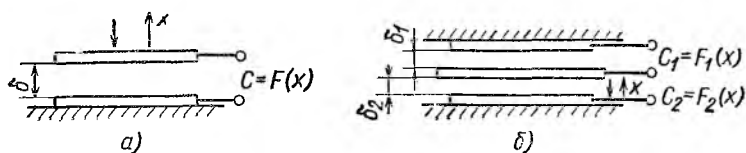


Рис. 16.13 Емкостные преобразователи.

a — одинарный; *b* — дифференциальный

применяются для измерения больших линейных (более 1 см) и угловых (до 270°) перемещений.

Преобразователи с изменяющейся относительной диэлектрической проницаемостью среды применяются для измерения уровня жидкостей, влажности веществ, толщины изделий из диэлектриков и т. д.

В одинарных емкостных ИП (рис. 16.13, *a*) между пластинами возникает сила притяжения. Этот недостаток в значительной степени устранен у дифференциальных ИП (рис. 16.13, *b*). Они имеют одну подвижную и две неподвижные пластины. При воздействии измеряемой величины x у этих ИП одновременно, но с разными знаками изменяются зазоры δ_1 и δ_2 , а следовательно, изменяются и емкости C_1 и C_2 . Дифференциальные ИП по сравнению с одинарными обладают более высокой чувствительностью, меньшей нелинейностью функции преобразования, на них мало влияют температура, давление, влажность воздуха и т. д. Подвижная пластина дифференциального ИП испытывает меньшую силу притяжения со стороны неподвижных пластин, так как на нее действуют силы противоположных направлений.

В качестве измерительных цепей емкостных ИП обычно используют неуравновешенные мосты переменного тока. Цепи с емкостными ИП обычно питают током повышенной частоты (до десятков мегагерц) для того, чтобы повысить мощность, поступающую в ИП, $S = U^2 \omega C$, а следовательно, и в измерительную диагональ моста.

Достоинства емкостных ИП — простота устройства, высокая чувствительность и малая инерционность.

Недостатки емкостных ИП — малая выходная мощность, необходимость использования источников питания повышенной частоты и влияние паразитных емкостей.

16.7. ТЕПЛОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Терморезисторы. Терморезистором называется проводник или полупроводник с большим температурным коэффициентом сопротивления, находящийся в теплообмене с окружающей средой, вследствие чего его сопротивление сильно зависит от температуры окружающей среды.

К материалам терморезисторов предъявляются следующие требования: возможно более высокое и постоянное значение температурного коэффициента сопротивления; химическая стойкость к воздействию окружающей среды; достаточная тугоплавкость и прочность; большое удельное электрическое сопротивление, что важно при изготовлении малогабаритных терморезисторов.

Терморезисторы подразделяются на проводниковые и полупроводниковые.

Проводниковые терморезисторы. Наиболее распространены терморезисторы, выполненные из медной, платиновой и никелевой проволоки.

Медные терморезисторы. Электролитическая медь допускает нагрев не более чем до 200°С (во избежание окисления). Уравнение преобразования медных терморезисторов в диапазоне температур от —200 до +200°С практически линейное:

$$R_{\Theta} = R_0 (1 + \alpha \Theta),$$

где α — температурный коэффициент электрического сопротивления, равный $4,25 \cdot 10^{-3} \text{ } 1/^{\circ}\text{C}$; Θ — температура, °С; R_0 — сопротивление при 0°С.

Платиновые терморезисторы. Платина допускает нагрев до 1200°С без опасности окисления или расплавления. Зависимость сопротивления платины от температуры нелинейная и имеет вид: в интервале температур от нуля до +660°С

$$R_{\Theta} = R_0 (1 + A\Theta + B\Theta^2);$$

в интервале температур от 0 до —180°С.

$$R_{\Theta} = R_0 [1 + A\Theta + B\Theta^2 + C(\Theta - 100)^3],$$

где R_0 — сопротивление при 0°С; A, B, C — постоянные.

Нелинейность уравнения преобразования и высокая стоимость платины являются основными недостатками платиновых терморези-

сторов. Однако высокая воспроизводимость зависимости $R_{\Theta} = F(\Theta)$, химическая стойкость и пластичность платины, позволяющая изготовлять очень тонкие нити (до 1 мкм), делают ее в ряде случаев незаменимой. Платину нельзя применять в восстанавливающей среде (углероде, водороде, парах кремния, калия, натрия и др.). Погрешность от нестабильности платинового терморезистора составляет несколько тысячных долей процента.

Никелевые терморезисторы. Никель применяется до температур 250—300° С. При более высоких температурах зависимость $R_{\Theta} = F(\Theta)$ неоднозначная. В интервале температур от 0 до 100° С уравнение преобразования практически линейно, причем $\alpha \approx 5 \cdot 10^{-3} 1/^{\circ}\text{C}$. Основные преимущества никеля — высокое удельное электрическое сопротивление (в 5 раз больше, чем у меди) и большой температурный коэффициент сопротивления.

Полупроводниковые терморезисторы (термисторы). Температурный коэффициент у полупроводниковых терморезисторов обычно отрицателен и в 8—10 раз больше, чем у металлов. Кроме того, полупроводниковые терморезисторы имеют значительно большее удельное электрическое сопротивление. В связи с этим они могут иметь малые размеры при большом номинальном сопротивлении (до 10 МОм) и, следовательно, высокое быстродействие. Рабочий интервал температур у большинства полупроводниковых терморезисторов от —100 до +300° С.

Недостатками полупроводниковых терморезисторов являются плохая воспроизводимость характеристик и нелинейный характер функции преобразования:

$$R_{\Theta} = Ae^{B/\Theta K},$$

где R_{Θ} — сопротивление термистора; A и B — коэффициенты; Θ_K — абсолютная температура.

Металлические терморезисторы, предназначенные для измерения температуры, представляют собой тонкую голую металлическую проволоку, намотанную на каркас из изолирующего материала (слюды или керамики). Каркас с обмоткой помещают в защитный термически и химически стойкий чехол. Чехол погружают в среду, температура которой измеряется.

Нагрев терморезисторов проходящим через них током должен быть невелик: не более 0,2° С для платиновых и 0,4° С для медных.

Номинальные сопротивления (при 0° С) платиновых стандартных терморезисторов равны 1; 5; 10; 46; 50; 100 и 500 Ом, медных стандартных терморезисторов 10; 50; 53 и 100 Ом (ГОСТ 6651-78).

Рабочий ток металлических терморезисторов, как правило, не должен превышать 10—15 мА, а полупроводниковых — долей миллиампера.

Время установления температуры терморезистора определяется его инерционностью. Под инерционностью тепловых ИП понимается время вхождения ИП в класс точности при изменении входного сигнала скачком от 0 до 100%. Инерционность терморезисторов находится в пределах от нескольких десятков секунд до нескольких минут.

Терморезисторы совместно с измерительным устройством представляют собой термометр сопротивления. Для измерения сопротивления терморезистора используются главным образом мостовые схемы (рис. 16. 14).

В двухпроводной схеме (рис. 16.14, а), требующей два провода для включения терморезистора, возникает погрешность от изменения сопротивления проводов при колебании температуры окружающей среды. Для уменьшения этой погрешности применяется трехпроводная линия (рис. 16.14, б). В этой схеме два соединительных провода включены в соседние плечи моста, а третий — в диагональ питания. При равновесии моста и при выполнении условий $R_1=R_3$ и $R_{л1}=R_{л2}$ погрешность от изменения сопротивления проводов отсутствует. Если же мост неуравновешен, погрешность будет значительно меньше, чем в случае двухпроводной схемы.

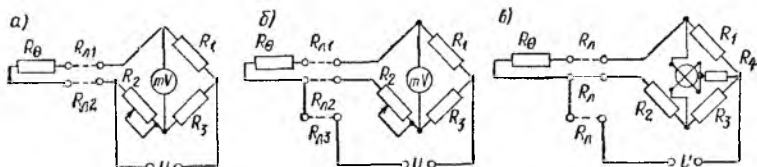


Рис. 16.14. Схемы включения терморезистора.

а — двухпроводная мостовая; б — трехпроводная мостовая; в — трехпроводная мостовая неуравновешенная с логометром.

На рис. 16.14, в изображена мостовая неуравновешенная схема с логометром. Два плеча моста образованы манганиновыми резисторами R_1 и R_3 . Третье плечо состоит из манганинового резистора R_2 и сопротивления линии связи $R_{л}$, четвертое плечо из терморезистора R_{Θ} и сопротивления линии связи $R_{л}$. При применении логометра исключается влияние колебаний напряжения источника питания в определенных пределах, а при использовании трехпроводной линии существенно снижается погрешность от влияния сопротивления линии.

Для измерения сопротивления терморезисторов широко применяются автоматические самоуравновешивающиеся мосты.

Термоэлектрические измерительные преобразователи. Сущность термоэлектрического эффекта заключается в том, что при соединении двух разнородных металлов или полупроводников друг с другом в месте их соединения возникает термо-ЭДС, зависящая от температуры места соединения и вида металлов (полупроводников). Если оба конца двух разнородных проводников или полупроводников, называемых термоэлектродами, соединить друг с другом и если температура точки соединения одних концов Θ_1 превышает температуру точки соединения других концов Θ_2 , то в цепи возникает термо-ЭДС E_{Θ} , являющаяся функцией температур Θ_1 и Θ_2 :

$$E_{\Theta} = E_{\Theta_1} - E_{\Theta_2} = F(\Theta_1) - G(\Theta_2),$$

где E_{Θ_1} и E_{Θ_2} — термо-ЭДС точек соединения, имеющих соответственно температуры Θ_1 и Θ_2 .

При неизменной температуре одного спая ($\Theta_2 = \text{const}$)

$$E_{\Theta} = F(\Theta_1) - C = F_2(\Theta_1).$$

Эта зависимость используется для измерения температуры в

термоэлектрических ИП, которые состоят из двух термоэлектродов, называемых термопарой (рис. 16.15).

Для измерения термо-ЭДС E_{Θ} применяют электроизмерительный прибор (милливольтметр, потенциометр). Точка соединения термоэлектродов 1 называется рабочим концом термопары, точки 2, 2' — свободными концами.

Чтобы термо-ЭДС в цепи термопары однозначно определялась температурой рабочего конца Θ_r , необходимо поддерживать температуру свободных концов Θ_c термопары одинаковой и неизменной.

Устройство, состоящее из термопары, линии связи и электроизмерительного прибора или потенциометра, называется термоэлектрическим термометром.

Градуировка термоэлектрических преобразователей производится обычно при температуре свободных концов, равной 0°C . При

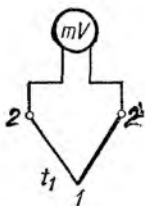


Рис. 16.15. Схема включения прибора в цепь термопары.

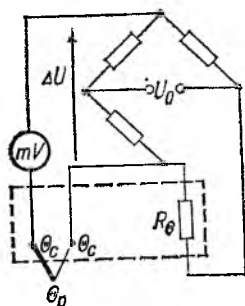


Рис. 16.16. Цепь для автоматического введения поправки на температуру свободных концов.

практическом применении термоэлектрических термометров температура свободных концов термопары не равна 0°C , и поэтому в результат измерения необходимо вводить поправку.

Широко применяются методы автоматического и полуавтоматического введения поправки на температуру свободных концов. Термопару включают в измерительную диагональ моста, питаемого от стабильного источника постоянного напряжения U_0 . Три плеча моста, резисторы которых изготовлены из манганина, имеют постоянные сопротивления, а четвертый резистор R_{Θ} изготовлен из медной проволоки и расположен в одном месте со свободными концами термопары. Следовательно, он находится при температуре Θ , равной температуре свободных концов термопары Θ_c . Мост уравновешен при температуре резистора R_{Θ} , равной 0°C . Изменение температуры Θ вызовет изменение выходного напряжения моста ΔU , компенсирующее изменение напряжения, возникающее на выходе термопары.

При измерениях высоких температур, а также при измерениях с повышенной точностью применяются термопары из благородных металлов, преимущественно платино-платинородиевых. Погрешность от нестабильности характеристик платино-платинородиевой термопары составляет около 0,1—0,2%. Термопары из неблагородных металлов — хромель-алюмелевых, хромель-копелевых

и др. — дешевы и более чувствительны, чем термопары из благородных металлов, но уступают им в стабильности характеристик и рассчитаны на измерение более низких температур (табл. 16.1).

Таблица 16.1. Основные характеристики термоэлектрических преобразователей

Термопара (материал)	Верхний предел температуры, °С		Термо-ЭДС при 100°С, мВ
	при длительном нагреве	при кратковременном нагреве	
Платина — платинородий (90 % Pt + 10 % Rh)	1300	1750	0,64
Хромель (90 % Ni + 10 % Cr)-алюмель (95 % Ni + 5 % Al)	900	1300	4,10
Хромель — копель (56 % Cu + 44 % Ni)	600	800	6,95

Термоэлектроды термопары соединяют друг с другом путем пайки или сварки и помещают в защитную арматуру, предохраняющую термопару от действия химически агрессивных газов. В качестве защитной арматуры применяют трубы из специальных сталей, а для термопар из благородных металлов — кварцевые и керамические трубы.

Для измерения термо-ЭДС термопар используются милливольтметры и потенциометры с низким предельным измерением (до 100 мВ) как с ручным, так и автоматическим уравниванием. В последнем случае сопротивление линии не вызывает погрешности измерения, так как ток, потребляемый потенциометром при измерении, практически равен нулю. Автоматический потенциометр может производить запись показаний, а также осуществлять сигнализацию или регулирование.

В тех случаях, когда термо-ЭДС измеряется милливольтметром, возникает погрешность, обусловленная колебаниями сопротивлений термоэлектриков и линии связи при изменении температуры. Так как сопротивление милливольтметра обычно в 40—50 раз больше сопротивления линии и в сотни раз больше сопротивления термоэлектродов, то погрешность вследствие изменения температуры линии и термоэлектродов невелика (меньше 1%). Инерционность термопар в обычной арматуре равна нескольким минутам.

16.8. ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Электрохимические ИП служат для определения свойств или состава растворов. Выходным параметром ИП является электрическая величина, например ЭДС, падение напряжения от проходящего тока, электрическое сопротивление и т. д.

В качестве примера рассмотрим принцип действия электролитических ИП. Электролитические ИП служат для измерения концентрации электролитов. Их работа основана на зависимости удельного сопротивления электролита от его концентрации.

Преобразователь, применяемый в лабораторных условиях, представляет собой сосуд с двумя электродами (электролитическая ячейка), сопротивление между которыми зависит от концентрации раствора (рис. 16.17).

Для промышленных непрерывных измерений ИП выполняются проточными, причем часто применяются конструкции, в которых вместо второго электрода используются стенки сосуда. Сосуд в этом случае должен быть металлическим. Материал сосудов и электродов зависит от природы электролита.

При прохождении постоянного тока через электролит происходит электролиз раствора, что приводит к искажению результатов измерения. Поэтому электролитический ИП обычно включают в схему неуравновешенного моста, питаемого от стабильного источника переменного напряжения частотой 700—1000 Гц. В измерительную диагональ моста включается выпрямительный миллиамперметр, шкала которого градуирована в значениях концентрации раствора электролита.

Для устранения влияния температуры на сопротивление электролита применяют схемы температурной компенсации или стабилизируют температуру раствора с помощью холодильника или термостата.

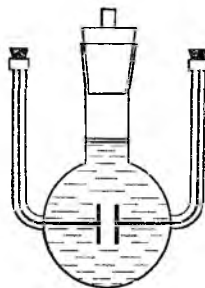


Рис. 16.17. Лабораторный электролитический преобразователь.

16.9. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 15. ИЗМЕРЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ ПРИ ПОМОЩИ ТЕРМОРЕЗИСТОРОВ

Для измерения сопротивления медного терморезистора в данной работе применен одинарный неуравновешенный мост $ABCD$, в одно из плеч которого включен терморезистор R_1 , а в остальные три плеча — стабильные резисторы (рис. 16.18). Мост питается от источника напряжения постоянного тока. Ток I в микроамперметре, включенном в измерительную диагональ моста AC , является функцией измеряемой температуры θ . Сопротивление резисторов $R = 100$ Ом, а сопротивление регулируемого резистора R_2 выбирается так, чтобы началу заданного диапазона измеряемой температуры θ соответствовало равновесие моста.

Для уменьшения влияния изменений сопротивлений проводов $R_{л}$, соединяющих терморезистор R_1 с остальной частью схемы, применена трехпроводная линия связи.

Равновесие моста имеет место при условии

$$R_{10} + R_{л} = R_2 + R_{л} \text{ или } R_{10} = R_2,$$

где R_{10} — значение R_1 , соответствующее начальной точке диапазона измеряемой температуры Θ_0 , например $\Theta_0 = 0^\circ \text{C}$.

Равновесие моста не нарушается при изменении R_d .

1. Для выполнения п. 3 задания надо собрать схему на рис. 16.18, в которой стандартный медный терморезистор с номинальным сопротивлением 50 Ом при 0°C имитируется магазином резисторов R_1 .

Сначала следует установить значение $R_1 = 50$ Ом, соответствующее температуре терморезистора $\Theta_0 = 0^\circ \text{C}$, и уравновесить мост при помощи резистора R_2 при напряжении питания моста $U_n = 0,5$ В. Затем, пользуясь

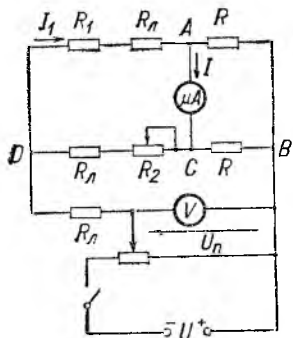


Рис. 16.18. Принципиальная схема одинарного моста с трехпроводной линией связи ($R_n = 2,5$ Ом; $R = 100$ Ом).

номинальной статической характеристикой преобразования терморезистора, приведенной в табл. 16.2 установить R_1 соответствующее температуре терморезистора $\Theta = 100^\circ \text{C}$, и, регулируя напряжение питания моста U_n , плучить ток I в измерительной диагонали моста, равный 200 мкА.

Таблица 16.2. Номинальная статическая характеристика преобразования медных терморезисторов типа ТСМ с номинальным сопротивлением 50 Ом при 0°C

$\Theta, ^\circ \text{C}$	0	10	20	30	40	50
$R, \text{ Ом}$	50,000	52,140	54,281	56,422	58,562	60,702
<i>Продолжение</i>						
$\Theta, ^\circ \text{C}$	60	70	80	90	100	
$R, \text{ Ом}$	62,842	64,981	67,121	69,261	71,400	

Рассчитать по приближенной формуле ток I_1 , протекающий по резистору R_1 :

$$I_1 \approx U_n / (R + R_1 + 3R_d).$$

Убедиться, что ток I_1 не превышает допустимого значения, равного 10 мА, для используемого медного терморезистора.

Сохраняя напряжение U_n неизменным и задавая различные значения R_1 в соответствии с номинальной статической характеристи-

кой преобразования, можно получить градуировочную кривую $I = F(\Theta)$.

2. Для выполнения п. 4 необходимо в цепи рис. 16.18 вместо резистора R_1 включить медный терморезистор и подать напряжение U . Напряжение U_n должно соответствовать значению, полученному при градуировке термометра.

Температуру воздуха определить по показаниям микроамперметра по градуировочной кривой $I = F(\Theta)$.

3. Для выполнения п. 5 надо медный терморезистор, включенный в мостовую цепь, поместить в водяную баню, установленную на электроплитке, и нагреть воду до кипения. После этого следует вынуть медный терморезистор из водяной бани и записывать показания микроамперметра через каждые 30 с до тех пор, пока изменение показаний микроамперметра за указанный интервал времени не станет меньше 1 мкА.

По градуировочной кривой определить зависимость температуры терморезисторов Θ_t от времени t при его остывании.

Задание

1. Ознакомиться с приборами, необходимыми для проведения работы, записать пределы измерения, системы, классы точности и заводские номера.

2. Зарисовать схему электрического термометра, представляющего собой неуравновешенный мост со стандартным терморезистором типа ТСМ.

3. Экспериментально определить градуировочную характеристику $I = F(\Theta)$ при $\Theta = 0 \div 100^\circ\text{C}$ для электрического термометра. Построить кривую $I = F(\Theta)$.

4. С помощью электрического термометра измерить температуру окружающего воздуха.

5. Определить зависимость температуры терморезистора Θ_t от времени при его остывании на воздухе. Построить зависимость $\Theta_t = F(t)$.

6. По результатам п. 5 определить время остывания терморезистора от $\Theta_t = 100^\circ\text{C}$ до $\Theta_t = 35^\circ\text{C}$.

7. Составить отчет по требуемой форме.

ГЛАВА СЕМНАДЦАТАЯ

ИЗМЕРИТЕЛЬНО-ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

17.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Создание и эксплуатация современных машин и сооружений, контроль параметров и технологических процессов требуют организации измерений и контроля большого числа различных физических величин. Например,

крупнейший в мире турбогенератор мощностью 1200 МВт, созданный на ленинградском объединении «Электросила» для Костромской ГРЭС, при испытаниях на стенде исследовался с помощью 1500 первичных ИП, при этом измерялись: вибрация корпуса, подшипников, основных частей обмотки; температура активной части стали, по которой замыкается магнитный поток; температура проводников, масла, водорода, охлаждающей воды; расход газа, масла и многие другие электрические и неэлектрические величины. Другой пример: контроль за состоянием гидротехнических сооружений и работой агрегатов электротехнических систем и аппаратов Саяно-Шушенской ГЭС осуществляется посредством примерно 3000 первичных ИП.

Понятно, что решение таких задач традиционными способами — подключением к каждому первичному ИП индивидуального ИП — просто невозможно уже хотя бы потому, что из-за большого количества приборов оператор не в состоянии следить за их показаниями. Подобного рода трудности возникают и при небольшом числе первичных ИП в случае контроля быстропротекающих процессов. Между тем в задачах такого рода измерительная информация, поступающая от первичных ИП, должна быть собрана, обработана и в удобной форме представлена оператору. Для этого применяется специальный вид средства измерений — измерительно-информационные системы (ИИС). Измерительно-информационная система представляет собой функционально объединенную совокупность средств измерения нескольких физических величин и вспомогательных устройств и предназначена для получения измерительной информации об исследуемом объекте в условиях его функционирования или хранения.

В зависимости от назначения ИИС подразделяются на:

- системы сбора измерительной информации от исследуемого объекта; такие системы часто называют просто измерительными системами;

- системы автоматического контроля, предназначенные для контроля за работой разного рода машин, агрегатов или технологических процессов;

- системы технической диагностики, предназначенные для выявления технической неисправности различных изделий;

телеизмерительные системы, предназначенные для сбора измерительной информации с удаленных на большие расстояния объектов.

Важнейшей разновидностью ИИС являются измерительно-вычислительные комплексы (ИБК), получившие применение в последние годы. Так же как и ИИС, ИБК представляют собой автоматизированные средства измерений и обработки измерительной информации, предназначенные для применения на сложных объектах. Их отличительной чертой является наличие в системе 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.

Первоначально ИИС разрабатывались индивидуально для каждой конкретной измерительной задачи, причем всякий раз заново разрабатывались не только структура системы, но и все ее функциональные узлы. Такой подход оказался нерентабельным — срок разработки затягивался, стоимость ИИС была высокой. Поэтому в настоящее время взят курс на агрегатный принцип построения, согласно которому ИИС строится из конструктивно законченных и выпускаемых серийно приборостроительной промышленностью функциональных узлов, объединенных общим алгоритмом функционирования.

Агрегатный принцип построения ИИС обладает рядом достоинств: резко сокращается срок разработки системы и ввод ее в действие; система просто перестраивается в процессе эксплуатации, если требования к ней изменяются; отдельные функциональные узлы можно легко заменить на более совершенные образцы и т. д.

Унифицированные функциональные узлы (блоки и модули), предназначенные для построения ИИС, образуют агрегатные комплексы Государственной системы промышленных приборов и средств автоматизации (ГСП).

17.2. ГОСУДАРСТВЕННАЯ СИСТЕМА ПРИБОРОВ И АГРЕГАТНЫЕ КОМПЛЕКСЫ

Работы по созданию ГСП как основной элементной базы для построения ИИС были начаты в СССР в 1960 г. В 1961 году в эту работу включаются страны — члены Совета Экономической Взаимопомощи (СЭВ); они принимают решение по созданию международ-

ной универсальной системы автоматического контроля, регулирования и управления — УРС. В разработке этой системы принимают участие СССР, ГДР, ЧССР, ПНР, НРБ, СРР. В Советском Союзе эти работы ведутся по линии ГСП.

Государственная система приборов предусматривает создание научно обоснованных рядов приборов и устройств с унифицированными характеристиками и конструктивным исполнением.

Устройства ГСП, предназначенные для решения определенных измерительных задач, объединяются в агрегатные комплексы. В настоящее время промышленность СССР выпускает около 20 агрегатных комплексов, среди них агрегатные комплексы средств электроизмерительной техники (АСЭТ), вычислительной техники (АСВТ), контроля и регулирования (АСКР), хронометрической техники (АСХТ), испытаний на прочность (АСИП) и др. Изделия, входящие в агрегатный комплекс, должны легко сопрягаться друг с другом без необходимости разработки каких-либо дополнительных устройств, не оказывать заметного взаимного влияния, иметь одинаковые условия эксплуатации. Для этого они должны обладать так называемой совместимостью. Различают пять видов совместимости изделий агрегатных комплексов: энергетическую, метрологическую, конструктивную, эксплуатационную и информационную. Учитывая важность этого положения, кратко рассмотрим каждый вид совместимости.

Энергетическая совместимость предполагает выбор одного рода энергии носителя сигналов в измерительных устройствах. Для этой цели в ГСП предусмотрено три вида энергии: электрическая (наиболее распространенная), пневматическая и гидравлическая. Последние обычно применяются в особых условиях эксплуатации ИИС, например во взрывоопасных помещениях и т. д.

Метрологическая совместимость обеспечивает сопоставимость метрологических характеристик агрегатных средств, их сохранность во времени и под действием влияющих величин, а также возможность расчетного определения метрологических характеристик всего измерительного тракта ИИС по метрологическим характеристикам отдельных функциональных узлов, образующих измерительный тракт. При этом метрологические характеристики агрегатных средств нормируются по единому методу, а параметры входных и выходных цепей согласуются, чтобы сопряжение агрегатных средств не сопровождалось заметными дополнительными погрешностями.

Эксплуатационная совместимость достигается согласованностью характеристик, определяющих действие внешних факторов на агрегатные средства в рабочих условиях, а также характеристик надежности и стабильности функционирования. Для этого все средства делятся на группы по использованию в зависимости от условий окружающей среды, климатических и механических воздействий и т. д. Эксплуатационная совместимость создает возможность компоновки системы с заданными значениями параметров надежности и рабочими условиями эксплуатации.

Конструктивная совместимость обеспечивает согласованность конструктивных параметров, механическое сопряжение средств, согласованность эстетических требований. Достигается это путем нормирования единых форм элементов конструкций, установочных и присоединительных размеров, применения единой прогрессивной технологии изготовления и сборки конструкций, соблюдения единого стиля оформления.

Информационная совместимость средств обеспечивает согласованность входных и выходных сигналов по виду, диапазону изменения, порядку обмена сигналами. Информационная совместимость определяется унификацией измерительных сигналов и применением стандартных интерфейсов. Унификация измерительных сигналов означает, что их параметры не могут выбираться произвольно, а должны отвечать требованиям стандарта на эти сигналы. Так, для ИП с токовым выходом стандарт ГСП нормирует диапазоны изменения выходного тока 0—5 или 0—10 мА, а для ИП с выходным напряжением постоянного тока устанавливается диапазон изменения 0—10 В и т. д. Под интерфейсом понимаются электрические, логические и конструктивные условия, которые определяют требования к соединяемым функциональным узлам и связям между ними. Электрические условия определяют требования к параметрам сигналов взаимодействия и способу их передачи, логические — номенклатуру сигналов, пространственные и временные — соотношения между ними, конструктивные — конструктивные требования к элементам интерфейса: вид разъема, место его расположения, порядок распайки контактов и т. д.

Наиболее перспективными для ИИС и ИВК в настоящее время являются интерфейсы КАМАК (САМАС — Computer Application for Measurement And Control) и приборный интерфейс, рекомендованный Международной электротехнической комиссией (МЭК) в качестве международного стандарта.

Интерфейс КАМАК применяется в ИИС и ИВК, предназначенных для исследования сложных объектов с быстротекущими процессами. Магистраль в таких системах содержит 86 параллельных проводников. Приборный интерфейс отличается большей простотой, его магистраль содержит только 16 проводников.

Изделия агрегатных комплексов, обладающие указанными видами совместимости, позволяют строить ИИС методом проектной компоновки. По скорости построение ИИС данным методом можно сравнить со строительством здания из крупных панелей, которое возводится гораздо быстрее, чем здание из кирпичей.

17.3. ОСНОВНЫЕ СТРУКТУРЫ ИИС

Структуры ИИС можно классифицировать по различным признакам. Наиболее часто в качестве признака классификации выбирают способ обмена сигналами взаимодействия, т. е. сигналами, которые обеспечивают согласованное преобразование информации всеми функциональными узлами системы.

Структура ИИС зависит также от принятого в системе способа управления — децентрализованного или централизованного. В первом случае состав и режим работы функциональных узлов постоянны — возможности такой системы ограничены, но она обладает простотой, компактностью и невысокой стоимостью. Во втором случае система содержит центральное устройство управления — контроллер, который задает режим работы функцио-

нальных узлов, изменяет количество и состав взаимодействующих функциональных узлов, а также связи между ними, т. е. гибко изменяет функциональные возможности системы.

Структуры децентрализованных систем не отличаются многообразием. На рис. 17.1 показана одна из них с цепочечным соединением функциональных узлов $\PhiУ_1, \dots, \PhiУ_n$. Все сигналы передаются по индивидуальным для каждого функционального узла шинам, а сами функ-

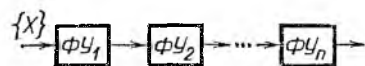


Рис 17.1. Цепочечная структура системы



Рис 17.2. Радиальная структура системы.

циональные узлы выполняют заранее заданную операцию над информационным сигналом. Примером системы с цепочечной структурой могут служить системы централизованного контроля параметров технологических процессов. Такие системы обычно содержат: ряд первичных ИП; циклический коммутатор, посредством которого периодически каждый первичный ИП подключается к ИИС; ряд последовательно включенных групповых нормирующих ИП, предназначенных для фильтрации, масштабного преобразования и линеаризации выходных сигналов первичных ИП; аналого-цифровой ИП; специализированное устройство обработки информации и регистратор.

Структуры систем с централизованным управлением разнообразнее, к ним относятся структуры радиальная, магистральная, радиально-цепочечная и радиально-магистральная.

Радиальная структура системы показана на рис. 17.2. Обмен сигналами взаимодействия между функциональными узлами $\PhiУ$ происходит через контроллер. Это позволяет программировать $\PhiУ$ путем подачи программных сигналов от контроллера, изменять порядок обработки информации и т. д. В данной структуре каждый функциональный узел подключается к контроллеру посредством индивидуальных шин. Однако наращивать

число узлов в таких структурах трудно из-за усложнения контроллера.

Магистральная структура показана на рис. 17.3. Особенность данной структуры заключается в наличии общей для всех функциональных узлов шины (однопроводной или многопроводной), по которой передаются сигналы взаимодействия.

Эта шина называется магистралью. Адресный сигнал показывает, к какому функциональному узлу относится информация, находящаяся на других проводах ма-

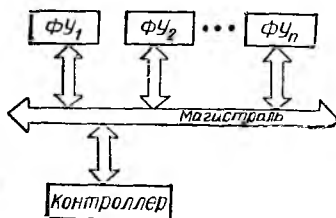


Рис. 17.3. Магистральная структура системы.

гистралли. Магистральная структура легко позволяет наращивать число функциональных узлов в системе. Эта структура применяется для решения задач автоматизации различных экспериментальных исследований.

Радиально-цепочечная и радиально-магистральная структуры представляют собой комбинации рассмотренных выше структур.

Обобщенная структура ИИС показана на рис. 17.4. Информация от объекта исследования поступает на оп-

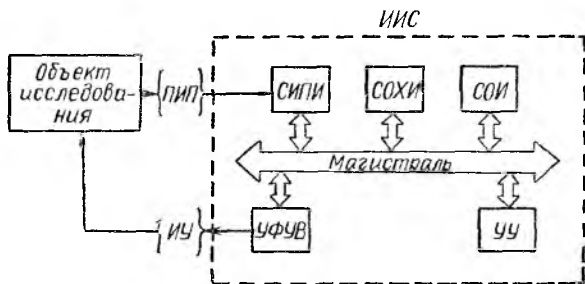


Рис. 17.4. Обобщенная структура ИИС.

ределенное множество первичных ИП (ПИП), преобразуется в электрическую форму и передается на средства измерения и преобразования информации СИПИ, в которых выходные сигналы ПИП наиболее часто подвер-

гаются следующим операциям: фильтрации, масштабированию, линеаризации, аналого-цифровому преобразованию. Затем сигналы в цифровой форме могут передаваться на цифровые средства обработки и хранения информации *СОХИ* для обработки по определенным программам или накопления, а также на средства отображения информации *СОИ* для индикации или регистрации. Устройство формирования управляющих воздействий *УФУВ* посредством заданного множества исполнительных устройств *ИУ* воздействует на объект исследования для регулирования, тестирования и т. п.

В качестве *СОХИ* в ИИС применяются различные устройства от специализированных вычислительных устройств и микропроцессоров до универсальных ЭВМ. В последнем случае на ЭВМ возлагаются и функции устройства управления *УУ*.

В состав ИИС первичные ИП и исполнительные устройства не входят, выбор их типов и размещение на объекте производится специалистами — разработчиками объекта исследования. Современные сложные ИИС часто рассматривают как композицию трех комплексов — информационного (включающего средства измерения и преобразования информации и средства отображения информации), вычислительного (включающего средства обработки и хранения информации и устройства управления) и управляющего (включающего устройство формирования управляющего воздействия).

В последние годы сформировалась и выделилась в самостоятельное направление ветвь ИИС — измерительно-вычислительные комплексы (ИВК). Измерительно-вычислительные комплексы содержат две части: устройство связи с объектом *УСО* и вычислительную часть (рис. 17.5). Последняя в ИВК образуется свободно программируемой ЭВМ с развитым программно-математическим обеспечением *ПМО*. Электронно-вычислительная машина управляет в ИВК всеми процессами сбора и обработки информации. Структура ИВК может иметь один или два уровня. Одноуровневая структура содержит одну магистраль — магистраль ЭВМ, к которой подключены все устройства ИВК. Двухуровневая структура (рис. 17.5) содержит две магистрали — приборов и ЭВМ. Сигналы взаимодействия между магистралями передаются через системный контроллер — транслятор *ТР*.

Управление ИВК от ЭВМ осуществляют специальные

программы-драйверы. В результате изменения структуры и методов обработки измерительной информации программным путем можно легко приспособлять ИВК к особенностям объекта исследования.

В качестве ЭВМ и ИВК широко используются так называемые мини-ЭВМ. До последнего времени в состав

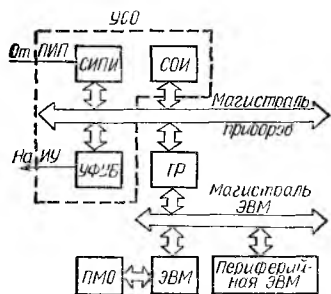


Рис. 17.5. Обобщенная структура ИВК.

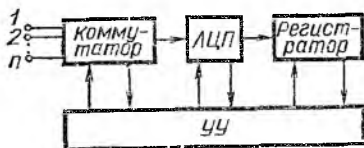


Рис. 17.6. Структурная схема простой ИИС.

ве агрегатного комплекса АСВТ выпускались мини-ЭВМ типов М-6000, М-7000, а также М-400. С 1977 г. странами СЭВ вместо указанных ЭВМ стали выпускаться более совершенные машины серии СМ. Это мини-ЭВМ третьего поколения, предназначенные для применения в автоматизированных системах управления технологическими процессами в системах автоматизации экспериментальных исследований. Серия СМ в настоящее время состоит из пяти моделей: СМ-1, СМ-2, СМ-3, СМ-4, СМ-5. По своей структуре эти машины близки к М-6000, М-7000 и М-400, но значительно превосходят их по техническим и эксплуатационным характеристикам.

Значительное распространение получили также ИИС для сбора и относительно простой обработки информации, поступающей от небольшого числа обычно однородных первичных ИП. Структурная схема такой системы показана на рис. 17.6. Измеряемые сигналы подаются на входы 1, 2, ..., n коммутатора, с выхода которого они поступают на аналого-цифровой преобразователь АЦП и регистратор. Применение средств вычислительной техники здесь минимальное. Управление работой таких устройств обычно осуществляется специальным генератором импульсов определенной последовательности (таймером), который входит в состав управляющего устройства УУ.

Комплекс АСВТ-М (М-60) является комплексом агрегатных средств вычислительной техники. Он предназначен для компоновки проектными методами ИИС и ИВК, работающих в автоматизированных системах управления технологическими процессами и предприятиями. Комплекс разработан в основном для применения в автоматизированных системах управления мощными энергоблоками тепловых и атомных электростанций, которые характеризуются большим количеством выходных сигналов и разнообразием средств представления информации. Однако возможная область применения комплекса более широкая; он может применяться в химической, металлургической, горнорудной и других отраслях народного хозяйства.

Комплексы АСВТ-М выполнены на элементах микроэлектроники и обеспечивают сбор и обработку информации, поступающей от 4096 аналоговых и кодовых 8-разрядных первичных ИП в любых сочетаниях, постоянный и выборочный контроль входных параметров, регистрацию большей части входных параметров, сигнализацию об отклонении их от нормы, а также выдачу управляющих воздействий по 128 аналоговым и 1024 дискретным каналам. Кроме того, комплекс позволяет производить вычисление технико-экономических показателей и другие математические и логические операции.

Для объектов с малым количеством контролируемых сигналов (до 60) основная аппаратура комплекса будет содержать избыточность. Поэтому для таких объектов разработаны специальные модули, имеющие непосредственную связь с процессором, отличающимся низкой стоимостью.

Измерительно-вычислительный комплекс АСВТ-М состоит из трех основных частей: информационного, вычислительного и управляющего комплексов.

В состав информационного комплекса входят: устройства сбора и распределения информации от объекта, устройства визуального представления информации, включая электронно-лучевые индикаторы, и устройства контроля параметров путем сравнения с уставками, а также устройства регистрации и сигнализации.

Вычислительный комплекс организован на базе мини-ЭВМ типа М-6000 и предназначен для выполнения необходимых расчетов и логических операций в реальном масштабе времени в процессе обработки информа-

ции, поступающей от информационного комплекса, а также выработки сигналов управления и подачи их на устройства управляющего комплекса. В зависимости от сложности вычислительных и логических задач, решаемых ИВК, состав вычислительного комплекса может наращиваться от минимального комплекта, состоящего из одной ЭВМ, до многопроцессорной системы.

Управляющий комплекс содержит устройства выработки позиционных и аналоговых сигналов управления по командам, поступающим от вычислительного комплекса, а также вручную с местного пульта управления. Аналоговый сигнал управления вырабатывается преобразователями угла поворота в электрический сигнал на базе шаговых двигателей, при этом достигается погрешность отработки сигнала не более 1,5%, а время отработки не более 2 с. Предусмотрены также быстродействующие устройства выработки аналоговых сигналов управления на базе электронных преобразователей код — аналог (цифро-аналоговые преобразователи). Выходной сигнал таких преобразователей представляет напряжение постоянного тока с диапазонами изменения 0—5 В, погрешность преобразования не превышает 0,1% при времени отработки не более 4 мкс.

Рассмотрим более детально организацию информационного комплекса. Информационный комплекс выполняет следующие функции:

- 1) контроль параметров по вызову оператора:
 - а) посредством аналоговых показывающих приборов типа ППИМ или АСК;
 - б) посредством цифровых приборов, графических регистраторов, электронно-лучевых трубок и т. д.;
- 2) регистрацию параметров по вызову оператора посредством графических регистрирующих и алфавитно-цифropечатающих приборов;
- 3) автоматический контроль параметров путем сравнения их значений с уставками; если контролируемый параметр выйдет из допустимых границ, то подается световая и звуковая сигнализация;
- 4) контроль и регистрацию параметров и расчетных данных, переработанных вычислительным комплексом;
- 5) передачу в вычислительный комплекс данных об отклонении контролируемых параметров от нормы с указанием адреса параметра и знака отклонения, а также получение из вычислительного комплекса сигналов от-

клонения от заданных значений параметров, контролируемых непосредственно в вычислительном комплексе, с указанием адреса и знака отклонения.

Структурная схема информационного комплекса АСВТ-М показана на рис. 17.7.

Сбор информации от аналоговых первичных ИП производится устройствами коммутации, нормализации и преобразования УКНП. Первичные ИП, имеющие выходной сигнал в виде напряжения постоянного тока, подключаются к УКНП непосредственно — это прежде всего термоэлектрические и реостатные преобразователи

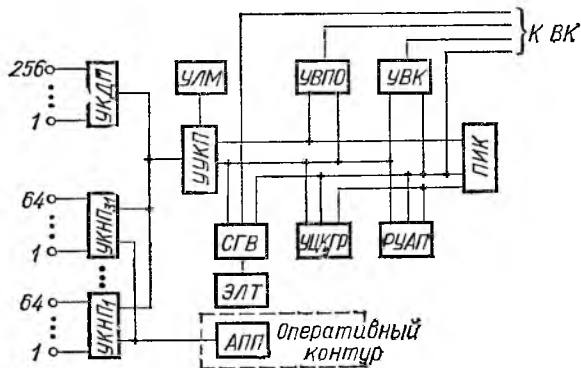


Рис. 17.7. Упрощенная структурная схема информационного комплекса АСВТ-М.

и др. Первичные ИП с выходным сигналом переменного тока подключаются через индивидуальные ИП с унифицированным выходным сигналом постоянного тока.

Информация от дискретных первичных ИП поступает на устройство коммутации дискретных преобразователей УКДП. Дискретными преобразователями могут быть электромеханические контакты или любой преобразователь с цифровым выходом.

Производительность сбора информации — 200 аналоговых ИП в секунду.

Устройства сбора информации управляются устройством управления коммутацией и преобразованием УУКП. Последнее содержит устройство линеаризации и масштабирования УЛМ, позволяющее линеаризовать нелинейные характеристики первичных ИП. Устройство управления коммутацией и преобразованием принимает

требования на информацию с указанием адреса первичного ИП от оператора, вычислительного комплекса *ВК* или управляющего устройства, организует очередь требований по приоритетному принципу с тремя уровнями приоритета, выбирает по адресу соответствующий первичный ИП, получает от него информацию и выдает ее потребителю.

Представление информации осуществляется тремя устройствами: устройством цифрового контроля и графической регистрации *УЦКГР*, регистрирующим устройством с адресозадающим принципом печати *РУАП* и системой графического взаимодействия *СГВ*.

Устройство цифрового контроля и графической регистрации содержит цифро-аналоговые преобразователи для вывода цифровых сигналов на аналоговые графические регистраторы, а также блоки управления цифровыми индикаторами. Последние имеют девять знаков, из них четыре индицируют адрес вызванного параметра, четыре—значение контролируемого параметра и один — размерность вызванного параметра.

Назначение *РУАП* состоит в регистрации данных о состоянии параметров, объектов и расчетных данных из вычислительного комплекса. Регистрация данных происходит при отклонении параметров от заданных норм.

Возможность обмена информацией в буквенно-цифровом и графическом виде между оперативным персоналом и вычислительным комплексом на экране электронно-лучевой трубки *ЭЛТ* обеспечивается системой графического взаимодействия *СГВ*. На экране *ЭЛТ* оператору представляется в цифровой форме также текущая информация о состоянии объекта.

Координация действий *УЦКГР*, *РУАП* и *СГВ* производится устройством вызывного контроля *УВК*.

Контроль состояния параметров производится устройством выработки и памяти отклонения *УВПО* путем сравнения текущих параметров с уставками. Если значение контролируемого параметра находится в поле нормального состояния, то вырабатывается сигнал «норма». При отклонении значения параметра за границы поля нормального состояния вырабатывается сигнал «больше» или «меньше», включаются мигающая световая и звуковая сигнализации, а адрес отклонившегося параметра с указанием знака отклонения передается в вычислительный комплекс.

Пульт информационного комплекса *ПИК* предназначен для выполнения служебных планово-профилактических работ в устройствах комплекса, выполняемых обслуживающим персоналом.

Структура информационного комплекса содержит оперативный контур с аналоговыми показывающими приборами *АПП*, на которые подаются сигналы непосредственно с выходов устройств коммутации, нормализации и преобразования *УКНП*. В случае выхода из строя остального оборудования, например *УУКП*, *УЛМ*, *УЦКГР* и др., управление контролируемым технологическим процессом производится через оперативный контур — это повышает «живучесть» информационного комплекса. Однако из соображений простоты конструкции оперативного контура на него выносятся не все, а только важнейшие из контролируемых параметров, что ухудшает качество контроля технологического процесса, но оперативным контуром пользуются редко.

Конструктивная компоновка устройств производится в специальных шкафах или тумбах: *УКНП* размещается в шкафах с размерами $1600 \times 800 \times 650$ мм; прочие устройства (*УКДД*, *УУКП*, *УЛМ*, *УВК*, *УЦКГР*, *УВПО*) — в шкафах с размерами $1600 \times 600 \times 650$ мм или тумбах с размерами $740 \times 600 \times 650$ мм.

Размещается это оборудование в специальных помещениях, среди которых следует отметить: диспетчерский зал — рабочее место оперативного персонала, ведущего управление объектом, в этом зале установлена мнемосхема производства, устройство регистрации и индикации контролируемых параметров и др.; помещение вычислительного комплекса; помещение информационного комплекса; ряд вспомогательных помещений. Площадь отдельных помещений выбирается из расчета количества размещаемого оборудования с соблюдением необходимых норм обслуживания и организации места для обслуживающего персонала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Основы** электроизмерительной техники/М. И. Левин, В. Т. Прытков, Р. М. Демидова-Панферова, Е. М. Кутяшова; Под ред. М. И. Левина. — М.: Энергия, 1972.— 544 с.
2. **Попов В. С.** Теоретическая электротехника. — М.: Энергия, 1978. — 558 с.
3. **Попов В. С.** Электрические измерения. — М.: Энергия, 1974.— 373 с.
4. **Справочник** по радиоизмерительным приборам: В 3-х т. Т. 1. Измерение напряжений, параметров элементов и цепей. Источники питания/Б. А. Абубакиров, А. А. Авдеева, М. Л. Гуревич и др.; Под ред. В. С. Насонова. — М.: Советское радио, 1976. — 232 с.
5. **Справочник** по радиоизмерительным приборам: В 3-х т. Т. 2. Измерение частоты, времени и мощности. Измерительные генераторы/Ю. И. Алехин, Б. И. Ананчев, С. Г. Афанасов и др.; Под ред. В. С. Насонова. — М.: Советское радио, 1978. — 272 с.
6. **Справочник** по радиоизмерительным приборам: В 3-х т. Т. 3. Измерение электромагнитных полей. Анализ спектра. Осциллография. Импульсные измерения/Л. А. Анисимов, Е. Н. Буторин, Г. А. Гончаров и др.; Под ред. В. С. Насонова. — М.: Советское радио, 1979. — 424 с.
7. **Терешин Г. М., Пышкина Т. Г.** Электрорадиоизмерения. — М.: Энергия, 1975. — 472 с.
8. **Шкурин Г. П.** Справочник по электро- и электронно-измерительным приборам. — М.: Воениздат, 1972. — 448 с.
9. **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. — 392 с.
10. **Электрические измерения**/К. П. Дьяченко, Д. И. Зорин, П. В. Новицкий и др.; Под ред. Е. Г. Шрамкова.—М.: Высшая школа, 1972. — 520 с.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Амперметр 61, 79, 90, 94, 105, 112, 116
- Ваттметр 61, 98
- Веберметр 324
- Вероятность доверительная 20
- Вольтметр 61, 79, 90, 94, 105, 108, 112, 116
- цифровой 219
 - электронный 181
- Гальванометр 82
- баллистический 85, 321
 - вибрационный 86
 - осциллографический 171
- Генератор измерительный 209
- Делитель напряжения 121
- Единицы физических величин 12
- Закон распределения погрешностей 18
- Значение измеряемой величины
- — — действительное 25
 - — — истинное 24
 - нормирующее 25, 125
- Измерение магнитных величин 321
- мощности 275
 - напряжения 239
 - параметров электрических цепей 145, 156, 208, 253, 271
 - сдвига фаз 310
 - тока 239
 - частоты 234, 315
 - энергии 295
- Интервал доверительный 19
- Класс точности средств измерений 26
- Компенсатор переменного тока 152
- постоянного тока 148
- Комплекс измерительно-вычислительный 375
- Коэффициент трансформации
- действительный 47
 - номинальный 47, 48
- Кривая намагничивания 330, 334
- Логометр 78, 92, 104, 262
- Магазин емкостей 39
- индуктивностей 38
 - сопротивлений 36
- Мера 12, 31
- Метод дифференциальный 15
- замещения 16
 - непосредственной оценки 15
 - нулевой 15
 - сравнения 15
- Механизм измерительный 72, 87, 101, 108, 169, 171, 241
- Мост 142
- цифровой 230
 - четырехплечий (одинарный) 142, 263
 - шестиплечий (двойной) 267
- Нормирование пределов допускаемых погрешностей 27, 218
- Обработка результатов измерений 21, 22
- Определение характеристик магнитных материалов 332
- Осциллограф светолучевой 170
- электронно-лучевой 200
- Петля гистерезиса 331, 335
- Погрешность измерения 16, 239
- средств измерений 24, 124, 136
- Полоса частот рабочая осциллографического гальванометра 173
- Преобразователь 12, 14, 42, 120
- аналого-цифровой 217
 - неэлектрической величины 350, 353
 - переменного тока в постоянный 112
 - термоэлектрический 116, 368
 - Холла 329
- Прибор измерительный 12, 14
- — аналоговый 59
 - — показывающий 59
 - — регистрирующий 158
 - — цифровой 217
- Резистор добавочный 42
- Система единиц международная 12
- Система измерительно-информационная 12, 14, 373, 377
- Сопротивление критическое 84
- Средства измерений 12
- Тензорезистор 357
- Терморезистор 366
- Трансформатор измерительный напряжения 46, 52
- — тока 46, 48
- Успокоитель 69, 76
- Устройство счетное 64
- Фазометр 61
- электромеханический 311
 - электронный 313
- Феррометр 337
- Характеристики магнитных материалов 330
- Цепь измерительная 72, 120, 133
- Циферблат прибора 64
- Частотомер цифровой 234
- электромеханический 315
 - электронный 317
- Чувствительность измерительного механизма 29
- — преобразователя 129
 - — прибора 28
 - — мостовой цепи 266
- Шкала прибора 64
- Шунт 42
- Экранирование 88, 104, 226
- Элемент нормальный 32
- Эталон единицы физической величины 40

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	5
Глава первая. Основные метрологические понятия. Методы измерений и погрешности	12
1.1. Определение и классификация измерений, методов и средств измерений. Единицы физических величин	12
1.2. Погрешности измерений	16
1.3. Погрешности средств измерений	24
1.4. Характеристики электроизмерительных приборов	28
Глава вторая. Меры основных электрических величин	31
2.1. Классификация мер	31
2.2. Меры единиц электрических величин	32
2.3. Эталоны единиц электрических величин	40
Глава третья. Преобразователи токов и напряжений	46
3.1. Шунты и добавочные резисторы	46
3.2. Измерительные трансформаторы. Общие понятия	48
3.3. Измерительные трансформаторы тока	48
3.4. Измерительные трансформаторы напряжения	52
3.5. Измерительные трансформаторы постоянного тока	54
3.6. Лабораторная работа № 1. Поверка измерительных трансформаторов тока	56
Глава четвертая. Общие сведения об аналоговых электроизмерительных приборах	59
4.1. Общие вопросы	59
4.2. Технические требования	60
4.3. Отсчетные устройства	64
4.4. Устройства для создания противодействующего момента	67
4.5. Устройства для создания успокаивающего момента	68
4.6. Габаритные размеры приборов	70
Глава пятая. Измерительные механизмы приборов и их применение	72
5.1. Общие сведения	72
5.2. Магнитоэлектрические механизмы	73
5.3. Магнитоэлектрические амперметры и вольтметры	79
5.4. Гальванометры магнитоэлектрической системы	82
5.5. Электродинамические и ферродинамические механизмы	87
5.6. Амперметры и вольтметры электродинамической и ферродинамической систем	94

5.7. Ваттметры электродинамической и ферродинамической систем	98
5.8. Механизмы электромагнитной системы	101
5.9. Электростатические механизмы и их применение	108
5.10. Выпрямительные амперметры и вольтметры	112
5.11. Термоэлектрические амперметры и вольтметры	116
5.12. Лабораторная работа № 2 Поверка вольтметров и амперметров	118
Глава шестая. Электрические измерительные цепи	120
6.1. Общие сведения	120
6.2. Основные уранения и свойства измерительных преобразователей	121
6.3. Измерительная цепь как преобразователь	133
6.4. Методы коррекции погрешностей	136
6.5. Мостовые цепи	142
6.6. Компенсационные цепи	147
6.7. Лабораторная работа № 3. Измерение сопротивлений одинарным мостом	155
6.8. Лабораторная работа № 4. Измерение индуктивности и емкости мостом переменного тока	156
6.9. Лабораторная работа № 5. Поверка приборов при помощи компенсатора постоянного тока	156
Глава седьмая. Регистрирующие приборы	158
7.1. Общие сведения	158
7.2. Методы регистрации	160
7.3. Виды диаграммных лент	164
7.4. Регистрирующие устройства	165
7.5. Самопишущие приборы прямого действия	167
7.6. Светолучевые осциллографы	170
7.7. Лабораторная работа № 6. Изучение светолучевого осциллографа и его применение	176
Глава восьмая. Электронные измерительные приборы	179
8.1. Классификация. Общие сведения	179
8.2. Электронные вольтметры	181
8.3. Электронно-лучевые осциллографы	200
8.4. Электронные омметры	208
8.5. Измерительные генераторы	209
8.6. Лабораторная работа № 7. Изучение электронно-лучевого осциллографа и его применение	215
8.7. Лабораторная работа № 8. Изучение работы электронного вольтметра	216
Глава девятая. Цифровые измерительные приборы и аналого-цифровые преобразователи	217
9.1. Основные определения, общие свойства цифровых измерительных приборов и аналого-цифровых преобразователей	217
9.2. Цифровые вольтметры постоянного и переменного тока	219
9.3. Цифровые мосты постоянного и переменного тока	230
9.4. Комбинированные цифровые приборы	232
9.5. Измерители частоты и интервалов времени	234

9.6. Лабораторная работа № 9. Изучение и применение цифрового вольтметра	238
Глава десятая. Измерение токов и напряжений	239
10.1. Методические погрешности	239
10.2. Методы измерения постоянных токов и напряжений	240
10.3. Методы измерения переменных токов и напряжений промышленной частоты	247
10.4. Особенности измерения токов и напряжений повышенной и высокой частоты	252
Глава одиннадцатая. Измерение сопротивлений, емкостей, индуктивностей	253
11.1. Общие сведения	253
11.2. Основные методы и средства измерения сопротивления электрической цепи постоянному току	254
11.3. Измерение емкости и индуктивности	271
Глава двенадцатая. Измерение мощности	275
12.1. Общие сведения	275
12.2. Измерение мощности в цепях постоянного тока	277
12.3. Измерение активной мощности в цепях переменного тока	279
12.4. Измерение реактивной мощности	286
12.5. Лабораторная работа № 10. Измерение мощности в трехфазной цепи двухэлементным ваттметром	293
Глава тринадцатая. Измерение энергии	295
13.1. Общие сведения	295
13.2. Одноэлементный индукционный счетчик	295
13.3. Двух- и трехэлементные индукционные счетчики	301
13.4. Схемы включения счетчиков для учета активной и реактивной энергии	303
13.5. Лабораторная работа № 11. Проверка однофазного индукционного счетчика	307
13.6. Лабораторная работа № 12. Измерение активной и реактивной энергии в трехфазной цепи	309
Глава четырнадцатая. Измерение фазового сдвига и частоты	310
14.1. Измерение фазового сдвига	310
14.2. Измерение частоты	315
14.3. Лабораторная работа № 13. Измерение коэффициента мощности	320
Глава пятнадцатая. Измерение магнитных величин	321
15.1. Общие сведения	321
15.2. Измерение магнитного потока в постоянном магнитном поле	321
15.3. Измерение магнитной индукции и напряженности магнитного поля	325
15.4. Основные характеристики магнитных материалов	330
15.5. Определение статических характеристик	332
15.6. Определение динамических характеристик	337
	391

15.7. Ваттметровый метод определения потерь на перемагничивание	345
15.8. Лабораторная работа № 14. Измерение напряженности магнитного поля и магнитной индукции	348
Глава шестнадцатая. Электрические измерения неэлектрических величин	350
16.1. Общие сведения об измерениях неэлектрических величин	350
16.2. Характеристики измерительных преобразователей неэлектрических величин	351
16.3. Классификация измерительных преобразователей	353
16.4. Резистивные измерительные преобразователи	355
16.5. Электромагнитные измерительные преобразователи	360
16.6. Электростатические измерительные преобразователи	364
16.7. Тепловые измерительные преобразователи	366
16.8. Электрохимические измерительные преобразователи	370
16.9. Лабораторная работа № 15. Измерение температуры при помощи терморезисторов	371
Глава семнадцатая. Измерительно-информационные системы	373
17.1. Общие сведения	373
17.2. Государственная система приборов и агрегатные комплексы	375
17.3. Основные структуры ИИС	377
Список литературы	387
Предметный указатель	388

РОЗАЛИЯ МИХАЙЛОВНА ДЕМИДОВА-ПАНФЕРОВА
 ВИТАЛИИ НИКОЛАЕВИЧ МАЛИНОВСКИЙ
 ВЛАДИМИР СЕРГЕЕВИЧ ПОПОВ
 ВЯЧЕСЛАВ ФЕДОРОВИЧ СЕМЕНОВ
 КОНСТАНТИН НИКОЛАЕВИЧ ЦЕПЛЯЕВ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ (С ЛАБОРАТОРНЫМИ РАБОТАМИ)

Редактор А. А. Можейко
 Редактор издательства Л. А. Решмина
 Технический редактор А. С. Давыдова
 Корректор Г. А. Полонская

ИБ № 1561

Сдано в набор 22.12.81. Подписано в печать 16.03.82. Т-06826.
 Формат 84×108^{1/32}. Бумага типографская № 1. Гарн. шрифта литературная. Печать высокая, Усл. печ. л. 20,58. Усл. кр.-отт. 20,73.
 Уч.-изд. л. 21,62. Тираж 75000 экз. Заказ № 970. Цена 90 к.

Энергоиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Владимирская типография «Союзполиграфпрома» при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли 600000, г. Владимир, Октябрьский проспект, д. 7

© Энергоиздат, 1982