

Ю. М. Келим

# **ТИПОВЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ**

*Допущено Министерством образования Российской Федерации  
в качестве учебного пособия для студентов учреждений среднего  
профессионального образования, обучающихся по группе  
специальностей 2100 «Автоматизация и управление»*

Москва  
ФОРУМ — ИНФРА-М  
2002

УДК 53(075)  
ББК 22.3 я723  
К32

*Рецензенты:*

преподаватель высшей категории *А. И. Грачев*  
(Московский колледж автоматизации и радиоэлектроники);  
преподаватель *Э. И. Болотина*  
(Московский техникум электронных приборов);  
старший научный сотрудник ВНИЭМ *Ю. А. Покатилов*.

**Келим Ю. М.**

К32 Типовые элементы систем автоматического управления. Учебное пособие для студентов учреждений среднего профессионального образования. — М.: ФОРУМ: ИНФРА-М, 2002. — 384 с.: ил. — (Серия «Профессиональное образование»).

ISBN 5-8199-0043-X (ФОРУМ)  
ISBN 5-16-000989-2 (ИНФРА-М)

В пособии изложены основы теории, рассмотрены схемы, конструкции и технические характеристики электрических датчиков (контактных, потенциометрических, тензометрических, электромагнитных, пьезоэлектрических, емкостных, термоэлектрических, струнных, фотоэлектрических, ультразвуковых и основанных на эффекте Холла), коммутационных электромеханических элементов (нейтральных и поляризованных реле, контакторов и магнитных пускателей, электромагнитов и электромагнитных муфт), магнитных усилителей, модуляторов и бесконтактных реле, индикаторных устройств, электронных коммутаторов, цифроаналоговых и аналого-цифровых преобразователей, специальных элементов автоматики.

Для учащихся техникумов и колледжей, а также студентов вузов.

УДК 53(075)  
ББК 22.3 я723

ISBN 5-8199-0043-X (ФОРУМ)  
ISBN 5-16-000989-2 (ИНФРА-М)

© Ю. М. Келим, 2002  
© ИД «ФОРУМ», 2002

## Предисловие

Настоящий учебник написан в соответствии с Федеральным образовательным стандартом по специальности 2101 «Автоматизация технологических процессов и производств» среднего профессионального образования базового и повышенного уровня. Этим стандартом предусмотрено изучение дисциплины «Типовые элементы систем автоматического управления», которая является предметом итоговой государственной аттестации по данной специальности. Учебник может быть полезен и учащимся других специальностей при изучении основ автоматики.

При изложении материала предполагается, что учащиеся хорошо усвоили курсы физики, математики, электротехники. В результате изучения курса «Типовые элементы систем автоматического управления» учащиеся должны уяснить физические основы и принципы действия элементов автоматики различных типов, знать их основные технические характеристики и особенности конструкций. В книге приведены формулы, описывающие работу элементов автоматики, а также расчетные соотношения, пригодные для практического использования. Учащийся должен уметь технически грамотно и обоснованно выбрать соответствующий поставленной задаче элемент, рассчитать его основные характеристики, правильно использовать его при эксплуатации.

Книга состоит из пяти разделов. В первом разделе приведена классификация элементов автоматики в соответствии с выполняемыми ими функциями в системе автоматического регулирования. Даны краткие сведения по физическим основам работы элементов, основным измерительным схемам, надежности элементов. Во втором — рассмотрены датчики систем автоматики: контактные, потенциометрические, тензометрические, индуктивные, трансформаторные, индукционные, пьезоэлектрические, емкостные, температурные, струнные, фотоэлектрические и основанные на эффекте Холла. В третьем разделе описаны коммутационные элементы с ручным и электромагнитным приводами, в том числе нейтральные и поляризованные реле, контакторы и магнитные пускатели, а также электромагнитные муфты. В четвертом разделе — магнитные усилители, модуляторы и бесконтактные магнитные реле. В пятом разделе рассмотрены электронные коммутаторы, индикаторные

устройства, элементы, используемые в цифровых системах автоматике, специальные элементы, улучшающие качество работы систем автоматике.

Отличием данного учебника является то, что в нем более полно даются многообразные типы датчиков для электрических систем автоматике, в рамках одной книги рассмотрены информационные, коммутационные, усилительно-преобразовательные и исполнительные устройства автоматике.

При изучении курса учащимся следует прежде всего твердо усвоить назначение элементов автоматике и их взаимодействие в системе. Затем каждый элемент можно изучать, используя материал соответствующей главы. Для закрепления практических навыков рекомендуется выполнять примеры расчетов и строить графики основных характеристик, прежде всего зависимости выходного сигнала от входного. При выполнении лабораторного практикума также следует обращаться к соответствующим главам данного учебника.

Автор благодарен рецензентам А. И. Грачеву, Ю. А. Покатилову и Э. И. Болотиной, редактору С. Ц. Малинской, а также кандидатам технических наук Э. В. Андрееву, И. М. Болотину, И. П. Дешко, Г. А. Птицыну, Т. Д. Королевой за полезные советы и замечания, которые были учтены при работе над рукописью, и просит читателей направлять свои пожелания и замечания по адресу: 101831, Москва, Коллачный пер. д. 9а, Издательский Дом «Форум».

*Автор*



## Введение

Повышение производительности труда базируется на механизации и автоматизации производства. Рассмотрим подробнее эти понятия — «механизация» и «автоматизация». Что между ними общего и в чем различие?

*Механизация* — замена ручных средств труда машинами и механизмами. С их помощью человек может поднимать и перемещать тяжелые грузы, резать, ковать и штамповать металл при изготовлении деталей, добывать руду и топливо из недр земли. Но управление этими механизмами осуществляется человеком: он должен постоянно контролировать ход производственного процесса, анализировать его, принимать решения и воздействовать на этот процесс. Например, рабочий при обработке детали на станке должен измерять размеры детали, определять ее качество, т. е. получать информацию путем измерений. В зависимости от результатов измерений рабочий изменяет скорость резания, величину подачи инструмента, т. е. принимает и исполняет решение. Таким образом, при механизации требуется постоянное участие человека во всем ходе производственного процесса.

*Автоматизация* производственных процессов — применение технических средств и систем управления, освобождающих человека частично или полностью от непосредственного участия в этих процессах. Автоматизация облегчает умственный труд человека, освобождает его от сбора информации, ее обработки, исполнения принятого решения. В системах автоматики получение, передача, преобразование и использование информации осуществляются без непосредственного участия человека.

Для получения информации о ходе производственного процесса применяют *датчики* — элементы автоматики, преобразующие самые разные физические величины (размеры, температуру, давление, расход, скорость, уровень, влажность и т. д.) в некоторый сигнал, удобный для последующей обработки в автоматическом устройстве или ЭВМ. Затем этот сигнал обрабатывается: сравнивается с другими сигналами, анализируются его изменения.

В результате обработки информационных сигналов вырабатываются исполнительные сигналы, которые и воздействуют на технологический процесс. Эти сигналы в *исполнительных элементах* автома-

тики преобразуются в механическое воздействие, перемещающее деталь или инструмент, закрывающее или открывающее кран, включающее или отключающее нагревательную установку и т. п. Так как это воздействие требует значительной энергии, то обработка информационных сигналов предусматривает, как правило, их усиление.

Таким образом, системы автоматики состоят из датчиков, усилительно-преобразовательных и исполнительных элементов.

Наиболее универсальным и удобным для систем автоматики оказался электрический сигнал. По сравнению с другими (пневматическими или гидравлическими) электрический сигнал имеет следующие преимущества:

1. Электрический сигнал можно передавать на большие расстояния;
2. Энергию электрического сигнала можно преобразовывать в другие виды энергии, прежде всего в механическую и тепловую, необходимые на любом производстве;
3. Электрический сигнал можно обрабатывать, в том числе усиливать, с помощью простых технических средств.

Именно поэтому наибольшее распространение получили электрические системы автоматики, т. е. использующие именно электрический сигнал.

С применением электрических элементов автоматики мы постоянно сталкиваемся в быту: датчики температуры в холодильнике и утюге; переключатели и реле в электрофоне, магнитофоне; потенциометрические, индуктивные и емкостные датчики для настройки радиоприемника и телевизора. Насыщенность же современного производства элементами автоматики во много раз выше. Уже действуют цехи, где нет ни одного рабочего, а всеми механизмами управляют элементы автоматики.

В нашей стране создана Государственная система приборов и средств автоматизации (ГСП), в которую входят тысячи самых разнообразных элементов. С их помощью может быть построена практически любая система автоматики. Естественно, что элементы, входящие в ГСП, непрерывно совершенствуются, а состав системы расширяется.

# Раздел I

## ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕМЕНТАХ АВТОМАТИКИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ

### Глава 1

#### КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ

##### § 1.1. Состав систем автоматики

Системы автоматики предназначены для получения информации о ходе управляемого процесса, ее обработки и использования при формировании управляющих воздействий на процесс. В зависимости от назначения различают следующие автоматические системы.

*Системы автоматической сигнализации* предназначены для извещения обслуживающего персонала о состоянии той или иной технической установки, о протекании того или иного процесса.

*Системы автоматического контроля* осуществляют без участия человека контроль различных параметров и величин, характеризующих работу какого-либо технического агрегата или протекание какого-либо процесса.

*Системы автоматической блокировки и защиты* служат для предотвращения возникновения аварийных ситуаций в технических агрегатах и установках.

*Системы автоматического пуска и остановки* обеспечивают включение, остановку (а иногда и реверс) различных двигателей и приводов по заранее заданной программе.

*Системы автоматического управления* предназначены для управления работой тех или иных технических агрегатов либо теми или иными процессами.

Важнейшими и наиболее сложными являются системы автоматического управления. *Управлением в широком смысле слова называется организация какого-либо процесса, обеспечивающая достижение поставленной цели.*

Общие законы получения, хранения, передачи и преобразования информации в управляющих системах изучает кибернетика. Таким образом, изучение систем автоматики также является одной из задач кибернетики. Технические средства, с помощью которых построены автоматические системы, называются элементами автоматики.

Рассмотрим назначение этих элементов в системе автоматического регулирования. Работа любого технического агрегата или ход любого технологического процесса характеризуются различными физическими величинами, например температурой, давлением, скоростью, расходом вещества. Эти величины должны поддерживаться на заданном уровне или изменяться по заданному закону.

С помощью системы автоматического регулирования (САР) автоматически решаются задачи изменения какой-либо физической величины по требуемому закону. Физическая величина, подлежащая регулированию (изменению по заданному закону) в САР, называется обычно регулируемой величиной, а технический агрегат, в котором осуществляется автоматическое регулирование, — объектом регулирования. Автоматическое регулирование является частным случаем автоматического управления. Цель управления в этом случае как раз и заключается в обеспечении требуемого закона изменения регулируемой величины.

Обозначим через  $y(t)$  функцию, описывающую изменение во времени регулируемой величины, т. е.  $y(t)$  — регулируемая величина. Через  $g(t)$  обозначим функцию, характеризующую требуемый закон ее изменения. Величину  $g(t)$  будем называть задающим воздействием. Тогда основная задача автоматического регулирования сводится к обеспечению равенства  $y(t) = g(t)$ . Большинство САР решают эту задачу, используя принцип регулирования по отклонению. Функциональная схема такой САР показана на рис. 1.1. Суть принципа регулирования по отклонению заключается в следующем. Регулируемая величина  $y(t)$  измеряется с помощью датчика  $D$  и поступает на элемент сравнения ( $\mathcal{ЭС}$ ). На этот же элемент срав-

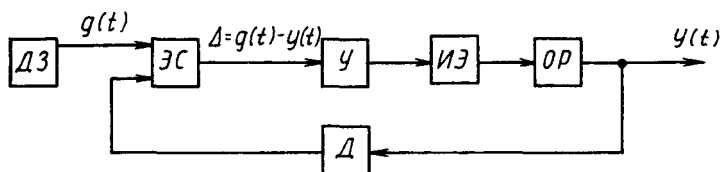


Рис. 1.1. Функциональная схема системы автоматического регулирования

нения от датчика задания (*ДЗ*) поступает задающее воздействие  $g(t)$ . В ЭС величины  $g(t)$  и  $y(t)$  сравниваются, т. е. из  $g(t)$  вычитается  $y(t)$ . На выходе ЭС формируется сигнал, равный отклонению регулируемой величины от заданной, т. е. ошибка  $\Delta = g(t) - y(t)$ . Этот сигнал поступает на усилитель (*У*) и затем подается на исполнительный элемент (*ИЭ*), который и оказывает регулирующее воздействие на объект регулирования (*ОР*). Это воздействие будет изменяться до тех пор, пока регулируемая величина  $y(t)$  не станет равна заданной  $g(t)$ . На объект регулирования постоянно влияют различные возмущающие воздействия: нагрузка объекта, внешние факторы и др. Эти возмущающие воздействия стремятся изменить величину  $y(t)$ . Но САР постоянно определяет отклонение  $y(t)$  от  $g(t)$  и формирует управляющий сигнал, стремящийся свести это отклонение к нулю. По своему назначению элементы, входящие в состав систем автоматики, разделяются на *чувствительные, усилительные и исполнительные*.

*Датчики* являются чувствительными элементами. Они измеряют регулируемую величину объекта регулирования и вырабатывают на выходе сигнал, пропорциональный этой величине. Входной величиной датчика может быть любая физическая величина: механическое перемещение, температура, давление, расход, влажность, усилие и др. Датчики могут использоваться и для формирования задающего воздействия. Входной сигнал в этом случае может поступать от какого-либо штурвала, с перфорированной или магнитной ленты, от управляющей вычислительной машины. Сравнение регулируемой величины и задающей величины осуществляется в элементе сравнения, в качестве которого используется измерительная схема, формирующая сигнал ошибки (отклонения). Полученный сигнал ошибки обычно недостаточен по мощности для создания регулирующего воздействия, поэтому его необходимо усилить. Для этого служат усилительные элементы. Исполнительные элементы воздействуют на объект регулирования в направлении восстановления требуемого значения регулируемой величины. Обычно такое воздействие заключается в перемещении какого-либо регулирующего органа — заслонки, клапана и т. п.

Системы автоматики могут быть построены с использованием сигналов различной физической природы: электрических, механических, пневматических, гидравлических. Наибольшее распространение получил электрический сигнал: его удобно передавать на расстояние, обрабатывать и запоминать, преобразовывать в другие виды сигналов. Поэтому электрические элементы автоматики получили самое широкое распространение.

Одним из основных и важнейших видов электрических элементов являются электромеханические и магнитные элементы, использующие электрические и магнитные явления. Подавляющее большинство различных неэлектрических величин может быть преобразовано в электрический сигнал с помощью электромеханических и магнитных датчиков. Усиление электрических сигналов может быть обеспечено с помощью магнитных или релейных усилителей, построенных на электромагнитных реле. Наряду с магнитными большое распространение получили полупроводниковые усилители, являющиеся более перспективными. В процессе усиления порой возникает задача преобразования электрического сигнала. Для этой цели служат магнитные модуляторы и электронные схемы.

В качестве исполнительных элементов наибольшее распространение получили электромагниты и электродвигатели. Последние изучаются в курсе «Электрические машины».

Для различных переключений в системах автоматики широко применяют коммутационные электромеханические элементы и электронные коммутаторы.

## **§ 1.2. Физические основы работы электромеханических и магнитных элементов**

Работа электромеханических и магнитных элементов, измерительных схем, применяемых в автоматике, основана на электрических и магнитных явлениях. Все эти элементы включаются в электрическую цепь, поэтому для описания их работы прежде всего используются закон Ома и законы Кирхгофа.

*Закон Ома.* Ток в проводнике  $I$  равен отношению напряжения  $U$  на участке проводника к электрическому сопротивлению  $R$  этого участка:

$$I = U/R.$$

*Первый закон Кирхгофа.* В узле электрической цепи алгебраическая сумма токов равна нулю:

$$\sum I = 0.$$

*Второй закон Кирхгофа.* В контуре электрической цепи алгебраическая сумма электродвижущих сил  $E$  равна алгебраической сумме падений напряжения на сопротивлениях, входящих в этот контур:

$$\sum E = \sum IR.$$

Элементы и измерительные схемы в автоматике могут быть использованы в цепях постоянного и переменного тока. Законы Ома и Кирхгофа справедливы для электрических цепей переменного тока. Однако при этом используется символический метод с записью величин, входящих в уравнения, в комплексной форме. Полное сопротивление участка цепи в комплексной форме

$$\underline{Z} = R + j(X_L - X_C),$$

где  $R$  — активное сопротивление;  $X_L$  — индуктивное сопротивление;  $X_C$  — емкостное сопротивление.

Индуктивное сопротивление пропорционально индуктивности  $L$  и частоте переменного тока  $f$ :  $X_L = 2\pi fL$ . Емкостное сопротивление обратно пропорционально емкости  $C$  и частоте переменного тока  $f$ :  $X_C = 1/(2\pi fC)$ .

Многие элементы автоматики основаны на изменении активного, индуктивного или емкостного сопротивлений. Так, для автоматического измерения температуры используется эффект увеличения активного сопротивления металлического проводника с ростом температуры и уменьшения активного сопротивления полупроводниковых материалов. В индуктивных датчиках, магнитных усилителях и некоторых других элементах используется зависимость индуктивности от насыщения магнитопровода или от взаимного перемещения элементов магнитопровода, в емкостных датчиках — зависимость емкости конденсатора от расстояния между его пластинами или площади пластин.

В ряде элементов автоматики используются электромеханические явления, связанные с взаимными преобразованиями электрической и механической энергии. В основе этих явлений лежат следующие физические законы.

**Закон электромагнитной индукции.** В замкнутом контуре при изменении сцепленного с ним магнитного потока  $\Phi$  индуцируется ЭДС  $e$ , равная скорости изменения потокосцепления, взятой с обратным знаком:

$$e = -d\Phi/dt.$$

Для катушки с числом витков  $\omega$  ЭДС  $e$  будет в  $\omega$  раз больше.

**Закон Ампера.** На проводник длиной  $l$  с током  $I$ , помещенный в магнитное поле с индукцией  $B$ , действует электромагнитная сила  $F = BIl$ . Если прямолинейный проводник образует с направлением магнитного поля угол  $\alpha$ , то в эту формулу вводится множитель  $\sin \alpha$ .

При перемещении такого проводника длиной  $l$  со скоростью  $v$  в поле с индукцией  $B$  значение ЭДС может быть определено на основании закона электромагнитной индукции:  $E = Blv$ . Если проводник движется под углом  $\alpha$  к направлению магнитного поля, то в формулу вводится множитель  $\sin \alpha$ :  $E = Blv \sin \alpha$ .

Магнитная индукция  $B$  создается под действием напряженности магнитного поля  $H$ . Эти величины связаны между собой зависимостью  $B/H = \mu_a$ , где  $\mu_a$  — абсолютная магнитная проницаемость, характеризующая магнитные свойства среды. Для магнитных материалов величина  $\mu_a$  очень велика, что позволяет получить большие значения индукции  $B$  при сравнительно малых напряженностях  $H$ .

В свою очередь, величина  $H$  определяется током, возбуждающим магнитное поле. Свойство тока возбуждать магнитное поле именуется магнитодвижущей силой (МДС). Зависимость напряженности  $H$  от тока  $I$  определяется законом полного тока.

Применительно к сердечнику из ферромагнитного материала с катушкой закон полного тока может быть записан в таком виде:  $H = I\omega/l$ , где  $\omega$  — число витков катушки;  $l$  — длина сердечника. Произведение  $I\omega$  называют магнитодвижущей или намагничивающей силой, а иногда числом ампер-витков.

При расчетах магнитных цепей используется аналогия между записью уравнений для тока в электрической цепи и для магнитного потока в магнитной цепи. Ток в электрической цепи можно определить как отношение ЭДС к электрическому сопротивлению, магнитный поток  $\Phi$  в магнитной цепи — как отношение МДС к магнитному сопротивлению, называемое законом Ома для магнитной цепи. Соответственно можно говорить и о законах Кирхгофа для магнитных цепей. При этом вместо тока  $I$  подставляют магнитный поток  $\Phi$ , вместо ЭДС  $E$  — МДС  $I\omega$ , вместо электрического сопротивления  $R$  — магнитное сопротивление, пропорциональное длине сердечника  $l$  и обратно пропорциональное абсолютной магнитной проницаемости  $\mu_a$  и сечению сердечника  $s$ . Связь между магнитным потоком  $\Phi$  и магнитной индукцией  $B$  определяется соотношением  $\Phi = Bs$ .

Приведенные физические законы являются основными. Наряду с ними в отдельных элементах автоматики используются и другие физические закономерности и явления. В магнитных усилителях это явление одновременного намагничивания сердечника постоянным и переменным магнитными полями. В термоэлектрических датчиках — эффект образования термоЭДС в цепи, состоящей из разных металлов (или полупроводников), при разной температуре мест соединения. В фотоэлектрических датчиках — эффект зависи-



мости фотоЭДС между двумя контактирующими полупроводниками от интенсивности освещения, а также вылет электронов из освещенных тел, называемый внешним фотоэффектом. В магнитоупругих датчиках используется зависимость магнитных свойств ферромагнетиков от механических напряжений, а в пьезоэлектрических датчиках — эффект появления ЭДС на гранях некоторых кристаллов при их сжатии.

### § 1.3. Статические характеристики

Наибольший интерес представляет зависимость выходной величины элемента автоматики от его входной величины. При соединении элементов в систему автоматики выходная величина одного элемента подается на вход последующего элемента. Поэтому можно говорить о передаче сигнала в системе. Входную величину обычно называют *входным сигналом* (будем обозначать его через  $x$ ), а выходную величину — *выходным сигналом* (будем обозначать его через  $y$ ). Режим работы, при котором входной и выходной сигналы постоянны ( $x = x_{уст}$ ;  $y = y_{уст}$ ), называют статическим или установившимся режимом. Характеристики, определяемые в этом режиме, называются *статическими*.

Следует отметить, что для многих электромеханических и магнитных устройств автоматики сигналом является напряжение или сила переменного тока. В статическом режиме постоянным является действующее значение напряжения или тока, хотя мгновенное значение при этом, естественно, изменяется по синусоидальному закону.

Основной характеристикой всех элементов автоматики является *статический коэффициент преобразования*  $K = y_{уст}/x_{уст}$ . Коэффициент преобразования может быть определен экспериментально. Для этого устанавливают определенное значение входного сигнала  $x_{уст}$  и измеряют соответствующий ему выходной сигнал  $y_{уст}$ . Таких опытов можно провести несколько (для различных значений  $x_{уст}$ ). По результатам нескольких опытов может быть построена статическая характеристика  $y = f(x)$ , представляющая функциональную зависимость выходной величины от входной в статическом режиме. Статические характеристики бывают линейными и нелинейными (рис. 1.2). Если коэффициент преобразования не зависит от входного сигнала, то статическая характеристика имеет вид прямой линии (рис. 1.2, а), а элемент, имеющий такую характеристику, называют линейным. Коэффициент преобразования нелинейных элементов

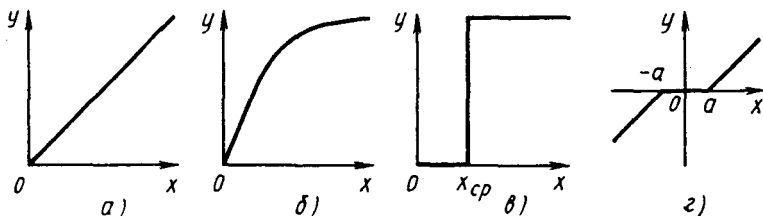


Рис. 1.2. Статические характеристики элементов автоматики

не постоянен, а статическая характеристика может иметь вид, показанный на рис. 1.2, б. Такая характеристика чаще всего бывает у усилительных элементов. Сначала при увеличении входного сигнала пропорционально ему растет выходной сигнал, а затем рост его прекращается. В магнитных усилителях это связано, например, с явлением насыщения магнитной цепи. Поэтому про характеристику типа (рис. 1.2, б) говорят, что она имеет зону насыщения. Особенно явно нелинейность выражена для элементов типа реле. При увеличении входного сигнала реле от нуля до некоторого значения, называемого сигналом срабатывания  $x_{\text{ср}}$ , выходной сигнал равен нулю. При  $x = x_{\text{ср}}$  выходной сигнал изменяется скачком и при дальнейшем увеличении входного сигнала остается постоянным (рис. 1.2, в).

Для датчиков чаще всего необходима линейная статическая характеристика, это требуется для точной работы системы.

Коэффициент преобразования имеет размерность, определяемую отношением размерностей выходной величины к входной. Например, датчик, преобразующий перемещение (измеряемое в метрах) в напряжение (измеряемое в вольтах), имеет размерность коэффициента преобразования В/м. Если размерности выходного и входного сигнала одинаковы (например, у усилителей), то коэффициент преобразования будет безразмерной величиной. В этом случае его часто называют коэффициентом усиления.

Выходной сигнал некоторых элементов равен нулю при малых значениях входного сигнала, т. е. эти элементы нечувствительны к слабым сигналам. Статическая характеристика элементов показана на рис. 1.2, г. Только при  $x \geq |a|$  начинается изменение выходного сигнала  $y$ . В этом случае значение  $x = a$  называют порогом чувствительности. Диапазон изменения входного сигнала, при котором выходной сигнал равен нулю, называется зоной нечувствительности. Для элемента, характеристика которого показана на рис. 1.2, г, зона нечувствительности равна  $2a$ .

Точность работы датчика характеризуется погрешностью. Различают *абсолютную, относительную и приведенную погрешности*. При определении погрешности сравнивают реальную статическую характеристику датчика с идеальной линейной статической характеристикой. Реальная статическая характеристика отличается от идеальной, поскольку выходной сигнал может изменяться за счет внутренних свойств элемента (износ, старение и т. д.) или за счет изменения внешних факторов (напряжение питания, температура и т. д.). Абсолютная погрешность представляет собой разность между реальным  $y_p$  и расчетным (идеальным)  $y_n$  выходными сигналами при одном и том же значении входного сигнала  $x$ . Абсолютная погрешность имеет размерность выходной величины, ее называют еще ошибкой:  $\Delta = y_p - y_n$ .

Относительная погрешность представляет собой отношение абсолютной погрешности к расчетному значению выходной величины и определяется в относительных единицах ( $\delta_{от} = \Delta/y_n$ ) или в процентах ( $\delta_{от} = (\Delta/y_n) \cdot 100$ ).

Приведенную погрешность определяют как отношение абсолютной погрешности к диапазону возможных значений выходного сигнала. Приведенную погрешность вычисляют в относительных единицах или в процентах. О точности датчика судят обычно по максимальной приведенной погрешности.

## § 1.4. Динамические характеристики

Переход системы из одного установившегося режима в другой с иными значениями входного и выходного сигналов называют *динамическим режимом* или *переходным процессом*. В динамическом режиме отношение выходного сигнала к входному может быть не равно коэффициенту преобразования. Поведение элемента или системы автоматики в переходном процессе может быть описано с помощью переходных характеристик. Переходной характеристикой называют зависимость выходного сигнала от времени  $y(t)$  при скачкообразном изменении входного сигнала. На рис. 1.3 показаны график изменения входного сигнала (*а*) и соответствующие ему графики (*б, в, г*) переходных характеристик наиболее распространенных элементов автоматики.

В момент времени  $t_0$  входной сигнал скачком изменяется от нуля до  $x_0$  (рис. 1.3, *а*). Если элемент автоматики является безынерционным, то в тот же момент времени  $t_0$  выходной сигнал скачком изменяется от нуля до  $y_0 = Kx_0$  (рис. 1.3, *б*). Как правило, электроме-

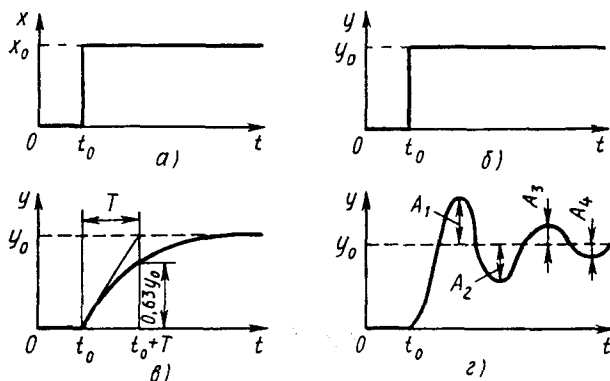


Рис. 1.3. Переходные характеристики элементов автоматики

ханические элементы обладают инерционностью, которая тем больше, чем больше масса подвижных частей или индуктивность обмотки. В этом случае изменение выходного сигнала запаздывает по сравнению с изменением входного (рис. 1.3, в). Переходная характеристика имеет вид экспоненты, т. е. кривой, стремящейся от нуля к значению  $y_0 = Kx_0$  со скоростью, пропорциональной в каждый момент времени разности между  $y_0$  и текущим значением выходного сигнала. Инерционность переходного процесса характеризуется значением постоянной времени  $T$ , выражаемой в секундах. На графике величину  $T$  можно определить, проведя касательную к кривой  $y(t)$  при  $t = t_0$  и продолжив ее до пересечения с горизонтальной линией  $y_0 = Kx_0$ . За время, равное  $T$ , выходной сигнал достигает 63 % своего нового установившегося значения.

Уравнение переходной характеристики имеет следующий вид:

$$y = y_0(1 - e^{-t/T}),$$

где  $e = 2,718$  — основание натурального логарифма.

Обычно на практике считают, что за время  $t = (3 \div 5)T$  выходной сигнал достигает нового установившегося значения  $y_0$ . На самом деле за это время выходной сигнал достигает значений соответственно 95—99 %  $y_0$ . Разницу между значениями выходного сигнала в динамическом и установившемся режимах называют динамической погрешностью. Для ее уменьшения стремятся снизить постоянную времени, например делая более легкими подвижные части элементов автоматики.

Во время переходного процесса могут возникнуть и колебания выходного сигнала. В электрических цепях это обычно связано с

процессом обмена энергией между элементами колебательного контура: индуктивностью и емкостью. В механических узлах элементов автоматики колебания возникают обычно в тех случаях, когда одновременно действуют и силы инерции, и силы упругости (например, в пружинах). График колебательного затухающего переходного процесса показан на рис. 1.3, г. Как видно из этого графика, изменение выходного сигнала происходит относительно значения  $y_0$ . Амплитуда этих колебаний постепенно уменьшается, затухает. Для количественной оценки этого процесса вводят понятие коэффициента затухания  $\psi$ , который определяют по формуле  $\psi = 1 - A_3/A_1$ , где  $A_1$  и  $A_3$  – соседние амплитуды колебаний выходного сигнала в одну сторону (т. е. одного знака).

При незатухающем колебательном процессе  $A_3 = A_1$  и коэффициент затухания  $\psi = 0$ . Система автоматики является при этом неустойчивой. Если же коэффициент затухания стремится к единице, то переходный процесс будет аperiodическим (рис. 1.3, в).

### § 1.5. Обратная связь в системах автоматики

В системах автоматики различают *последовательное* и *параллельное* соединения элементов, а также *соединение с обратной связью*. При последовательном соединении выходной сигнал одного элемента является входным сигналом для последующего элемента. При параллельном соединении один и тот же сигнал является входным для двух элементов, а их выходные сигналы суммируются.

Общий коэффициент преобразования двух последовательно соединенных элементов цепи равен произведению коэффициентов преобразования этих элементов:  $K_{об} = K_1 K_2$ . Общий коэффициент преобразования двух параллельно соединенных элементов равен сумме коэффициентов преобразования каждого из этих элементов:  $K_{об} = K_1 + K_2$ .

При соединении с обратной связью выходной сигнал одного элемента подается на его вход через элемент обратной связи. На рис. 1.4 показано соединение с обратной связью. Кругом, разделенным на четыре сектора, показано устройство, в котором происходит суммирование сигналов. Если сектор зачернен, то поступающий сигнал берется со знаком минус. В зависимости от знака сигнала обратной связи различают *положительную* и *отрицательную* обратную связь. На рис. 1.4, а показано соединение с положительной обратной связью, на рис. 1.4, б — с отрицательной обратной

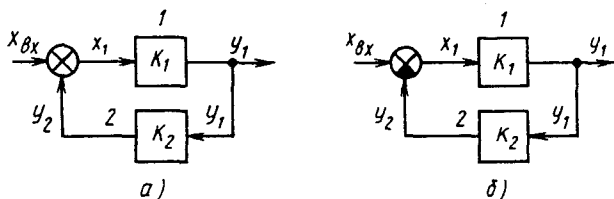


Рис. 1.4. Соединение элементов с обратной связью

связью. Элемент 1 включен в прямую цепь, элемент 2 — в обратную. Можно сказать, что элемент 1 охвачен обратной связью.

**Коэффициент преобразования при соединении с обратной связью.**

На вход элемента 1 поступает входной сигнал  $x_1 = x_{\text{вх}} \pm y_2$ , где знак плюс соответствует положительной обратной связи, знак минус — отрицательной. Выходной сигнал элемента 1 равен произведению его входного сигнала на коэффициент преобразования:

$$y_1 = K_1 x_1 = K_1 x_{\text{вх}} \pm K_1 y_2.$$

Этот сигнал поступает на вход элемента 2, включенного в цепь обратной связи. Следовательно, выходной сигнал элемента 2 можно получить умножив сигнал  $y_1$  на коэффициент преобразования элемента 2:  $y_2 = K_2 y_1$ . Подставив значение  $y_2$  в выражение для  $y_1$ , т. е.  $y_1 = K_1 x_{\text{вх}} \pm K_1 K_2 y_1$ , и преобразовав его, получим

$$y_1 \pm K_1 K_2 y_1 = K_1 x_{\text{вх}}, \text{ или } y_1 (1 \pm K_1 K_2) = K_1 x_{\text{вх}}.$$

Общий коэффициент преобразования по определению равен отношению выходного сигнала ко входному. В данном случае выходным является сигнал  $y_1$ , а входным —  $x_{\text{вх}}$ . Их отношение  $y_1/x_{\text{вх}} = K_1/(1 \mp K_1 K_2)$ . Теперь в этом выражении знак минус соответствует положительной обратной связи, а знак плюс — отрицательной.

Проанализируем выражение для коэффициента преобразования при положительной обратной связи

$$K_{\text{пос}} = \frac{K_1}{1 - K_1 K_2}.$$

Пусть в цепь включен усилитель с коэффициентом усиления 10, т. е.  $K_1 = 10$ . Малую часть его выходного сигнала (например, 5 %) снова подадим на вход, подключив для этого в цепь обратной связи элемент с коэффициентом преобразования  $K_2 = 0,05$ :

$$K_{\text{пос}} = \frac{10}{1 - 10 \cdot 0,05} = \frac{10}{0,5} = 20.$$

Таким образом, благодаря положительной обратной связи получен более высокий коэффициент усиления. Положительная обратная связь чаще всего используется в усилительных элементах автоматики.

С помощью положительной обратной связи может быть получена и релейная характеристика. Использование положительной обратной связи в магнитных усилителях и бесконтактных магнитных реле рассмотрено в гл. 23 и 26.

На принципе отрицательной обратной связи основана работа систем автоматического регулирования (САР). Покажем это на примере элемента сравнения ЭС, в котором происходит вычитание выходного сигнала  $y(t)$  из входного сигнала  $g(t)$  (см. рис. 1.1, в). Именно благодаря отрицательной обратной связи и обеспечивается автоматическое поддержание регулируемой величины на заданном уровне. Ведь благодаря отрицательной обратной связи постоянно определяется отклонение  $y(t)$  от  $g(t)$  и вырабатывается соответствующее этому отклонению регулирующее воздействие. В САР в цепь обратной связи включен датчик. Усилительные и исполнительные элементы автоматики включены в прямую цепь. Пусть коэффициенты преобразования всех элементов, включенных в прямую цепь, можно учесть, введя общий коэффициент преобразования  $K_{пр}$ , а датчик имеет коэффициент преобразования  $K_d$ . Тогда в установившемся режиме общий коэффициент преобразования САР

$$K_{САР} = K_{пр} / (1 + K_{пр}K_d).$$

При достаточно большом усилении можно принять  $K_{пр}K_d \gg 1$  и

$$K_{САР} \approx K_{пр} / (K_{пр}K_d) = 1 / K_d.$$

Как видим, коэффициент преобразования САР полностью определяется коэффициентом преобразования датчика. Следовательно, именно от точности датчика зависит точность всей работы САР. Поэтому датчикам в системах автоматики, а также их метрологическим характеристикам, надежности придается особое значение. Наличие же обратной связи имеет важнейшее значение не только в автоматике, но и в биологических, экономических и социальных системах.

## § 1.6. Надежность элементов систем автоматики

Надежность систем автоматики — это способность сохранять наиболее существенные свойства на заданном уровне в процессе эксплуатации. Для надежной работы системы необходимо использовать

элементы, обладающие хорошими показателями надежности. Это особенно важно в связи с возрастающим многообразием систем автоматики, применением их для выполнения очень ответственных задач. Но чем сложнее эти системы, чем большее число элементов они содержат, тем больше появляется причин для снижения надежности. Возникает противоречие: чем ответственнее и сложнее задача, выполняемая системой автоматики, тем меньше может оказаться надежность этой системы. Основными путями преодоления этого противоречия являются следующие. Прежде всего это повышение надежности элементов автоматики, кроме того, разработка методов создания надежных систем, состоящих из ненадежных элементов; разработка систем контроля, предупреждающих и обнаруживающих отказы; разработка методов обслуживания сложных систем.

Рассмотрим основные показатели надежности, по которым оцениваются элементы автоматики. При оценке надежности используется термин «отказ». Отказами в работе элемента называют как выход из строя, так и изменение его параметров, приводящее к неудовлетворительному выполнению элементов его функций. Отказы, как правило, появляются внезапно, случайно, т. е. подчиняются законам, свойственным случайным величинам. Их изучают с помощью математической статистики. Для количественной оценки надежности элементов автоматики обычно используют следующие показатели:  $P(t)$  — вероятность безотказной работы в течение заданного отрезка времени;  $\lambda(t)$  — интенсивность отказов;  $T_{\text{ср}}$  — среднее время безотказной работы.

Основной количественной характеристикой надежности является вероятность безотказной работы  $P(t)$  — вероятность того, что за время  $t$  не произойдет отказа в работе. Эта величина может находиться в пределах от 0 до 1.

$$P(0) = 1; P(\infty) = 0; 0 \leq P(t) \leq 1.$$

На рис. 1.5 показан график функции  $P(t)$ . Вероятность безотказной работы элемента автоматики можно определить по результатам испытаний большого количества одинаковых элементов в течение заданного промежутка времени  $t$ :

$$P(t) = (N - n)/N,$$

где  $N$  — общее число испытанных элементов,  $n$  — число элементов, вышедших из строя за время испытаний.

Интенсивность отказов  $\lambda(t)$ , или  $\lambda$ -характеристика, очень часто используется для количественной оценки надежности элементов и при расчете надежности системы автоматики, состоящей из нес-



кольных элементов. Величину  $\lambda$  можно оценить как отношение числа отказавших элементов к числу оставшихся к данному моменту времени работоспособными элементами, взятое за единицу времени. Обычно единицей измерения интенсивности отказов является число отказов в час. Типичная кривая интенсивности отказов в зависимости от времени эксплуатации для большого числа однотипных элементов, изготовленных на одном и том же заводе по одинаковой технологии, приведена на рис. 1.6. На этой кривой можно выделить три характерных участка. Первый участок от 0 до  $t_1$  — называют периодом приработки и тренировки. В этот период выходят из строя некачественно изготовленные элементы. Обычно этот период проходит на заводе-изготовителе, дорожащем своей репутацией. Дефектные элементы заранее, как говорится, «выжигают», а не пускают в продажу. Второй участок (от  $t_1$  до  $t_2$ ) — это период нормальной эксплуатации элемента, в течение которого интенсивность отказов низкая и примерно постоянная. На этом участке вероятность безотказной работы определяется по формуле  $P(t) = \exp(-\lambda t)$ .

Третий участок начинается с момента  $t_2$  и характеризуется нарастанием интенсивности отказов, что объясняется старением и износом элементов. Обычно рекомендуется произвести замену элементов до наступления момента времени  $t_2$ .

Среднее время безотказной работы при постоянной интенсивности отказов определяется очень просто:  $T_{cp} = 1/\lambda$ .

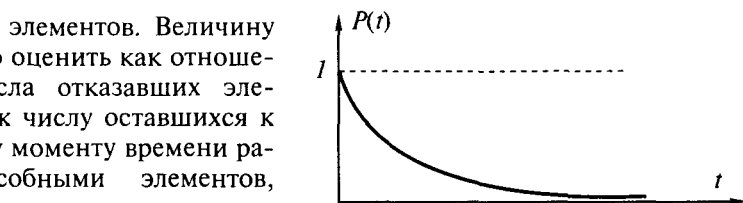


Рис. 1.5. Зависимость безотказной работы элемента от времени работы

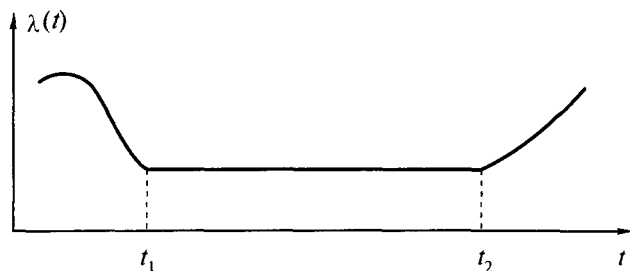


Рис. 1.6. Типичная зависимость интенсивности отказов от времени

Следует отметить, что на величину интенсивности отказов и соответственно на среднее время безотказной работы очень сильно влияют условия эксплуатации.

### **Контрольные вопросы**

1. Чем отличается автоматизация от механизации?
2. Что такое управление?
3. Нарисуйте функциональную схему системы автоматического регулирования и расскажите ее принцип действия.
4. Что такое статический коэффициент преобразования, как он определяется?
5. Что такое переходная характеристика?
6. Как осуществляется отрицательная обратная связь в системах автоматического регулирования?

## **Глава 2**

### **ОСНОВНЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ**

#### **§ 2.1. Электрические измерения неэлектрических величин**

В системах автоматики сигналы управления зависят от различных неэлектрических и электрических величин, характеризующих данный производственный процесс. Информация об этих величинах должна быть получена от датчика и сформирована в виде некоторого сигнала. Наиболее удобно использовать электрический сигнал. По сравнению с другими сигналами (например, механическими, пневматическими, световыми, звуковыми) электрический сигнал обладает целым комплексом преимуществ: возможностью передачи на большие расстояния, простотой преобразования и усиления, возможностью ввода в ЭВМ. Поэтому электрические методы измерения неэлектрических величин получили широкое распространение. Они должны обеспечивать высокую точность преобразования неэлектрической величины в электрический сигнал и быстро реагировать на ее изменение.

Информация о контролируемой неэлектрической величине получается с помощью датчика. Следует отметить, что многие неэлект-

рические величины удобно предварительно преобразовывать в механическое перемещение, а затем уже с помощью датчика перемещения получить электрический сигнал. Например, в перемещение преобразуются такие неэлектрические величины, как давление (с помощью упругой мембраны), температура (с помощью биметаллической пластины), уровень жидкости (с помощью поплавка), усилие (с помощью пружины). Практически большинство неэлектрических величин сравнительно несложно преобразовать в перемещение. Поэтому в автоматике широкое распространение получили датчики перемещения. Если можно сразу превратить неэлектрическую величину в электрический сигнал, то используются датчики непосредственного преобразования (например, термосопротивления и термопары).

Итак, от датчика получен электрический сигнал, несущий информацию о неэлектрической величине. Этот сигнал представляет собой изменение активного сопротивления, или индуктивности, или напряжения, или тока, или какого-либо другого электрического параметра. Чтобы измерить этот параметр, нужен соответствующий электроизмерительный прибор. А для согласования сигнала датчика с электроизмерительным прибором необходима измерительная схема. Таким образом, схема электрического измерения неэлектрической величины может быть представлена на рис. 2.1. Каждый элемент схемы обладает чувствительностью  $S$  и сопротивлением  $Z$ . Все они могут питаться от источника электроэнергии (на рис. 2.1 источник питания не показан). Датчик преобразует входную неэлектрическую величину  $x$  в электрический параметр  $y$  (сопротивление, напряжение или др.). Чувствительность датчика  $S_d = \Delta y / \Delta x$ . Измерительная схема преобразует изменение одного электрического параметра  $y$  в другой электрический параметр  $z$ . Чувствительность измерительной схемы  $S_{cx} = \Delta z / \Delta y$ . Электроизмерительный прибор дает показания  $\alpha$  (например, в виде отклонения стрелки на шкале), пропорциональные параметру  $z$ . Чувствительность прибора  $S_{np} = \Delta \alpha / \Delta z$ . Чувствительность, обеспечиваемая при электрическом методе измерения неэлектрической величины  $x$ ,

$$S = \Delta \alpha / \Delta x = S_d S_{cx} S_{np}.$$

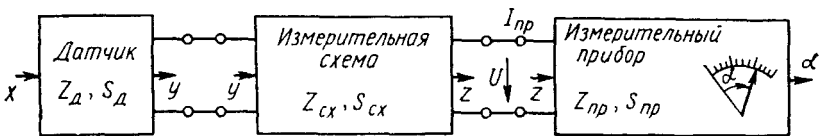


Рис. 2.1. Структурная схема электрического измерения неэлектрической величины

Чувствительность прибора будем полагать величиной заданной и неизменной. А вот чувствительность измерительной схемы можно существенно изменять выбором как самой схемы, так и ее элементов. Различают два режима работы измерительной схемы.

1. Внутреннее сопротивление прибора  $Z_{пр}$  значительно больше выходного сопротивления измерительной схемы  $Z_{сх}$ :  $Z_{пр} \gg Z_{сх}$ . В этом случае показания прибора зависят от напряжения на выходе схемы и поэтому для такого режима определяют чувствительность по напряжению (полагая  $\Delta z = \Delta U$ ):

$$S_{схU} = \Delta U / \Delta y. \quad (2.1)$$

2. Внутреннее сопротивление прибора соизмеримо с выходным сопротивлением измерительной схемы. Прибор реагирует на изменение силы тока  $I_{пр}$ . Для такого режима определяют чувствительность по току:

$$S_{схI} = \Delta I_{пр} / \Delta y. \quad (2.2)$$

Очень часто в качестве измерительного прибора используется миллиамперметр. В дальнейшем будем рассматривать именно чувствительность по току.

Существующие методы электрических измерений можно в основном разделить на два класса: непосредственной оценки и сравнения. При непосредственной оценке измерительная схема выполняет лишь функции преобразования выходного сигнала датчика, например усиливает его или согласует выходное сопротивление датчика с входным сопротивлением прибора. Этот метод прост, но применяется сравнительно редко, так как ему свойственны значительные погрешности (особенно при изменении напряжения питания датчика). Метод сравнения обеспечивает более высокую точность и чувствительность. При этом используются мостовые, дифференциальные и компенсационные схемы измерения.

## § 2.2. Мостовая измерительная схема постоянного тока

Принципиальная схема одинарного моста постоянного тока (рис. 2.2) состоит из четырех резисторов с активными сопротивлениями  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  и  $R_4$ , которые соединены в замкнутый четырехугольник  $АВВГ$ . Входящие в схему резисторы  $R_1—R_4$  называют плечами или ветвями моста. Плечи можно обозначать и буквами, например плечо  $АВ$ . В четырехугольнике  $АВВГ$  можно выделить две диагонали:  $АВ$  и  $ВГ$ . В диагональ  $ВГ$  моста включен измерительный

прибор, имеющий активное сопротивление  $R_{np}$ . В диагональ  $AB$  включен источник питания с ЭДС  $E$  и внутренним сопротивлением  $R_E$ .

Можно подобрать сопротивления плеч моста так, чтобы потенциалы точек  $B$  и  $\Gamma$ , между которыми включен измерительный прибор, были одинаковы. В этом случае ток в цепи прибора  $I_{np}$  отсутствует ( $I_{np} = 0$ ). Процесс подбора таких сопротивлений, обеспечивающих  $I_{np} = 0$ , называется уравновешиванием или балансировкой моста. Условие равновесия моста может быть получено на основании законов Кирхгофа, записанных для токов в плечах моста с учетом принятых на рис. 2.2 направлений токов:

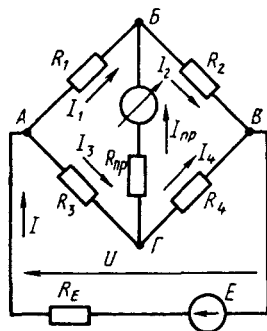


Рис. 2.2. Мостовая измерительная схема

$$I_1 R_1 - I_3 R_3 = 0, \quad I_2 R_2 - I_4 R_4 = 0,$$

откуда

$$I_1 R_1 = I_3 R_3, \quad (2.3)$$

$$I_2 R_2 = I_4 R_4. \quad (2.4)$$

Разделив (2.3) на (2.4), получим

$$I_1 R_1 / (I_2 R_2) = I_3 R_3 / (I_4 R_4). \quad (2.5)$$

Так как в уравновешенном мосте ток в цепи прибора  $I_{np} = 0$ , то  $I_1 = I_2$ ,  $I_3 = I_4$  и равенство (2.5) имеет вид

$$R_1 / R_2 = R_3 / R_4$$

или

$$R_1 R_4 = R_2 R_3, \quad (2.6)$$

т. е. условие равновесия моста можно сформулировать так: произведение сопротивлений противоположащих плеч должны быть равны.

С помощью мостовой схемы можно измерить неизвестное сопротивление  $R_x$ , включив его в одно из плеч моста, например в плечо  $B\Gamma$  вместо резистора  $R_4$ . При трех известных сопротивлениях  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  неизвестное сопротивление  $R_x = R_2 R_3 / R_1$ . Уравновешивание моста может быть достигнуто изменением либо одного сопротивления ( $R_2$ ), либо отношения двух сопротивлений ( $R_3 / R_1$ ). В уравновешенных мостах измерительный прибор должен быть очень чувствительным, он должен реагировать на малые токи. Именно по показа-

ниям этого прибора и фиксируется равновесие моста. Поэтому в уравновешенных мостах в качестве измерительного прибора используется обычно гальванометр.

Кроме уравновешенных существуют так называемые неуравновешенные (или небалансные) мосты, в которых  $I_{np} \neq 0$  и измеряемое сопротивление  $R_x$  определяется именно по отклонению стрелки прибора, т. е. по величине  $I_{np}$ , поскольку  $I_{np} = f(R_x)$ .

В качестве измерительного прибора в неуравновешенных мостах используются амперметры (так как токи невелики, то обычно милли- или микроамперметры). Уравновешенные мосты требуют ручной или автоматической балансировки, в то время как неуравновешенные мосты не требуют регулировки при каждом измерении. Поэтому неуравновешенные мосты проще, их чаще используют для электрических измерений неэлектрических величин.

На основании законов Кирхгофа могут быть получены выражения для тока в диагонали моста, содержащей измерительный прибор, через напряжение питания  $U$ :

$$I_{np} = U (R_1 R_4 - R_2 R_3) / M, \tag{2.7}$$

через ток питания  $I$ :

$$I_{np} = I (R_1 R_4 - R_2 R_3) / N, \tag{2.8}$$

где

$$M = (R_1 + R_2)(R_3 + R_4)R_{np} + R_1 R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_1 + R_2), \tag{2.9}$$

$$N = (R_1 + R_2 + R_3 + R_4)R_{np} + (R_1 + R_3)(R_2 + R_4). \tag{2.10}$$

Кстати, из (2.7) или (2.8), приравнявая  $I_{np}$  нулю, можно вывести уже полученное нами условие равновесия моста (2.6).

Сложное соединение сопротивлений  $R_1 \neq R_4$ ,  $R_{np}$  в мостовой схеме можно преобразовать в эквивалентное сопротивление  $R_M$  — входное сопротивление моста по диагонали питания  $AB$ . Эквивалентная схема моста показана на рис. 2.3. В зависимости от соотношения  $R_M$  и  $R_E$  различают низкоомные и высокоомные мостовые измерительные схемы.

Если  $R_M \ll R_E$ , то мост называется низкоомным. В таких мостах изменение сопротивления плеч почти не влияет на ток питания  $I$ , т. е. можно считать, что  $I \approx \text{const}$ . При расчете низкоомных мостов обычно используют уравнение (2.8).

Если  $R_M \gg R_E$ , то мост называется высокоомным. В этом случае постоянной вели-

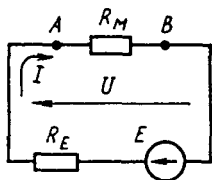


Рис. 2.3. Эквивалентная схема моста

чиной можно считать напряжение на зажимах моста  $U = E - IR_E \approx \text{const}$ . При расчете высокоомных мостов обычно используют уравнение (2.7).

Разделив (2.7) на (2.8), получим выражение для входного сопротивления моста

$$R_M = U/I = M/N. \quad (2.11)$$

### § 2.3. Чувствительность мостовой схемы

Чувствительность уравновешенного моста определяется как отношение приращения тока в измерительной диагонали  $\Delta I_{\text{пр}}$  к вызвавшему его изменению сопротивления одного из плеч моста (например,  $R_1$  на рис. 2.2):  $S_{\text{сх}} = \Delta I_{\text{пр}}/\Delta R_1$ . В уравновешенном мосте  $I_{\text{пр}} = 0$ . После изменения  $R_1$  на  $\Delta R_1$  ток прибора  $I_{\text{пр}} = \Delta I_{\text{пр}}$  определяется по (2.7) или (2.8):

$$\Delta I_{\text{пр}} = U \frac{(R_1 + \Delta R_1)R_4 - R_2R_3}{M} = U \frac{(R_1 + \Delta R_1)R_4 - R_2R_3}{N}.$$

Преобразуем числитель этого выражения, учитывая условие равновесия  $R_1R_4 = R_2R_3$ :

$$(R_1 + \Delta R_1)R_4 - R_2R_3 = R_1R_4 + \Delta R_1R_4 - R_2R_3 = \Delta R_1R_4.$$

Следовательно,  $\Delta I_{\text{пр}} = U\Delta R_1R_4/M = I\Delta R_1R_4/N$  и чувствительность уравновешенного моста по току

$$S_{\text{сх}} = UR_4/M = IR_4/N. \quad (2.12)$$

В некоторых случаях (например, в мостах с автоматическим уравновешиванием) входным сигналом мостовой схемы служит напряжение в измерительной диагонали *БГ*. Тогда следует определять чувствительность по напряжению:

$$S_{\text{сх}U} = \frac{\Delta U_{\text{пр}}}{\Delta R_1} = \frac{\Delta U_{\text{пр}}R_{\text{пр}}}{\Delta R_1} = U \frac{R_4R_{\text{пр}}}{M} = I \frac{R_4R_{\text{пр}}}{N}. \quad (2.13)$$

Оценим влияние сопротивлений плеч моста на чувствительность мостовой уравновешенной схемы. Для этого удобно выразить сопротивления всех плеч моста относительно измеряемого сопротивления  $R_1$ .

Положим  $R_2 = mR_1$ ;  $R_3 = nR_1$ ;  $R_{\text{пр}} = qR_1$ . Так как в уравновешенном мосту  $R_1R_4 = R_2R_3$ , то  $R_4 = mnR_1$ . Подставим значения сопротивлений в (2.12).

1. Для высокоомного моста (полагая  $U = \text{const}$ )

$$\begin{aligned}
 S_{\text{сх}} &= UR_4/M = \\
 &= \frac{UmnR_1}{(R_1 + mR_1)(nR_1 + mnR_1)qR_1 + mR_1^2(nR_1 + mnR_1) + n^2mR_1^2(R_1 + mR_1)} = \\
 &= \frac{UmnR_1}{R_1^3(1+m)^2nq + R_1^3mn(1+m) + R_1^3n^2m(1+m)} = \\
 &= \frac{UmnR_1}{R_1^3(1+m)n[(1+m)q + m + nm]} = \\
 &= \frac{UmnR_1}{R_1^3(1+m)nm[(1/m + 1)q + 1 + n]} = \\
 &= U \frac{1}{R_1^2(1+m)[(1 + 1/m)q + 1 + n]}, \quad (2.14)
 \end{aligned}$$

или

$$S_{\text{сх}} = \frac{U}{R_1^2} f(m, n, q), \quad (2.15)$$

где

$$f(m, n, q) = \frac{1}{(1+m)[q(1 + 1/m) + 1 + n]}. \quad (2.16)$$

Анализ уравнения (2.15) показывает, что чувствительность возрастает с увеличением напряжения питания и уменьшением сопротивлений плеч моста. Эти выводы достаточно очевидны. При этом следует иметь в виду, что с уменьшением сопротивлений мост уже не будет высокоомным и к нему неприменимо уравнение (2.15). Менее очевидно, но представляет большой интерес влияние коэффициентов  $n$ ,  $m$ ,  $q$ . Рассмотрим функцию (2.16). При уменьшении  $n$  чувствительность схемы увеличивается. При неизменных коэффициентах  $n$  и  $q$  чувствительность моста максимальна при

$$m = \sqrt{q(1 + q + n)} \quad (2.17)$$

Уравнение (2.17) можно получить, продифференцировав  $f(m, n, q)$  по  $m$  и приравняв  $\frac{df(m, n, q)}{dm}$  нулю.

На рис. 2.4, а показаны номограммы для случая  $U = \text{const}$ , с помощью которых можно определить  $m$  и  $n$ , т. е. сопротивления мос-



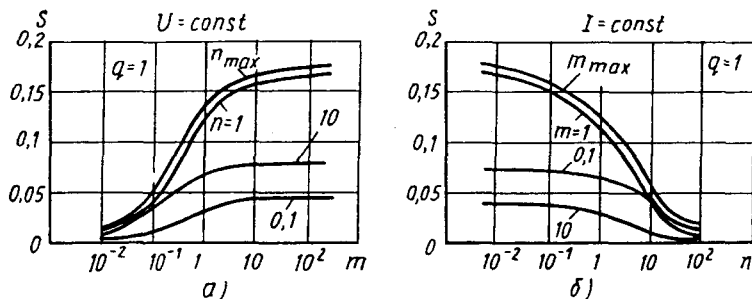


Рис. 2.4. Номограммы к расчету чувствительности мостовой схемы

товой схемы. По виду кривых можно судить о том, что при известном и достаточно большом диапазоне изменения значений  $m$  и  $n$  чувствительность мостовой схемы изменяется незначительно.

Чувствительность низкоомного моста (при  $I = \text{const}$ )

$$\begin{aligned}
 S_{\text{сх}} &= I \frac{R_4}{N} = \\
 &= \frac{ImnR_1}{(R_1 + mR_1 + nR_1 + mnR_1)qR_1 + (R_1 + nR_1)(mR_1 + mnR_1)} = \\
 &= \frac{I}{R_1} \frac{mn}{(1 + m + n + mn)q + (m + 2mn + mn^2)}
 \end{aligned}$$

или

$$S_{\text{сх}} = \frac{I}{R_1} \varphi(m, n, q), \quad (2.18)$$

где

$$\varphi(m, n, q) = \frac{1}{(1 + 1/n)[q(1 + 1/m) + 1 + n]}. \quad (2.19)$$

Анализ уравнения (2.19) показывает, что при увеличении  $m$  чувствительность схемы возрастает. При неизменных значениях  $m$  и  $q$  чувствительность моста максимальна при

$$n = \sqrt{q(1 + 1/m) + 1}. \quad (2.20)$$

Уравнение (2.20) можно получить продифференцировав  $\varphi(m, n, q)$  по  $n$  и приравняв  $d\varphi(m, n, q)/dn$  нулю. Номограммы для случая  $I = \text{const}$  показаны на рис. 2.4, б.

Рассмотрим теперь чувствительность неуравновешенного моста. Датчики с изменяющимся сопротивлением  $R$  можно включить в разные плечи моста. Рассмотрим различные варианты подключения датчиков (рис. 2.5).

1. Чаще всего используется простая (рис. 2.5, а) схема равноплечего ( $R_2 = R_3 = R_4 = R_0$ ) моста с одним датчиком  $R_1 = R_0 \pm \Delta R$ , где  $R_0$  — сопротивление датчика, соответствующее начальному значению измеряемой неэлектрической величины.

Воспользуемся уравнением (2.8) для определения изменения тока через измерительный прибор:

$$\begin{aligned} \Delta I_{\text{пр}} &= I \frac{(R_0 \pm \Delta R)R_0 - R_0^2}{(R_0 \pm \Delta R + 3R_0)R_{\text{пр}} + (R_0 \pm \Delta R + R_0)2R_0} = \\ &= I \frac{R_0^2 + \Delta RR_0 - R_0^2}{4R_0R_{\text{пр}} \pm \Delta RR_{\text{пр}} + 4R_0^2 \pm 2\Delta RR_0} = \\ &= I \frac{\pm \Delta RR_0}{4R_0R_{\text{пр}} \pm \Delta RR_{\text{пр}} + 4R_0^2 \pm 2\Delta RR_0}. \end{aligned}$$

Для малых приращений  $\Delta R$  можно пренебречь в знаменателе слагаемыми  $\Delta RR_{\text{пр}}$  и  $2\Delta RR_0$  по сравнению с другими слагаемыми

$$\Delta I_{\text{пр}} = \pm \Delta RI / [4(R_{\text{пр}} + R_0)].$$

Чувствительность схемы

$$S_{\text{сх}} = \Delta I_{\text{пр}} / \Delta R = I / [4(R_{\text{пр}} + R_0)] = S_0. \quad (2.21)$$

Примем чувствительность моста с одним датчиком за исходную  $S_0$  и выразим чувствительность всех других вариантов мостовых схем через  $S_0$ .

2. На схеме рис. 2.5, б одинаковые датчики с изменяющимся сопротивлением  $R_0 + \Delta R$  включены в противоположные плечи моста. В этом случае приращение тока в измерительном приборе

$$\Delta I_{\text{пр}} = \Delta RI / [2(R_{\text{пр}} + R_0)],$$

т. е. чувствительность  $S_{\text{сх}} = 2S_0$  увеличивается вдвое. Такое же увеличение чувствительности получается в схеме рис. 2.5, в, где второй датчик включен не в противоположное, а в соседнее плечо и его сопротивление не увеличивается, а уменьшается:  $R_0 - \Delta R$ . В схемах по рис. 2.5, а—в чувствительность непостоянна, т. е. зависимость  $I_{\text{пр}} = f(\Delta R)$  нелинейна.

3. Если датчики с изменяющимися сопротивлениями включить в соседние плечи моста по схеме рис. 2.5, г ( $R_0 + \Delta R$  — в плечо  $R_1$ ,

а  $R_0 - \Delta R$  — в плечо  $R_3$ ), то чувствительность его по-прежнему в два раза больше ( $S_{сх} = 2S_0$ ), а зависимость  $I_{пр} = f(\Delta R)$  близка к линейной в довольно широких пределах. Недостаток схемы в том, что если датчиками являются сопротивления с подвижным контактом, то питание к схеме подводится именно через этот подвижный контакт, что снижает надежность схемы.

4. При включении датчиков по схемам, показанным на рис. 2.5, *д*, *е*, изменение сопротивления одновременно в обоих плечах не приводит к изменению тока в измерительном приборе, т. е.  $S_{сх} = 0$ . Такое подключение датчиков является ошибочным.

5. Если включить четыре одинаковых датчика во все четыре плеча моста так, как показано на рис. 2.5, *ж*, то изменение тока в измерительном приборе  $\Delta I_{пр} = \Delta R I / (R_{пр} + R_0)$ . При этом обеспечивается максимальная чувствительность  $S_{сх} = 4S_0$ .

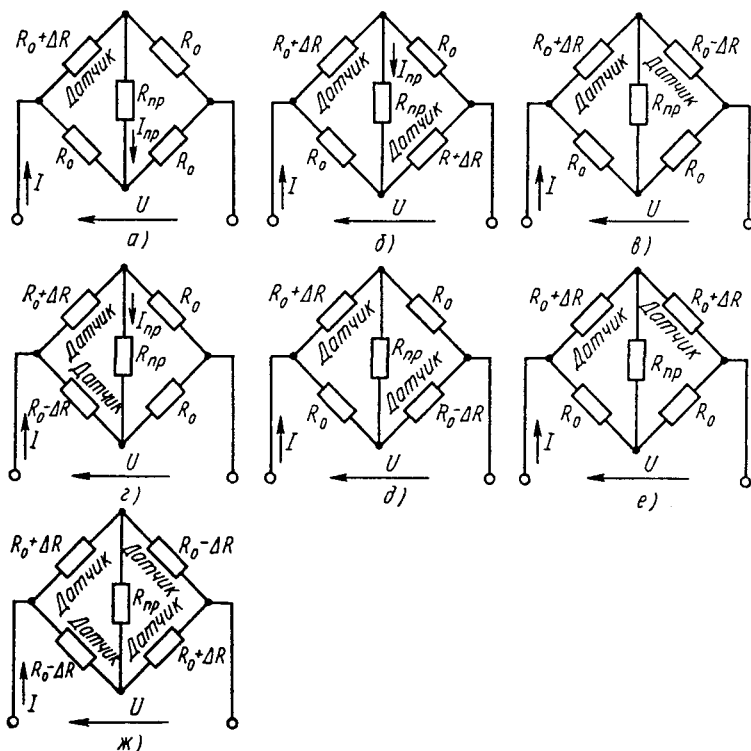


Рис. 2.5. Варианты включения датчиков в мостовую схему

**§ 2.4. Мостовая схема переменного тока**

В плечи мостовой схемы переменного тока (рис. 2.6) включены полные сопротивления, состоящие из активной и реактивной составляющих. Будем пользоваться комплексной формой записи полных сопротивлений  $\underline{Z} = R + jX$ . В диагональ  $AB$  моста включен источник переменного синусоидального напряжения  $\underline{U}$ , а в диагональ  $БГ$  — измерительный прибор переменного тока. Направления токов в плечах моста могут быть выбраны произвольно. Ток измерительной диагонали

$$\underline{I}_{np} = \underline{I} \frac{\underline{Z}_1 \underline{Z}_4 - \underline{Z}_2 \underline{Z}_3}{\underline{N}} = \underline{U} \frac{\underline{Z}_1 \underline{Z}_4 - \underline{Z}_2 \underline{Z}_3}{\underline{M}}, \quad (2.22)$$

где

$$\underline{N} = (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3 + \underline{Z}_4) \underline{Z}_{np} + (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_3) \times (\underline{Z}_2 + \underline{Z}_4); \quad (2.23)$$

$$\underline{M} = (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2)(\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4) \underline{Z}_{np} + \underline{Z}_1 \underline{Z}_2 (\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4) + \underline{Z}_3 \underline{Z}_4 (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2); \quad (2.24)$$

$\underline{M}$ ,  $\underline{N}$  — комплексные выражения, аналогичные выражениям в уравнениях (2.9) и (2.10) для моста постоянного тока.

Условия равновесия моста переменного тока получим, приравнявая (2.22) нулю:

$$\underline{Z}_1 \underline{Z}_4 = \underline{Z}_2 \underline{Z}_3, \quad (2.25)$$

где

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_1 = z_1 e^{j\varphi_1}; \quad \underline{Z}_2 = R_2 + jX_2 = z_2 e^{j\varphi_2};$$

$$\underline{Z}_3 = R_3 + jX_3 = z_3 e^{j\varphi_3};$$

$$\underline{Z}_4 = R_4 + jX_4 = z_4 e^{j\varphi_4}.$$

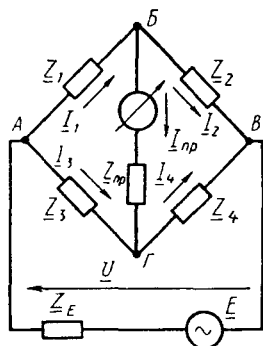


Рис. 2.6. Мостовая измерительная схема на переменном токе

Напомним, что при показательной форме записи комплексной величины модуль  $z = \sqrt{R^2 + X^2}$ , а аргумент  $\varphi = \operatorname{arctg}(X/R)$ .

В соответствии с условием равновесия моста подставим в (2.25) значения полных сопротивлений

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

Представим левую и правую части в виде действительной и мнимой составляющих:

$$R_1R_4 - X_1X_4 + j(R_1X_4 + R_4X_1) = R_2R_3 - X_2X_3 + j(R_2X_3 + R_3X_2).$$

Две комплексные величины равны только в том случае, если равны порознь их действительные и мнимые части:

$$R_1R_4 - X_1X_4 = R_2R_3 - X_2X_3, \quad (2.26)$$

$$R_1X_4 + R_4X_1 = R_2X_3 + R_3X_2. \quad (2.27)$$

Таким образом, получаем два независимых условия равновесия, которые должны выполняться одновременно. Если в мостах постоянного тока имеется одно условие равновесия и уравнивание достигается регулировкой одного сопротивления, то в мостах переменного тока для уравнивания необходима регулировка не менее двух параметров схемы. Трудность уравнивания моста переменного тока состоит в том, что в процессе обеспечения одного условия (например, равенства произведений модулей сопротивлений в противолежащих плечах:  $z_1z_4 = z_2z_3$ ) нарушается другое соотношение — между фазовыми сдвигами:  $\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3$ . Обычно такие мосты регулируются вручную методом последовательных приближений.

В некоторых частных случаях уравнивание моста обеспечивается выполнением одного из трех условий.

1. Если  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 0$ , т. е. плечи моста имеют только реактивные сопротивления, то условие равновесия  $X_1X_4 = X_2X_3$ .

2. Если  $X_1 = X_2 = X_3 = X_4 = 0$ , т. е. плечи моста имеют только активные сопротивления, условие равновесия  $R_1R_4 = R_2R_3$ .

3. Если два соседних плеча имеют только реактивные сопротивления, а два других — только активные (любая пара соседних плеч), например  $R_1 = R_3 = X_2 = X_4 = 0$ , то условие равновесия  $X_1R_4 = R_2X_3$ .

Следует иметь в виду, что катушки индуктивности всегда кроме индуктивного сопротивления имеют активное сопротивление, которое в некоторых случаях настолько мало, что им можно пренебречь.

Расчет чувствительности моста переменного тока можно провести в соответствии с (2.12), учитывая, что вместо  $R_4$  следует подставить комплексное сопротивление. Чувствительность моста по току

$$S_{схI} = \underline{U} \underline{Z}_4 / \underline{M}, \quad (2.28)$$

чувствительность по напряжению

$$S_{схU} = \underline{I} \underline{Z}_4 / N. \quad (2.29)$$

Уравновешивание моста переменного тока может осуществляться автоматически при соотношениях сопротивлений плеч, рассмотренных для частных случаев 1—3.

Автоматическое уравновешивание мостов переменного и постоянного тока выполняется по схеме, показанной на рис. 2.7. Напряжение разбаланса  $\Delta U$  снимается с измерительной диагонали моста и подается на исполнительный микроэлектродвигатель (ЭД) через усилитель (У). Двигатель через редуктор (Р) перемещает движок переменного резистора  $R$  до тех пор, пока не будет обеспечено условие равновесия и напряжение разбаланса  $\Delta U$  не станет равным нулю. Одновременно будет перемещаться и стрелка по шкале, которая может быть проградуирована в единицах сопротивления датчика или в соответствующих этому сопротивлению единицах измеряемой неэлектрической величины.

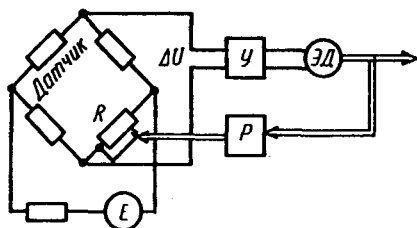


Рис. 2.7. Схема автоматического уравновешивания моста

чено условие равновесия и напряжение разбаланса  $\Delta U$  не станет равным нулю. Одновременно будет перемещаться и стрелка по шкале, которая может быть проградуирована в единицах сопротивления датчика или в соответствующих этому сопротивлению единицах измеряемой неэлектрической величины.

## § 2.5. Дифференциальные измерительные схемы

Дифференциальная схема состоит из двух смежных контуров с источником питания, а измерительный прибор включен в общую ветвь контуров и реагирует на разность контурных токов. В дифференциальной схеме могут быть использованы как параметрические датчики (с изменяющимися сопротивлениями), так и генераторные (с изменяющейся ЭДС). Дифференциальные схемы включения параметрических датчиков показаны на рис. 2.8 (*a* — датчик включен в один контур; *b* — датчик включен в оба контура). ЭДС, питающие оба контура, одинаковы. Дифференциальная схема включения генераторного датчика показана на рис. 2.9. В этой схеме датчиком яв-

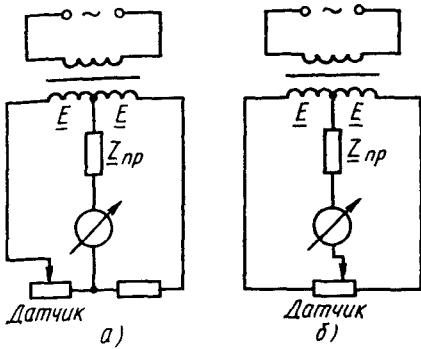


Рис. 2.8. Дифференциальные схемы включения параметрических датчиков

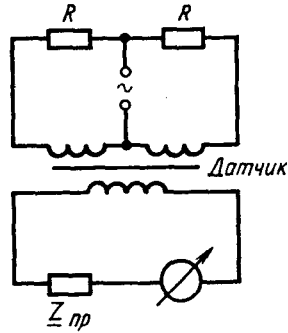


Рис. 2.9. Дифференциальная схема включения генераторного датчика

ляется так называемый дифференциальный трансформатор (подробно рассмотрен в § 6.4). При изменении магнитной связи между обмотками трансформатора ЭДС левого контура, например, возрастает, а правого — уменьшается. Изменение магнитной связи обусловлено контролируемой неэлектрической величиной. Например, оно может быть вызвано перемещением ферромагнитного сердечника в дифференциальном трансформаторе.

Проведем сравнение дифференциальной и мостовой измерительных схем по чувствительности. В обеих схемах (рис. 2.10, а, б) будем использовать одинаковые датчики с изменяющимся активным сопротивлением  $R + \Delta R$  и одинаковое питание — от вторичной обмотки трансформатора с ЭДС, равной  $2E$  (при дифференциальной схеме имеется вывод от средней точки).

Для расчета токов в дифференциальной схеме используем метод наложения: сначала определим токи от одной ЭДС, затем — от другой (рис. 2.11).

Ток через прибор для расчетной схемы (рис. 2.11, а)

$$I'_{\text{пр}} = \frac{1}{R_{\text{пр}}} \left[ E - \frac{ER}{R + R_{\text{пр}}(R + \Delta R)/(R_{\text{пр}} + R + \Delta R)} \right].$$

Ток через прибор для расчетной схемы (рис. 2.11, б)

$$I''_{\text{пр}} = \frac{1}{R_{\text{пр}}} \left[ E - \frac{E(R + \Delta R)}{R + \Delta R + R_{\text{пр}}R/(R + R_{\text{пр}})} \right].$$

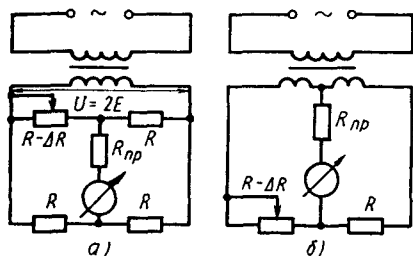


Рис. 2.10. К расчету мостовой схемы включения датчика

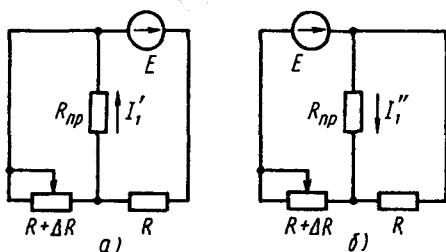


Рис. 2.11. К расчету дифференциальной схемы включения датчика

Результирующий ток через прибор

$$\Delta I_{\text{нп}} = I'_{\text{нп}} - I''_{\text{нп}} = \frac{E}{R_{\text{нп}}} \left[ \frac{R + \Delta R}{R + \Delta R + R_{\text{нп}} R / (R_{\text{нп}} + R)} - \frac{R}{R + R_{\text{нп}} (R + \Delta R) / (R_{\text{нп}} + R + \Delta R)} \right]$$

Определение чувствительности дифференциальной схемы в общем виде приводит к довольно сложному уравнению, поэтому рассмотрим числовой пример. Пусть  $E = 10$  В;  $R = 10$  Ом;  $\Delta R = 0,1$  Ом;  $R_{\text{нп}} = 0,5$  Ом. Тогда

$$\begin{aligned} \Delta I_{\text{нп}} &= \frac{10}{0,5} \left[ \frac{10,1}{10,1 + 5/10,1} - \frac{10}{10 + 0,5 \cdot 10,1/10,6} \right] = \\ &= \frac{10}{0,5} \left[ \frac{10,1}{10,6} - \frac{10}{10,475} \right] = -0,036 \text{ А.} \end{aligned}$$



Приращение тока для мостовой схемы определим по (2.7):

$$\Delta I_{\text{пр}} = 20 \frac{10,1 \cdot 10 - 100}{20,1 \cdot 20 \cdot 0,5 + 101 \cdot 20 + 100 \cdot 20,1} = \frac{20}{201 + 1010 + 2010} = 0,0062 \text{ A.}$$

Таким образом, при одинаковых напряжениях питания, сопротивлениях датчика и измерительного прибора, приращения сопротивления датчика дифференциальная схема дает большее приращение тока в измерительной цепи. Следовательно, дифференциальная измерительная схема имеет большую чувствительность, чем мостовая схема.

Ток в измерительной цепи мостовых и дифференциальных схем зависит от напряжения питания. Колебания напряжения питания приводят к появлению погрешности, так как ток через прибор и отклонение его стрелки изменяются даже при неизменном сопротивлении датчика.

Для уменьшения влияния напряжения питания на показания прибора используют так называемые логометрические схемы измерения. Логометром называется магнитоэлектрический прибор, противодействующий момент в котором создается не механически (пружиной), а электрически. На рис. 2.12 приведена принципиальная схема логометра для измерения сопротивления датчика  $R_d$ . В магнитном поле постоянного магнита с полюсными наконечниками  $NS$  помещен стальной цилиндрический сердечник. В зазоре между сердечником и полюсными наконечниками помещены две обмотки  $w_1$  и  $w_2$ , выполненные в виде рамок. При прохождении тока по рамке создается вращающий момент и рамка поворачивается. Зазор сделан неравномерным, чтобы вращающий момент изменялся в зависимости от угла поворота. Обмотки  $w_1$  и  $w_2$  намотаны так, чтобы моменты рамок были направлены навстречу друг другу. Рамки жестко соединены между собой под определенным углом. Вместе они могут поворачиваться одновременно с закрепленной на рамках стрелкой прибора. Токи к рамкам подводятся с помощью спиральных пружин, которые создают малый противодействующий

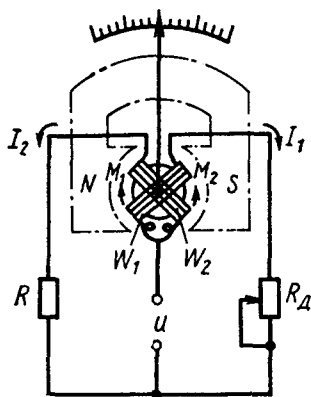


Рис. 2.12. Логометрическая измерительная схема

ющий момент, возвращающий рамки и стрелку в исходное положение, когда тока в приборе нет.

Датчик  $R_d$  включен последовательно с обмоткой  $\omega_1$ , постоянный резистор  $R$  — последовательно с обмоткой  $\omega_2$ . Если сопротивления  $R_d$  и  $R$  равны, то токи в рамках также равны ( $I_1 = I_2$ ) и подвижная система (обе рамки со стрелкой) займет положение, симметричное относительно оси полюсов  $NS$ . Если же сопротивление датчика изменится (например, увеличится), то ток  $I_1$  уменьшится и уменьшится момент  $M_1$ , создаваемый этим током в рамке  $\omega_1$ . Так как ток  $I_2$  и соответствующий ему момент  $M_2$  остался неизменным, то результирующий момент повернет подвижную систему на некоторый угол. При этом рамка  $\omega_2$  с большим током входит в расширяющийся зазор с меньшей индукцией, а рамка  $\omega_1$  с меньшим током, наоборот, входит в сужающийся зазор с большей индукцией. Момент  $M_2$  будет уменьшаться, а  $M_1$  — увеличиваться. При определенном угле поворота моменты сравниваются и подвижная система займет новое равновесное положение. Если же изменится напряжение питания цепи  $U$ , то в рамках  $\omega_1$  и  $\omega_2$  изменятся токи, притом одновременно и в одинаковой степени (так как рамки подключены к источнику питания параллельно). Соотношение токов и моментов останется неизменным и положение подвижной системы не изменится. Как видно, на положение стрелки влияют не сами токи, а их отношение, которое определяется сопротивлением датчика и не зависит от напряжения питания.

## § 2.6. Компенсационные измерительные схемы

Компенсационные схемы используют для измерения неэлектрических величин, которые преобразуются датчиками в ЭДС или напряжение. Сигнал датчика сравнивается с компенсирующим напряжением, вырабатываемым потенциометром. Подбор компенсирующего напряжения выполняется вручную или автоматически.

Приборы с автоматической компенсацией называют также автоматическими потенциометрами.

Рассмотрим простейшую компенсационную схему (рис. 2.13) с ручным уравниванием. Измеряемая ЭДС  $E_x$  или напряжение  $U_x$  уравниваются равным и противоположным по знаку напряжением  $U_k$ , снимаемым с переменного проволочного резистора  $R_k$ , представляющего собой часть резистора  $R$ . Этот резистор имеет два неподвижных вывода и один подвижный, выполненный в виде щетки, скользящей по проволоке. Все сопротивление резистора  $R$  включено в цепь источника питания с ЭДС  $E$ . Переменное сопро-

тивление  $R_k$  пропорционально перемещению  $x$  движка (шетки):  $R_k = (R/L)x$ , где  $L$  — общая длина проволочной намотки между неподвижными выводами. Соответственно и компенсирующее напряжение  $U_k$  будет пропорционально перемещению движка  $x$   $U_k = (IR/L)x$ , где  $I$  — ток, проходящий через резистор  $R$  под действием ЭДС  $E$ .

Движок необходимо перемещать до тех пор, пока компенсирующее напряжение  $U_k$  не сравняется с измеряемым напряжением  $U_x$ :  $U_k = U_x$ . Для определения положения точной компенсации используется чувствительный прибор (гальванометр или микроамперметр). Ток через прибор

$$I_{\text{пр}} = (U_x - U_k)/(R_d + R_{\text{пр}} + R_k), \quad (2.30)$$

где  $R_d$  — сопротивление датчика;  $R_{\text{пр}}$  — сопротивление прибора.

Если компенсация произошла, то ток через прибор равен нулю:  $I_{\text{пр}} = 0$ . Значит, прибор в данном случае нужен не для измерения тока, а для определения его нулевого значения. Поэтому такой прибор называют нуль-индикатором (НИ). О значении измеряемого напряжения можно судить по перемещению движка, т.е. движок можно соединить со стрелкой, а вдоль резистора  $R$  расположить шкалу, проградуировав ее в единицах напряжения или сразу в единицах той неэлектрической величины, которая преобразуется датчиком в ЭДС  $E_x$  или в напряжение  $U_x$ .

Отметим также, что при компенсационном методе измерения  $E_x = U_x$ . Действительно,  $U_x = E_x - I_{\text{пр}}R_d$ , но в момент компенсации  $I_{\text{пр}} = 0$ .

Точность измерения при компенсационном методе зависит от стабильности поддержания тока  $I$  в цепи питания резистора  $R$ . Ведь именно от силы этого тока зависит значение компенсирующего напряжения  $U_k$ . Если ЭДС источника питания  $E$  уменьшилась (из-за разряда аккумулятора или батарейки), то уменьшится и ток  $I$ . Для компенсации придется на большее расстояние  $x$  переместить движок резистора  $R$ , и стрелка укажет на иное, ошибочное значение измеряемой величины. Для поддержания стабильного тока питания  $I$  можно использовать регулировочный резистор  $R_{\text{рег}}$  и миллиамперметр или применить источник стабилизированного напряжения, как в автоматическом потенциометре (рис. 2.14).

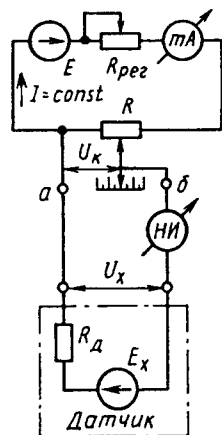


Рис. 2.13. Компенсационная измерительная схема с ручным уравниванием

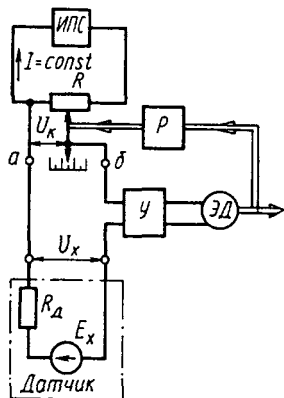


Рис. 2.14. Схема автоматического потенциометра

Чувствительность компенсационной схемы можно определить как отношение приращения тока через прибор к вызывающему его изменению измеряемого напряжения:

$$S_{\text{сх}} = \Delta I_{\text{пр}} / \Delta U_x. \quad (2.31)$$

Если достигнуто состояние компенсации, то измеряемое напряжение  $U_x$  уравновешено компенсирующим напряжением  $U_k$  ( $U_x = U_k$ ) и ток через прибор равен нулю. Пусть измеряемое напряжение изменилось на  $\Delta U_x$ , а компенсирующее напряжение не изменилось (движок резистора  $R$  неподвижен). В этом случае разность между измеряемым и компенсирующим напряжениями равна  $\Delta U_x$ . Под действием этого напряжения через прибор пройдет ток

$$\Delta I_{\text{пр}} = \Delta U_x / (R_{\text{аб}} + R_{\text{пр}} + R_{\text{д}}), \quad (2.32)$$

где  $R_{\text{аб}}$  — внутреннее сопротивление электрической цепи питания, замеренное на зажимах  $a$ — $б$  при отключенном датчике;  $R_{\text{пр}}$  — сопротивление прибора (нуль-индикатора);  $R_{\text{д}}$  — сопротивление датчика.

Сопротивление  $R_{\text{аб}}$  можно представить как параллельное соединение части сопротивления компенсирующего резистора  $R_k = (R/L)x$  с сопротивлением, состоящим из оставшейся части компенсирующего резистора ( $R - R_k$ ) и регулировочного резистора  $R_{\text{пер}}$ :

$$R_{\text{аб}} = \frac{R_k(R - R_k + R_{\text{пер}})}{R_k + R - R_k + R_{\text{пер}}} = \frac{R_k(R - R_k + R_{\text{пер}})}{R + R_{\text{пер}}}. \quad (2.33)$$

Подставив (2.32) и (2.33) в (2.31), получим выражение для чувствительности компенсационной схемы:

$$S_{\text{сх}} = \frac{1}{R_{\text{г}} \left( \frac{R - R_k + R_{\text{пер}}}{R + R_{\text{пер}}} \right) + R_{\text{пр}} + R_{\text{д}}}. \quad (2.34)$$

Анализ формулы (2.34) показывает, что чувствительность схемы зависит от  $R_k$ , а так как  $R_k = (R/L)x$ , то чувствительность зависит от положения движка  $x$ . Чувствительность непостоянна в разных точках шкалы. На рис. 2.15 показана зависимость чувствительности от положения движка компенсирующего резистора. В начальном положении движка ( $R_k = 0$ ) чувствительность макси-

мальна:  $S_{cx \max} = 1/(R_{np} + R_d)$ . В среднем положении движка чувствительность минимальна, что необходимо учитывать при точных измерениях ЭДС.

Компенсационный метод измерения применяется в цепях как постоянного, так и переменного токов. Однако потенциометры переменного тока дают меньшую точность измерения и сложнее, поскольку необходимо компенсировать падение напряжения не только по абсолютной величине, но и по фазе. Это требует одновременного регулирования не менее двух параметров для обеспечения полной компенсации. На практике стремятся упростить мост переменного тока, выполняя одну пару плеч моста чисто активными, а другую пару — из однотипных элементов.

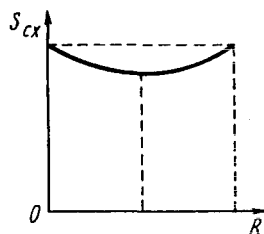


Рис. 2.15. Зависимость чувствительности компенсационной схемы от положения движка потенциометра

## § 2.7. Первичные преобразователи с неэлектрическим выходным сигналом

Большинство неэлектрических величин, которые необходимо измерять и регулировать в системах автоматики, удобно преобразовать в механическое перемещение, а уже затем механическое перемещение преобразуется в электрический сигнал. На рис. 2.16—2.25 показаны примеры первичных преобразователей различных физических величин в механическое перемещение.

Давление определяется по упругой деформации сиффона, мембраны или трубчатой пружины, соответственно для малого, среднего и большого давления.

Сиффон (рис. 2.16) представляет собой тонкостенную (обычно металлическую) цилиндрическую оболочку с поперечной гофрированной боковой поверхностью. Сиффон расширяется или сжимается подобно пружине вдоль оси под действием разности давления внутри и снаружи.

Мембрана (рис. 2.17) представляет собой закрепленную по контуру обычно круглую пластину, которая изгибается под действием давления газа или жидкости. Трубчатая пружина (рис. 2.18) изготавливается из металла (латунь, сталь и др.), обычно в поперечном сечении имеет овальную форму. Под действием

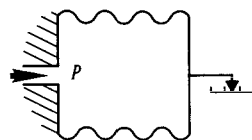


Рис. 2.16. Сиффон

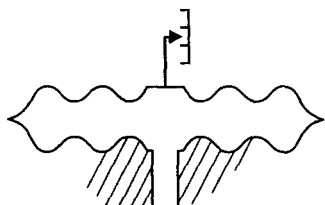


Рис. 2.17. Мембрана

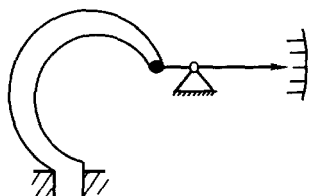


Рис. 2.18. Трубочный манометр

избыточного давления трубчатая пружина стремится разогнуться. В зависимости от используемого чувствительного элемента различают сильфонные, мембранные, трубчатые и иные манометры.

Температура определяется по изгибу биметаллической пружины, давлению жидкости или газа, заполняющих баллон манометрического термометра. Биметаллическая пружина (рис. 2.19) представляет собой двухслойную пластину, изготовленную из металлов с разными коэффициентами линейного расширения. При нагревании пластина изгибается в сторону того слоя, материал которого имеет меньший коэффициент. Обычно в качестве такого материала применяют специальный сплав — инвар.

Принцип действия манометрического термометра поясняется на рис. 2.20. При нагревании баллона с газом его давление увеличивается и сильфон расширяется.

Уровень определяется по перемещению поплавка (рис. 2.21). Кстати, именно такого типа уровнемер использовал И. И. Ползунов в изобретенной им в 1763 году паровой машине для автоматического регулирования уровня воды в котле.

Расход измеряется по перемещению поплавка в трубке переменного сечения. Такой расходомер называют ротаметром (рис. 2.22). Поплавок ротаметра обычно выполнен из металла и в неподвижной жидкости он тонет. Но при движении жидкости снизу вверх поплавок подымается, чтобы обеспечить большее поперечное сечение для прохода жидкости. Чем больше расход, тем выше должен подняться поплавок.

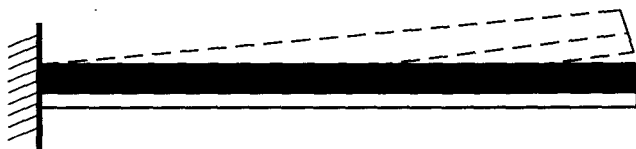


Рис. 2.19. Биметаллическая пластина

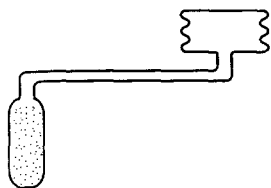


Рис. 2.20. Манометрический термометр

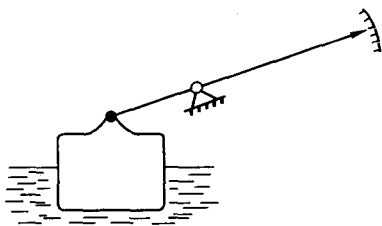


Рис. 2.21. Поплавковый уровнемер

Очень часто расход определяют по перепаду давлений до и после сужающего устройства в трубопроводе. Чем больше расход, тем больше падение давления в сужающем устройстве, но эти величины связаны между собой нелинейной (квадратичной) зависимостью. Подобные расходомеры называют еще дифференциальными манометрами (рис. 2.23).

Усилие определяется по величине упругой деформации пластины (рис. 2.24) или витой пружины. Пружинные весы знакомы всем.

Плотность определяется по глубине погружения поплавка. Такой прибор называют ареометром (рис. 2.25) Принцип действия его основан на законе Архимеда.

Результаты измерения давления, температуры, уровня, расхода, силы, плотности могут быть получены на шкале прибора для местного измерения. Но в системах автоматического управления обычно требуется передавать результаты измерения на расстояние, т. е. осуществлять дистанционное измерение. В нашей стране существует агрегатная унифицированная система (АУС) — система пневматических средств автоматизации общепромышленного назначения. Эта система построена по агрегатному принципу, т. е. представляет собой набор отдельных функциональных блоков (датчиков, усилителей, исполнительных механизмов, преобразователей и др.), входные и выходные параметры которых унифицированы. Поэтому из таких блоков

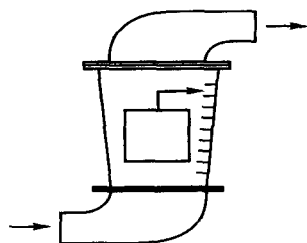


Рис. 2.22. Расходомер-ротаметр

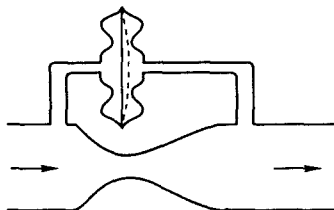


Рис. 2.23. Расходомер-дифференциальный манометр

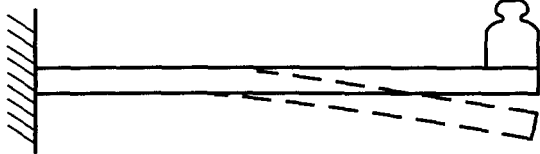


Рис. 2.24. Преобразование силы в перемещение



Рис. 2.25. Ареометр

могут быть построены самые различные системы автоматики. В качестве унифицированного (единого) сигнала в пневматической АУС принято давление сжатого воздуха, изменяющееся в диапазоне 2—10 кПа избыточных. Для преобразования различных измеряемых физических величин в давление служат соответствующие приборы с пневматическим выходным сигналом. Как видно из рассмотренных на рис. 2.16—2.25 примеров многие физические величины могут быть преобразованы в перемещение. Преобразование перемещения в давление может осуществляться с помощью заслонки, изменяющей проходное сечение сопла, через которое подается давление воздуха. В пневматической АУС для питания блоков используется очищенный сжатый воздух с избыточным давлением 14 кПа. Для электрических измерений с помощью первичных измерителей (чувствительных элементов), показанных на рис. 2.16—2.25, используются различные датчики перемещения, рассмотренные в гл. 2. А для применения устройств АУС в схемах с электрическими приборами в ней предусмотрены пневмоэлектрические и электропневматические преобразователи.

## Контрольные вопросы

1. Какими преимуществами обладает электрический сигнал по сравнению с другими сигналами?
2. Сформулируйте условие равновесия моста постоянного тока.
3. Сформулируйте условие равновесия моста переменного тока.
4. Сравните дифференциальную измерительную схему с мостовой по чувствительности.
5. Как работает компенсационная измерительная схема с ручным уравновешиванием?
6. Приведите несколько примеров преобразования физических величин (давление, температура, расход, уровень и т. п.) в перемещение.



## Раздел II

# ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ

### Глава 3

## КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ. КОНТАКТНЫЕ ДАТЧИКИ

### § 3.1. Типы электрических датчиков

Электрические датчики относятся к наиболее важным элементам систем автоматики. С помощью датчиков контролируемая или регулируемая величина преобразуется в сигнал, в зависимости от изменения которого и протекает весь процесс регулирования. Наибольшее распространение в автоматике получили датчики с электрическим выходным сигналом. Объясняется это прежде всего удобством передачи электрического сигнала на расстояние, его обработки и возможностью преобразования электрической энергии в механическую работу. Кроме электрических распространение получили механические, гидравлические и пневматические датчики.

В гл. 1 было отмечено, что входным сигналом датчиков могут быть самые различные физические величины: механическое перемещение, скорость, сила, температура, давление, расход, влажность и др. В зависимости от вида входного сигнала различают датчики перемещения, скорости, силы, температуры и др. Это электрические датчики неэлектрических величин. При автоматизации электросетей и электроустановок возникает необходимость в получении сигналов, соответствующих току, напряжению, мощности и другим электрическим величинам. Для этого используют датчики тока, напряжения, мощности и др. В них одна электрическая величина — входной сигнал — преобразуется в другую электрическую величину — выходной сигнал.

По характеру формирования электрического выходного сигнала электрические датчики делятся на *параметрические* (пассивные) и *генераторные* (активные). В параметрических датчиках изменение входного сигнала вызывает соответствующее изменение какого-либо параметра электрической цепи (активного сопротивления, ин-

дуктивности, емкости). Генераторные датчики являются источниками электрической энергии, зависящей от входного сигнала.

В данной книге принята классификация электрических датчиков в зависимости от принципа действия или метода, используемого при преобразовании входного сигнала в электрический выходной сигнал. В соответствии с этим электрические датчики подразделяют на контактные, потенциометрические, тензометрические, электромагнитные, пьезоэлектрические, емкостные, термоэлектрические, струнные, фотоэлектрические, ультразвуковые и др. Надо отметить, что этот ряд непрерывно расширяется — все новые и новые физические явления используются для преобразования входных сигналов с развитием науки, техники, технологии, появлением новых материалов.

По характеру изменения выходного сигнала различают датчики непрерывного (аналогового) и дискретного типа.

Независимо от значения и типа ко всем электрическим датчикам предъявляются определенные технические требования. Основными из них являются надежность, точность, чувствительность, быстродействие, минимальные габариты, масса.

Датчики различают также по диапазону изменения входного сигнала. Например, одни электрические датчики температуры предназначены для измерения температуры от 0 до 100 °С, а другие — от 0 до 1600 °С. Очень важно, чтобы диапазон изменения выходного сигнала был при этом одинаков (унифицирован) для разных приборов. Унификация выходных сигналов датчиков позволяет использовать общие усилительные и исполнительные элементы для самых разных систем автоматики. В нашей стране такая унификация проведена путем создания Государственной системы приборов и средств автоматизации (ГСП). Унификация элементов и блоков ГСП ускоряет процесс проектирования и изготовления систем автоматики, повышает технологичность конструкций, упрощает комплектацию, монтаж и эксплуатацию автоматических систем. Иными словами, применение элементов и блоков ГСП для систем автоматики экономически выгодно.

### **§ 3.2. Контактные датчики с дискретным выходным сигналом**

Контактные датчики относятся к параметрическим, поскольку их электрическое сопротивление изменяется в зависимости от входной механической величины. Так как сопротивление изменяется

скачком (в результате замыкания или размыкания контактов), то контактные датчики имеют дискретный выходной сигнал. Статическая характеристика контактного датчика имеет релейный характер. Можно считать, что выходной сигнал несет информацию типа «да—нет» или «больше—меньше». Поэтому контактные датчики применяются в основном в системах автоматического контроля и сортировки размеров, а также в системах автоматической сигнализации различных физических величин, преобразуемых в перемещение.

Электрические контактные датчики, используемые для контроля размеров деталей, делят на предельные, определяющие, находится ли заданный размер в поле допуска, и амплитудные, измеряющие отклонения детали от заданной геометрической формы.

Рассмотрим работу предельного контактного датчика (рис. 3.1, а). На установочной плите 1 размещена деталь 2, точность выполнения вертикального размера которой необходимо контролировать. К детали подводится измерительный шуп 3 и прижимается с помощью пружины 4. В зависимости от размера детали шуп перемещается в вертикальном направлении, поворачивая рычаг 5, несущий подвижный контакт 9. При опускании шупа замыкается неподвижный контакт 10, при поднятии — контакт 8. Замыкание происходит в том случае, когда размер детали имеет отклонение в большую или меньшую сторону сверх допустимого. Допустимые пределы откло-

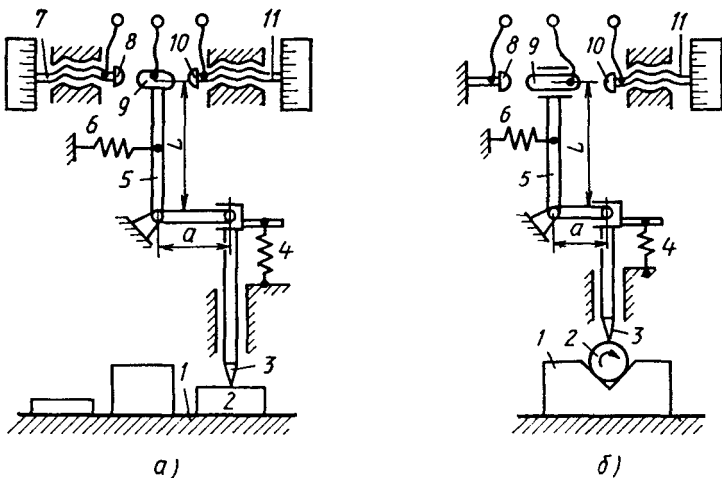


Рис. 3.1. Контактные электрические датчики

нения могут быть установлены с помощью настроечных винтов 7 и 11. Для обеспечения достаточного контактного нажатия служит пружина 6. Электрические зажимы для подключения подвижного контакта 9 и неподвижных контактов 8 и 10 в электрическую цепь на данной кинематической схеме не показаны.

Амплитудный датчик (рис. 3.1, б) отличается от предельного тем, что подвижный контакт 9 имеет осевое перемещение в направляющих рычага 5. При вращении детали 2 в призме 1 сначала происходит замыкание подвижного контакта 9 с неподвижным контактом 8. Если шуп 3 продолжает подниматься, то рычаг перемещается влево, проскальзывая через подвижный контакт 9. Затем, когда максимальный размер будет пройден (т. е. шуп начнет опускаться), рычаг переместится вправо, увлекая за собой без проскальзывания подвижный контакт. Если отклонение размера превышает допустимое, то подвижный контакт замкнется со вторым неподвижным контактом 10 и в электрическую цепь подается сигнал о том, что деталь бракованная. На предельное отклонение размера датчик настраивают с помощью винта 11, используя эталонную деталь.

Рычажная система электроконтактных датчиков играет важную роль. Надежное замыкание и особенно размыкание контактов при малом расстоянии между ними невозможны. Рычажная система позволяет увеличить это расстояние за счет того, что отношение размеров  $L/a > 1$  (рис. 3.1). При замыкании контактов датчика происходит изменение сопротивления между подвижным и неподвижными контактами от бесконечности до ничтожно малой величины, определяемой значением контактного сопротивления.

Для уменьшения погрешности измерения рычаги выполняют не на шарнирах, имеющих зазоры между отверстием и осью, а на плоских пружинах. Недостатками рычажных систем являются необходимость в значительных усилиях для перемещения шупа (0,1—3 Н) и повышенная инерционность.

Датчик, показанный на рис. 3.1, является двухпредельным. При необходимости используют одно- и многопредельные датчики. На рис. 3.2 показаны многопредельные датчики. Контакты 1—3 замыкаются последовательно друг за другом при перемещении измерительного шупа 4, контролирующего соответственно размеры деталей  $D_1—D_3$ . Подсоединение подвижного контакта во внешнюю цепь осуществляется с помощью пружинного подвода 5. Контактный датчик, приведенный на рис. 3.2, а, переключает несколько цепей сигнализации, а датчик на рис. 3.2, б выполняет последовательное замыкание частей резистора  $R$ , имеющего несколько отводов.

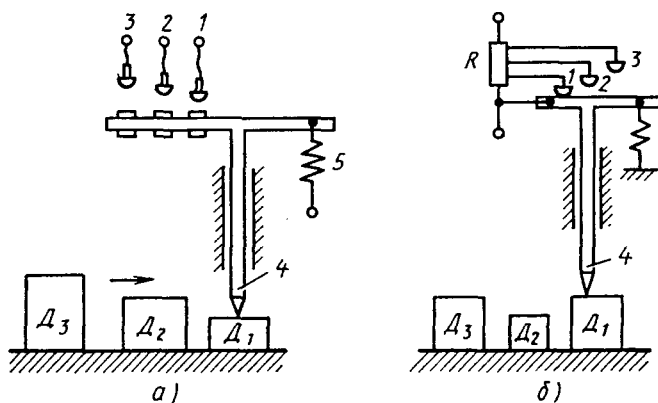


Рис. 3.2. Многопредельные контактные датчики





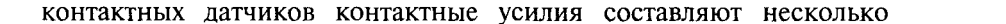


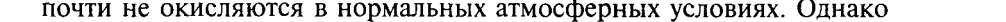
















В последнем случае происходит ступенчатое уменьшение активного сопротивления, включенного в общую внешнюю цепь.

Контактные многопредельные датчики используют в сортировочных автоматах, разделяющих детали по размерам с достаточно высокой точностью (несколько микрометров). Производительность сортировочных автоматов достигает нескольких сотен деталей в минуту. Это предъявляет высокие требования к надежности и точности контактных датчиков. Технические показатели датчиков в значительной степени зависят от материала и качества изготовления контактных пар. Нарушение контакта приводит к отказу датчика, а обгорание и износ контактов снижают точность контроля размеров. Поэтому очень важно создать благоприятные условия для работы контактов путем снижения разрывной мощности.

Нагрузкой контактных датчиков довольно часто являются сигнальные лампы. При использовании для сигнализации обычных ламп накаливания разрывная мощность довольно велика (несколько ватт). Для уменьшения искро- и дугообразования применяют искрогасительную цепочку, состоящую из последовательно соединенных конденсатора и разрядного активного сопротивления. Такая цепочка подключается параллельно контактам датчика. Для повышения надежности контактных датчиков применяют неоновые лампочки, которые потребляют значительно меньшую (по сравнению с лампами накаливания) мощность: 80—150 мВт (ток 1—1,5 мА при напряжении 80—100 В). Еще большего снижения разрывной мощности можно достичь подключая контакты в цепь управления

электронных и полупроводниковых усилителей с большим входным сопротивлением.

Материалы для контактов выбираются в зависимости от контактного давления и условий работы датчика. Для высокочувствительных маломощных контактных датчиков давление на контактах изменяется от 0,001 до 0,02 Н. Контакты таких датчиков выполняют



почти не окисляются в нормальных атмосферных условиях. Однако их износоустойчивость и твердость невелики. При контактных давлениях 0,05—1 Н применяют серебряные контакты. Для мощных контактных датчиков контактные усилия составляют несколько ньютонов, а в качестве материала контактов используют вольфрам, молибден и их сплавы, обладающие высокими твердостью и износоустойчивостью.

Вообще проблема контактов и их надежности очень важна для

## Глава 4

## ПОТЕНЦИОМЕТРИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ

## § 4.1. Назначение. Принцип действия

Потенциометрические датчики предназначены для преобразования механического перемещения в электрический сигнал. Основной частью датчика является реостат, сопротивление которого изменяется при перемещении движка, скользящего по проволоке (схема включения потенциометрического датчика показана на рис. 4.1, а). Напряжение питания подается на всю обмотку реостата через неподвижные выводы этой обмотки. Выходное напряжение, пропорциональное перемещению движка, снимается с одного из неподвижных выводов и с подвижного движка. Такая схема включения в электротехнике называется потенциометрической или схемой делителя напряжения.

Если сопротивление всей обмотки датчика обозначить через  $R$ , а сопротивление части этой обмотки, с которой снимается выходное напряжение, через  $R_{\text{вых}}$ , то потенциометрическая схема включения датчика может быть представлена как последовательное соединение резисторов с сопротивлением  $R_{\text{вых}}$  и  $(R - R_{\text{вых}})$  (рис. 4.1, б). Ток через обмотку датчика  $I = U/R$ , а приложенное напряжение распределяется (делится) между последовательно соединенными резисторами:  $U = IR_{\text{вых}} + I(R - R_{\text{вых}})$ . Если сопротивление обмотки равномерно распределить по длине  $l$ , а перемещение движка обозначить через  $x$ , то выходное напряжение датчика

$$U_{\text{вых}} = IR_{\text{вых}} = Ux/l. \quad (4.1)$$

Таким образом, выходной сигнал датчика пропорционален перемещению движка.

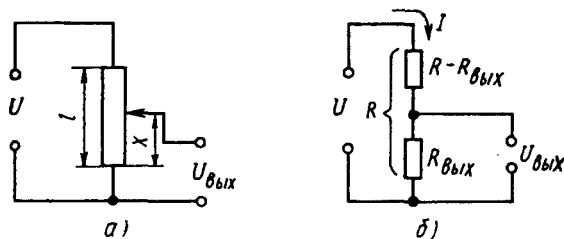


Рис. 4.1. Схема включения потенциометрического датчика

В автоматических системах движок может быть механически связан с каким-либо устройством (клапаном, рулем, антенной, режущим инструментом и т. п.), положение которого надо измерить и передать в виде электрического сигнала. Усилие, под действием которого перемещается движок, в этом случае весьма велико. Поэтому для обеспечения надежного контакта между движком и обмоткой следует иметь достаточно большую силу прижатия движка. В автоматических приборах для измерения различных неэлектрических величин движок датчика соединяется с чувствительным элементом, преобразующим контролируемую величину в перемещение. Усилие, развиваемое чувствительными элементами (мембранами, биметаллическими пластинами, поплавками и т. п.), невелико. Поэтому нельзя сильно прижимать движок к обмотке.

Наличие скользящего контакта снижает надежность потенциометрического датчика и является его основным недостатком. Для питания датчика может быть использовано как напряжение постоянного тока, так и напряжение переменного тока невысокой частоты. Входным сигналом датчика может быть не только линейное, но и угловое перемещение.

В зависимости от закона изменения сопротивления обмотки различают линейные и функциональные потенциометрические датчики.

## § 4.2. Конструкции датчиков

Конструктивно потенциометрический датчик (рис. 4.2) состоит из каркаса 1, на который намотана в один слой обмотка 2 из тонкого провода. По виткам обмотки скользит движок (щетка) 3, который механически связан с объектом, перемещение которого надо измерить. Обмотка выполнена из изолированного провода, а дорожка, по которой скользит движок, предварительно очищена от изоляции.

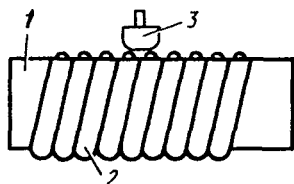


Рис. 4.2. Конструктивная схема потенциометрического датчика

Каркас выполнен обычно плоским или в виде цилиндра. Материалом каркаса может быть изолятор (текстолит, гетинакс, пластмасса, керамика) или металл, покрытый слоем изоляции. Металлические каркасы благодаря лучшей теплопроводности позволяют получить большую мощность электрического сигнала на выходе датчика. В качестве материала для такого каркаса может быть нанесен



слой оксидированного алюминия толщиной около 10 мкм. При рассматривании в лупу с двадцатикратным увеличением слой не должен иметь трещин или неровностей. Напряжение пробоя такого слоя не менее 500 В.

Для обмотки потенциометрического датчика чаще всего применяют провод из манганина, константана и других проводниковых материалов, имеющих малый температурный коэффициент сопротивления. При больших усилиях прижатия движка используется провод диаметром 0,1—0,3 мм, при малых усилиях прижатия — провод из сплавов, в состав которых входят платина, серебро, иридий, рутений, осмий и др. Диаметр провода  $d$  таких точных датчиков выбирается в пределах 0,03—0,01 мм. Характеристики некоторых проводниковых материалов, используемых для потенциометрических датчиков, приведены в табл. 4.1.

Таблица 4.1. Материалы проводов, используемых для потенциометрических датчиков

Материал провода	Удельное сопротивление при $t = 20^\circ\text{C}$ , Ом·мм <sup>2</sup> /м	Температурный коэффициент сопротивления $\alpha$ , 1/°C	Допустимая температура нагрева, °C
Константан	0,49	$(3\div 4) \cdot 10^{-6}$	500
Манганин	0,42	$6 \cdot 10^{-6}$	960
Нихром	1,08	$(15\div 20) \cdot 10^{-5}$	110
Вольфрам	0,056	$464 \cdot 10^{-5}$	3400
Платиноиридиевый сплав	0,23	$-111 \cdot 10^{-5}$	1780

Провод наматывается на каркас с некоторым натяжением. При этом необходимо, во-первых, чтобы при понижении температуры провод не распулся из-за разных температурных коэффициентов линейного расширения материалов провода и каркаса; во-вторых, чтобы при нагреве корпуса провод при растяжении не достигал предела упругости. Толщину каркаса не рекомендуется брать менее  $4d$ , а радиус закругления на углах каркаса — менее  $2d$ . После намотки провода на каркас для укрепления витков и предохранения их от смещения всю поверхность покрывают тонким равномерным слоем бескислотного лака. Полировка контактной поверхности обмотки (дорожки движения) производится вдоль витков абразивной шкур-

кой на бумажной основе, шлифовальным алмазным кругом с микропорошком, а проводов с эмалевой изоляцией — фетровым кругом. Ширина дорожки составляет обычно  $(2\div 3)d$ .

При  $d = 0,1\div 0,3$  мм движок потенциометрического датчика выполняется в виде пластинчатых щеток из серебра, серебра с палладием или (реже) фосфористой бронзы. Контактное усилие при этом принимается равным  $0,05\text{--}0,1$  Н, что обеспечивает силу трения не более  $3 \cdot 10^{-2}$  Н. Для точных датчиков при  $d < 0,1$  мм движок делается из сплавов платины с иридием, бериллием или серебром в виде двух—пяти тонких параллельных проволок. Контактное усилие при этом принимается равным  $10^{-3}\text{--}10^{-2}$  Н, т. е. иногда оно достигает  $2 \cdot 10^{-4}$  Н (20 мг) на отдельный контакт. Столь малые контактные усилия необходимы для высокоточных потенциометрических датчиков, используемых, например, в ответственных космических объектах.

На рис. 4.3 приведена конструкция потенциометрического датчика для измерения угловых перемещений. Так же как и датчик линейных перемещений, он состоит из каркаса 1 с обмоткой 2, по которой скользит движок 3. Для съема сигнала с перемещающегося движка служит добавочная щетка 4, скользящая по токосъемному кольцу 5. Выходное напряжение датчика угловых перемещений пропорционально углу поворота подвижной части первичного измерителя, соединенного с осью движка.

В некоторых автоматических приборах в качестве потенциометрического датчика используют так называемый реохорд (рис. 4.4). Он представляет собой натянутую проволоку, по которой скользит ползунук. Сопротивление реохорда пропорционально перемещению ползунка. Часто реохорд используют не в потенциометрической схеме, а включают в плечо мостовой схемы. В этом случае перемещение движка преобразуется в изменение сопротивления  $R_x$ .

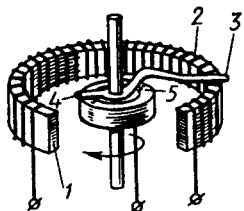


Рис. 4.3. Потенциометрический датчик угловых перемещений

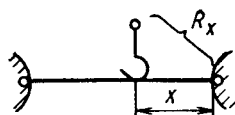


Рис. 4.4. Конструкция реохорда

### § 4.3. Характеристики линейного потенциометрического датчика

Основной характеристикой потенциометрического датчика является зависимость выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  от перемещения  $x$ . При равномерной намотке эта зависимость линейная только на холостом ходу, т. е. при отсутствии сопротивления нагрузки, подключенной к выходным зажимам датчика. В реальных условиях к этим зажимам подключаются электрические приборы, входное сопротивление которых является сопротивлением нагрузки для датчика (рис. 4.5).

Под нагрузкой обычно понимается ток нагрузки. Когда говорят, что «нагрузка отсутствует», то подразумевают, что именно ток нагрузки равен нулю. Сопротивление же нагрузки при этом, естественно, равно бесконечности. Следовательно, в режиме холостого хода (т. е. при отсутствии нагрузки) сопротивление нагрузки бесконечно велико.

Для анализа влияния сопротивления нагрузки  $R_H$  на основную характеристику датчика, полное сопротивление обмотки которого  $R$ , введем понятие коэффициента нагрузки  $\beta = R_H/R$  и  $\alpha = x/l$ . Выходное напряжение датчика

$$U_{\text{вых}} = \frac{U\alpha}{1 + \alpha(1 - \alpha)\beta}. \quad (4.2)$$

По этому уравнению построим зависимость  $U_{\text{вых}}/U = f(\alpha)$ , где  $U$  — напряжение питания датчика, для различных значений  $\beta$  (рис. 4.6). С уменьшением сопротивления нагрузки характеристика датчика становится нелинейной и возрастает ошибка преобразования. Относительная погрешность для нагруженного датчика может быть найдена сопоставлением выражений (4.1) и (4.2):

$$\delta = \frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{вых}\beta=\infty}}{U} = \frac{\alpha^2(1 - \alpha)}{\beta + \alpha(1 - \alpha)}.$$

Отношение перемещения движка  $x$  к длине намотки  $l$  обозначаем через  $\alpha = x/l$ . Если датчик не нагру-

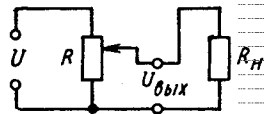


Рис. 4.5. Подключение нагрузки к потенциометрическому датчику

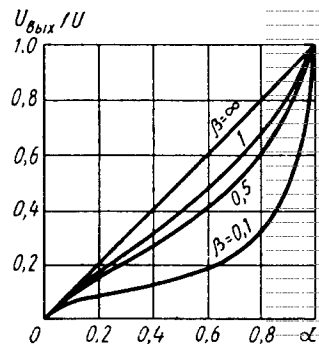


Рис. 4.6. Статические характеристики потенциометрического датчика

жен, т. е. сопротивление нагрузки  $R_n = \infty$  и  $\beta = \infty$ , то выходное напряжение линейно возрастает при изменении  $\alpha$  от 0 до 1;  $U_{\text{вых}} = \alpha U$ . Графически эта зависимость изображается прямой линией. При наличии сопротивления нагрузки  $R_n$ , соизмеримого с сопротивлением обмотки  $R$ , эта зависимость отличается от линейной, поскольку часть тока, проходящего через датчик, ответвляется в нагрузку. Ток, поступающий от источника питания,

$$I = U \left[ (R - \alpha R) + \frac{\alpha R R_n}{\alpha R + R_n} \right],$$

или, подставляя  $R_n = \beta R$ , имеем

$$\begin{aligned} I &= U / \left[ R(1 - \alpha) + \frac{\alpha \beta R^2}{R(\alpha + \beta)} \right] = U / \left[ R \frac{(1 - \alpha)(\alpha + \beta) + \alpha \beta}{\alpha + \beta} \right] = \\ &= \frac{U}{R} \frac{\alpha + \beta - \alpha^2 - \alpha \beta + \alpha \beta}{\alpha + \beta} = \frac{U}{R} \frac{\alpha + \beta - \alpha^2}{\alpha + \beta}. \end{aligned}$$

На рис. 4.7 построены кривые 1, 2, характеризующие относительную погрешность датчика при  $\beta = 1$ ; 0,5 соответственно. При больших  $\beta$  абсолютная величина максимальной погрешности  $\delta_{\text{max}} = (4/27)\beta$  при  $\alpha = 2/3$ .

Важной характеристикой качества потенциметрического датчика является плавность изменения выходного напряжения. При перемещении движка по обмотке потенциметра происходит скачкообразное изменение сопротивления, поскольку движок как бы перескакивает с одного витка на другой. Это приводит к тому, что зависимость выходного напряжения от перемещения имеет ступенчатый вид (рис. 4.8). Число ступеней пропорционально, а их высота

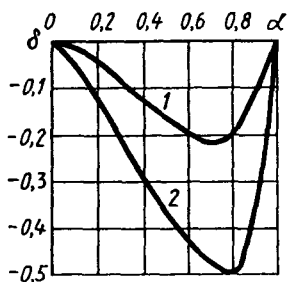


Рис. 4.7. Графики относительной погрешности потенциметрического датчика

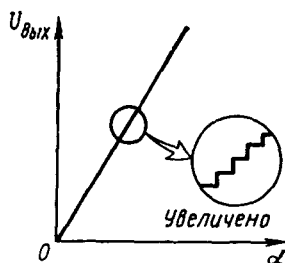


Рис. 4.8. Ступенчатость статической характеристики потенциметрического датчика

обратно пропорциональна числу витков обмотки. Реальная выходная характеристика имеет отклонения от идеальной (плавной, бесступенчатой) как вверх, так и вниз. Следовательно, погрешность, вызванная ступенчатостью, может быть как положительной, так и отрицательной и составляет половину напряжения  $U_v$ , приходящегося на один виток намотки. Если обозначить через  $\omega$  общее число витков потенциометра, то  $U_v = U/\omega$  и погрешность ступенчатости  $\Delta \leq U/(2\omega)$ . Для количественной оценки погрешности, обусловленной ступенчатостью, вводят понятие электрической разрешающей способности потенциометра  $\delta_p$ . Разрешающая способность определяет максимально возможную точность работы потенциометрического датчика. Улучшить ее можно, увеличивая число витков  $\omega$ . Для этого можно либо удлинить намотанную часть потенциометра  $l$  (при заданном диаметре провода), либо уменьшить сечение провода. Уменьшение диаметра провода приводит к технологическим трудностям изготовления обмотки, но, самое главное, снижает надежность потенциометра, поскольку ухудшается механическая прочность обмотки и она быстрее истирается.

Увеличение длины обмотки, естественно, приводит к увеличению размеров всего потенциометра. Для устранения этого недостатка были разработаны многооборотные потенциометры.

Для улучшения разрешающей способности можно также применять движки с несколькими токосъемными контактами. На рис. 4.9 показан движок с двумя контактами 1 и 2, которые касаются обмотки 3 в двух диаметрально противоположных точках. Наличие двух параллельных контактов повышает и надежность потенциометра.

Принципиально отсутствует погрешность, обусловленная ступенчатостью у датчиков типа реохорда, где движок скользит вдоль натянутой проволоки. Эти датчики имеют малое сопротивление и выходное напряжение, т. е. низкую чувствительность, поэтому в потенциометрических схемах включения они не нашли практического применения. Чувствительность датчика может быть определена как первая производная выходного напряжения по перемещению движка. Для ненагруженного потенциометра чувствительность потенциометра пропорциональна напряжению питания датчика и обратно пропорциональна длине намотки.

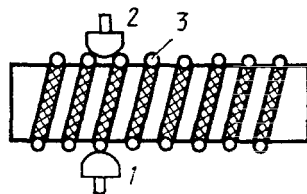


Рис. 4.9. Потенциометрический датчик с двумя токосъемными контактами

### § 4.4. Реверсивные потенциометрические датчики

Выходное напряжение реверсивных датчиков изменяет знак (полярность) при изменении знака входного сигнала. В системах автоматического регулирования обычно требуются именно реверсивные (или двухтактные) датчики.

Схемы реверсивных потенциометрических датчиков показаны на рис. 4.10. В схеме на рис. 4.10, а используется потенциометр с неподвижным выводом от средней точки намотки. Выходное напряжение снимается с движка и средней точки. При переходе движка через среднюю точку выходное напряжение изменяет свой знак: при питании переменным током фаза изменяется на  $180^\circ$ , а постоянным током — полярность изменяется на противоположную. В следящих системах широко используется мостовая схема включения потенциометрических датчиков, показанная на рис. 4.10, б. Потенциометр П1 связан с входной осью следящей системы и является задающим. Потенциометр П2 имеет механическую связь с исполнительным устройством. Выходное напряжение (или ток нагрузки) определяется разницей в положении движков потенциометров П1 и П2, т. е. соответствует сигналу ошибки следящей системы. Знак сигнала ошибки зависит от того, больше или меньше угол поворота исполнительного вала по сравнению с углом поворота входного вала.

Выходное напряжение рассматриваемых реверсивных схем может быть определено на основании теоремы об эквивалентном генераторе. Исследуемую систему представим как цепь, состоящую из четырехполюсника, источника питания с напряжением  $U_0$  и сопротивления нагрузки  $R_H$ . Тогда на основании известного из электротехники метода можно утверждать, что схема ведет себя, как цепь, составленная из нагрузки  $R_H$  и генератора с внутренним сопротивлением  $R_{\text{вых}}$  и электродвижущей силой  $E$ , равной напряжению холостого хода  $U_X$ . Сопротивление  $R_{\text{вых}}$  равно выходному сопротивлению четырехполюсника, которое вычисляют при замкнутом источни-

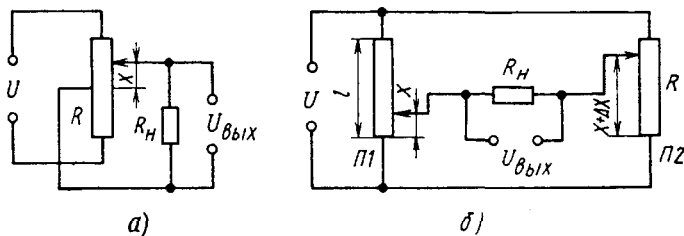


Рис. 4.10. Реверсивные схемы потенциометрических датчиков

ке питания и отключенной нагрузке. Напряжение  $U_x$  измеряется на выходе рассматриваемой схемы при отключенном сопротивлении нагрузки  $R_n$ . Для четырехполюсников по схемам рис. 4.10 выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = U_x R_n / (R_{\text{вых}} + R_n) \quad (4.3)$$

Например, для схемы, изображенной на рис. 4.10, а, имеем

$$U_x = U_n = U_0 \alpha / 2, \quad (4.4)$$

$$R_{\text{вых}} = R \alpha (1 - \alpha / 2) / 2. \quad (4.5)$$

Подставляя выражения (4.4) и (4.5) в формулу (4.3), получаем

$$U_{\text{вых}} = U_0 \alpha \beta / (\alpha - 0,5\alpha^2 + 2\beta), \quad (4.6)$$

где  $\beta = R_n / R$ .

Аналогичные вычисления позволяют получить для схемы рис. 4.10, б при одинаковых потенциометрах П1 и П2 уравнение выходного напряжения

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_0 \Delta \alpha \beta}{2\alpha(1 - \alpha) + \Delta \alpha(1 - 2\alpha - \Delta \alpha) + \beta}, \quad (4.7)$$

где  $\Delta \alpha = \Delta x / l$  — относительное рассогласование движков потенциометров П1 и П2;  $\alpha = x / l$  — относительное перемещение движка задающего потенциометра П1;  $\beta = R_n / R$  — отношение сопротивления нагрузки  $R_n$  к полному сопротивлению потенциометра  $R$ .

На рис 4.11 и 4.12 показаны выходные характеристики реверсивных потенциометрических датчиков, построенные соответственно по уравнениям (4.6) и (4.7). Характеристики построены при различных значениях коэффициента нагрузки  $\beta$ . Расчетные характеристики при холостом ходе ( $\beta = \infty$ ) представляют собой прямые линии, т. е. являются линейными. С уменьшением сопротивления нагрузки увеличивается отклонение характеристики от линейной. Чувствительность датчика со средней точкой (рис. 4.10, а), как следует из уравнения (4.6) и рис. 4.11, в области малых отклонений  $\alpha$  практически не зависит от нагрузки и определяется равенством

$$S = \left. \frac{dU_{\text{вых}}}{d\alpha} \right|_{\alpha=0} = \frac{U_0}{2}. \quad (4.8)$$

Характеристики, изображенные на рис. 4.12, соответствуют мостовой схеме (см. рис. 4.10, б) и построены на основании формулы (4.7) для случая, когда движок задающего потенциометра установлен посередине его катушки и, следовательно,  $\alpha = 0,5$ , а относительное рассогласование движков  $\Delta \alpha$  может изменяться в пределах от

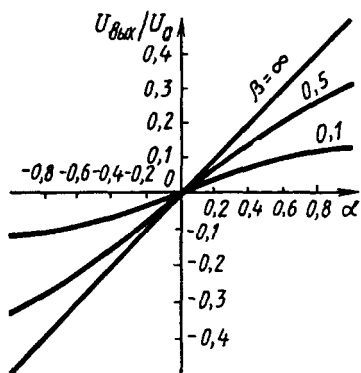


Рис. 4.11. Статические характеристики реверсивного датчика в средней точке

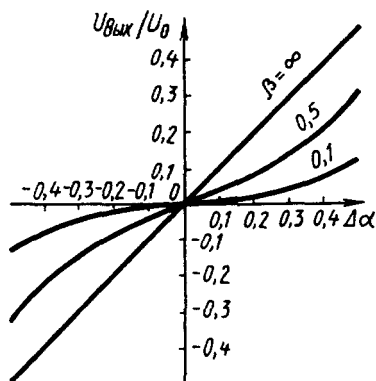


Рис. 4.12. Статические характеристики реверсивного датчика в мостовой схеме

-0,5 до +0,5. Чувствительность мостовой схемы зависит не только от нагрузки, но и от положения движка задающего потенциометра:

$$S = \left. \frac{dU_{\text{вых}}}{d(\Delta\alpha)} \right|_{\Delta\alpha=0} = \frac{U_0\beta}{2\alpha(1-\alpha) + \beta}. \quad (4.9)$$

Анализ этого уравнения показывает, что наименьшее значение чувствительности будет при  $\alpha = 0,5$ . Этому случаю и соответствуют характеристики, показанные на рис. 4.12.

В маломощных следящих системах в качестве нагрузки мостовой схемы может быть включен якорь исполнительного электродвигателя. При рассогласовании в положениях движков задающего и исполнительного потенциометров через якорь электродвигателя пойдет ток, значение которого будет соответствовать величине рассогласования ( $\Delta\alpha$ ), а направление — знаку рассогласования. Электродвигатель перемещает исполнительную ось следящей системы до тех пор, пока не будет устранено рассогласование.

#### § 4.5. Функциональные потенциометрические датчики

Для получения выходного сигнала, изменяющегося по определенному закону, применяют функциональные потенциометрические датчики. В этих датчиках зависимость сопротивления обмотки от перемещения движка является нелинейной. Требуемая нелинейность обеспечивается различными способами: изменением профиля



каркаса; изменением материала или размера провода; изменением шага намотки или длины витка.

Функциональные потенциометрические датчики нашли применение в автоматических вычислительных системах. Например, в автоматических навигационных системах самолетов и кораблей используются электромеханические счетно-решающие устройства, выполняющие операции умножения скорости на синус или косинус курсового угла. С помощью функциональных датчиков может быть компенсирована исходная нелинейность первичного чувствительного элемента. Например, в баке сложного профиля уровень горючего не связан линейно с объемом. С помощью функционального датчика можно обеспечить линейную зависимость между выходным сигналом датчика и количеством горючего в баке.

Чаще всего получение необходимой функциональной зависимости обеспечивается подбором определенного профиля каркаса потенциометра. Конструкция так называемого «профильного» потенциометрического датчика показана на рис. 4.13. Изоляционный каркас 1 имеет небольшую постоянную толщину  $b$ , а высота его  $h$  изменяется по длине намотки  $l$ . На каркас наматывается проволока 2 с высоким удельным сопротивлением. При входных сигналах в виде угловых перемещений каркас с непрерывной обмоткой изгибают в цилиндр. Напряжение питания подается на концы обмотки. Выходное напряжение  $U_{\text{вых}} = f(x)$ , функционально зависящее от перемещения движка  $x$ , снимается между одним из концов обмотки и движком (щеткой).

Вид функциональной зависимости  $U_{\text{вых}} = f(x)$  определяется формой выреза каркаса потенциометра, т. е. зависимостью его профиля (конкретнее — высоты  $h$ ) от перемещения движка  $x$ . Если намотка проволоки на каркас выполнена с постоянным шагом, т. е. равно-

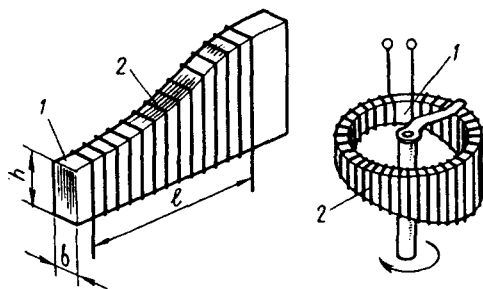


Рис. 4.13. Профильные функциональные потенциометрические датчики

мерно, и потенциометр работает в режиме, близком к холостому ходу ( $R_n \gg R$ ;  $\beta \rightarrow \infty$ ), то высота каркаса определяется по формуле

$$h = \frac{lqR}{2U\omega\rho} \frac{df(x)}{dx} - b = k \frac{df(x)}{dx} - b, \quad (4.10)$$

где  $l$  — длина катушки потенциометра;  $q$  — сечение провода;  $R$  — общее сопротивление катушки;  $U$  — напряжение питания;  $\omega$  — число витков;  $\rho$  — удельное сопротивление материала провода;  $b$  — толщина каркаса.

Анализ этого уравнения показывает, что форма профиля каркаса зависит от производной функции, воспроизводимой при помощи данного датчика. Для определения нужного профиля каркаса надо продифференцировать по перемещению  $x$  заданную зависимость выходного напряжения.

Рассмотрим несколько примеров расчета профиля потенциометрических датчиков.

**Пример 4.1.** Определить форму профиля каркаса линейного потенциометра с выходной характеристикой  $U_{\text{вых}} = cx$ .

**Решение.** Производная выходного напряжения по перемещению  $dU_{\text{вых}}/dx = c$ . Высота каркаса по уравнению (4.10) равна  $h = kc - b$ . Все величины, входящие в это выражение, постоянны, значит, и высота каркаса  $h$  для линейного потенциометра должна быть постоянной.

**Пример 4.2.** Определить форму профиля каркаса функционального потенциометра с выходной характеристикой  $U_{\text{вых}} = cx^2$ .

**Решение.** Производная выходного напряжения по перемещению  $dU_{\text{вых}}/dx = 2cx$ . Высота каркаса  $h = 2kcx - b$ .

Для получения квадратичной функциональной зависимости форма каркаса должна быть треугольной с высотой  $h$ , возрастающей пропорционально перемещению  $x$ . Из (4.10) следует, что строгое выполнение зависимости  $U_{\text{вых}} = f(x)$  из-за конечной толщины каркаса  $b$  может быть получено только от некоторого начального значения  $x \neq 0$  при  $l_{\text{min}} = b/(2kc)$ . Если же  $l_{\text{min}}$  считать за начальную точку потенциометра, то график выходной характеристики будет начинаться не с нулевого значения, как это показано на рис. 4.14.

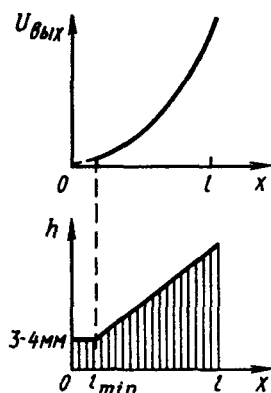


Рис. 4.14. Графики функционального потенциометра с квадратичной зависимостью

**Пример 4.3.** Определить форму профиля каркаса функционального потенциометра с выходной характеристикой  $U_{\text{вых}} = c\sqrt{x}$ .

**Решение.** Производная выходного напряжения по перемещению

$$dU_{\text{вых}}/dx = c/2\sqrt{x}.$$

Высота каркаса  $h = kc/(2\sqrt{x}) - b$ .

Из формул для  $h$  в примерах 4.2 и 4.3 следует, что при  $x \rightarrow 0$  высота каркаса потенциометра, воспроизводящего функцию  $f(x) = cx^2$ , стремится к нулю, а при  $f(x) = c\sqrt{x}$  — к бесконечности.

Изготовить каркасы с нулевой или бесконечной высотой невозможно. Из условий прочности и технологичности рекомендуется выбирать минимальную высоту каркаса  $h_{\text{min}} = 3 \div 4$  мм, а максимальную  $h_{\text{max}} = 50 \div 60$  мм.

Необходимую функциональную зависимость выходного напряжения можно получить только не от нулевого, а от некоторого начального значения перемещения  $x$ , не равного нулю при  $l = l_{\text{min}}$ . Следовательно, если принять за начальную точку потенциометра  $l_{\text{min}}$ , то вид зависимости  $U_{\text{вых}} = f(x)$  будет начинаться не с нулевого значения (рис. 4.15).

**Пример 4.4.** Определить форму профиля каркаса функционального потенциометра с выходной характеристикой  $U_{\text{вых}} = c \sin x$ .

**Решение.** Производная выходного напряжения по перемещению

$$dU_{\text{вых}}/dx = c \cos x.$$

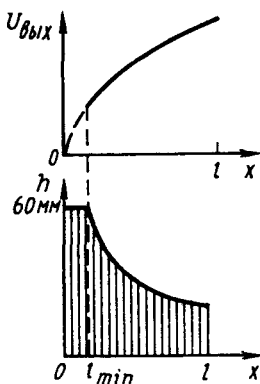


Рис. 4.15. Графики функционального потенциометра с корневозвлекающей зависимостью

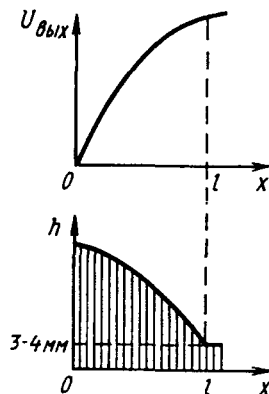


Рис. 4.16. Графики функционального потенциометра с синусоидальной зависимостью

Высота каркаса  $h = kc \cos x - b$ , т. е. профиль каркаса будет иметь вид косинусоиды (рис. 4.16).

Из формулы (4.10) и рассмотренных выше примеров построения потенциометров с необходимым профилем видно, что высота каркаса выражается функцией, которая пропорциональна производной заданной функции по перемещению.

Выполнить каркас и намотку профильного потенциометра технологически довольно трудно, поэтому в большинстве случаев для получения функциональной выходной характеристики применяют ступенчатые потенциометры.

При расчете ступенчатого функционального потенциометра кривую  $U_{\text{вых}} = f(x)$  заменяют отрезками прямых (т. е. аппроксимируют). Нелинейная функция заменяется близкой к ней ломаной прямой. Количество отрезков берут таким, чтобы максимальное значение ошибки аппроксимации не превышало заданного определенного значения. При кусочно-линейной аппроксимации функциональный потенциометр как бы делится на несколько линейных потенциометров.

Пусть функция  $f(x)$  задана в виде графика на рис. 4.17, а. Аппроксимируем ее приближенной ломаной 0123. Для получения такой функциональной зависимости выходного напряжения от перемещения можно изготовить потенциометр со ступенчатым каркасом (рис. 4.17, б). Высота участков  $h_1, h_2, h_3$  выбирается таким образом, чтобы обеспечить заданные углы наклона  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  для линейных выходных характеристик на каждом из участков длиной  $l_1, l_2, l_3$ .

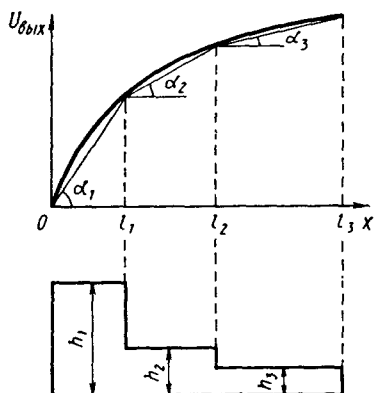


Рис. 4.17. Графики ступенчатого функционального потенциометра

Требуемую функциональную характеристику можно приближенно получить, применяя каркас постоянной высоты  $h$  с намоткой, которая на разных участках ( $l_1, l_2, l_3$ ) выполняется разным шагом (рис. 4.18). Иногда на разных участках намотки используют провода различных сечений или материалов с отличающимися удельными сопротивлениями.

Довольно распространенным способом получения функциональной зависимости между выходным напряжением и перемещением является включение дополнительных постоянных резисторов, сопротив-

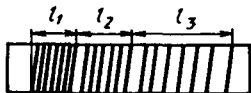


Рис. 4.18. Функциональный потенциометр с неравномерной намоткой

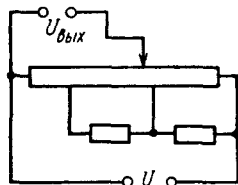


Рис. 4.19. Функциональный потенциометр с шунтирующими сопротивлениями

ление которых шунтирует участки намотки (рис. 4.19). На шунтированном участке наклон характеристики уменьшается, т. е. шунтирование равносильно уменьшению ширины каркаса.

## Контрольные вопросы

1. Как устроен потенциометрический датчик?
2. Схема включения и принцип действия потенциометрического датчика.
3. Как зависит точность потенциометрического датчика от сопротивления нагрузки?
4. Что такое функциональный потенциометрический датчик?

## Глава 5

# ТЕНЗОМЕТРИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ

### § 5.1. Назначение. Типы тензодатчиков

Тензометрические датчики служат для измерения деформаций и механических напряжений в деталях машин и механизмов. Они могут также использоваться для измерения других механических величин (давления, вибрации, ускорения и др.), которые предварительно преобразуются в деформацию.

Работа тензодатчиков основана на изменении активного сопротивления материала при его механической деформации. В качестве материала тензодатчиков используются проводники (в виде проволоки, фольги или пленки) и полупроводники.

В данной главе рассматриваются проволочные, фольговые, пленочные и полупроводниковые тензодатчики, относящиеся к параметрическим датчикам. В них выходной сигнал формируется за счет изменения активного сопротивления. Поэтому их называют еще тензорезисторами. Для измерения деформаций используются и тензометрические датчики, основанные на других принципах: магнитоупругие датчики (рассмотрены в § 6.5) и струнные датчики (рассмотрены в гл. 11).

## § 5.2. Принцип действия проволочных тензодатчиков

Принцип работы проволочного тензодатчика основан на изменении активного сопротивления проволоки при ее деформации. Изменение активного сопротивления проволоки происходит по двум причинам: во-первых, изменяются геометрические размеры проволоки (длина  $l$ , сечение  $s$ ); во-вторых, при деформации изменяется удельное сопротивление  $\rho$  материала проволоки. А эти величины и определяют активное сопротивление проволоки:

$$R = \rho l / s. \quad (5.1)$$

Рассмотрим (рис. 5.1) провод длиной  $l$ , радиусом  $r$ , сечением  $s = \pi r^2$  и объемом  $V = \pi r^2 l$ , который при деформации (растяжении) под влиянием силы  $F$  получает удлинение  $dl$  и уменьшение радиуса  $dr$ . Следовательно, новый объем проволоки

$$V + dV = \pi(r - dr)^2(l + dl). \quad (5.2)$$

Пренебрегая бесконечно малыми высших порядков [вида  $(dr)^2$ ,  $dr dl$ ], получим

$$V + dV \approx \pi r^2 + \pi r^2 dl - 2\pi r l dr,$$

откуда приращение объема

$$dV = \pi r^2 dl - 2\pi r l dr. \quad (5.3)$$

Преобразуем уравнение (5.3), помножив и поделив вычитаемое на  $rdl$  и заменив  $\pi r^2$  на  $s$ :

$$\begin{aligned} dV &= s dl - 2\pi r l \frac{rdl}{rdl} = s dl - 2s dl \frac{dr}{rdl} = \\ &= s dl \left( 1 - 2 \frac{dr/r}{dl/l} \right) = s dl (1 - 2\mu), \end{aligned} \quad (5.4)$$

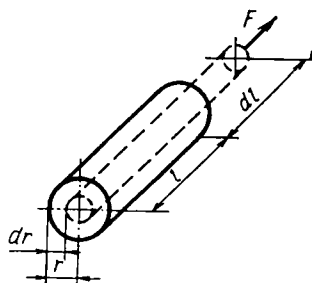


Рис. 5.1. Деформация провода

где  $\mu = \frac{dr/r}{dl/l}$  — коэффициент Пуассона, характеризующий изменение

размеров проволоки при растяжении; для металлов  $\mu = 0,24 \pm 0,5$ . Если бы материал не изменял объем при растяжении, то  $dV = 0$  и  $\mu = 0,5$ . Таким образом, реальные металлы изменяют свой объем, а следовательно, они претерпевают и внутрискруктурные изменения: очевидно меняется плотность материала и его удельное сопротивление.

Для определения изменения сопротивления проволоки при растяжении продифференцируем уравнение (5.1), полагая, что все входящие в него члены зависят от усилия  $F$ .

Напомним формулу для дифференцирования произведения функций

$$d[v(x)u(x)] = v(x)du(x) + u(x)dv(x)$$

и для дифференцирования частного функций

$$d\left[\frac{v(x)}{u(x)}\right] = \frac{u(x)dv(x) - v(x)du(x)}{[u(x)]^2}$$

Используя эти правила дифференцирования, записываем:

$$\begin{aligned} dR &= \frac{sd(\rho l) - \rho l ds}{s^2} = \frac{spdl}{s^2} + \frac{s/dp}{s^2} - \frac{\rho l ds}{s^2} = \\ &= \frac{\rho dl}{s} + \frac{l dp}{s} - \frac{\rho l ds}{s^2}. \end{aligned} \quad (5.5)$$

Продифференцируем также выражение для объема проволоки  $V = \pi r^2 l = ls$ :

$$dV = l ds + s dl. \quad (5.6)$$

Сравнивая (5.6) и (5.4), получаем

$$l ds = -s dl / 2\mu. \quad (5.7)$$

Подставляя (5.7) в (5.5), имеем

$$dR = \frac{\rho dl}{s} + \frac{l dp}{s} + \frac{\rho 2\mu dl}{s}. \quad (5.8)$$

Выражение для относительного изменения сопротивления получим, разделив (5.8) на (5.1):

$$\frac{dR}{R} = \frac{dl}{l} + \frac{dp}{\rho} + 2\mu \frac{dl}{l} = \frac{dl}{l} (1 + 2\mu) + \frac{dp}{\rho}. \quad (5.9)$$

Чувствительность проволочного тензодатчика определяем как отношение величины относительного изменения сопротивления по (5.9) к относительному изменению линейного размера:

$$S_n = \frac{dR/R}{dl/l} = 1 + 2\mu + \frac{l}{\rho} \frac{d\rho}{dl}. \quad (5.10)$$

Обозначим третье слагаемое в (5.10) через коэффициент  $m$ , учитывающий изменение удельного сопротивления, связанное с изменением размеров

$$m = \frac{d\rho/\rho}{dl/l}.$$

Тогда чувствительность

$$S_n = \frac{dR/R}{dl/l} = 1 + 2\mu + m. \quad (5.11)$$

Слагаемое  $(1 + 2\mu)$  для металлов может иметь максимальное значение 1,8 (при  $\mu = 0,4$ ). Но чувствительность для некоторых сплавов превышает 2. Это как раз и означает, что  $m > 0$ , т. е. при деформации изменяется удельное сопротивление.

В табл. 5.1 приведены характеристики некоторых сплавов, используемых для проволочных тензодатчиков. Следует иметь в виду, что деформация не является единственной причиной изменения сопротивления тензодатчика. Сопротивление меняется и в зависимости от температуры. Это явление используется в термосопротивлениях (см. гл. 9). Очевидно, для уменьшения температурной погрешности тензодатчика его материал должен иметь высокую чувствительность  $S_n$  при малом температурном коэффициенте расширения и малом значении термоЭДС при контакте с медными соединительными проводами. В табл. 5.1 приведены пределы изменения характеристик материалов проволочных тензодатчиков, поскольку эти характеристики зависят не только от состава сплава, но и от технологии изготовления.

Тензочувствительность полупроводников во много раз больше тензочувствительности металлов.

### § 5.3. Устройство и установка проволочных тензодатчиков

Устройство наиболее распространенного проволочного тензодатчика показано на рис. 5.2. На полосу тонкой прочной бумаги наклеена уложенная зигзагообразно тонкая проволока.



Таблица 5.1. Характеристики сплавов для проволочных тензодатчиков

Материал (его состав)	Относительная чувствительность $\frac{\Delta R/R}{\Delta l/l}$	Температурный коэффициент сопротивления, 1/1°С	Удельное сопротивление, Ом·мм <sup>2</sup> /м	ТермоЭДС в паре с медью, мкВ/1°С	Предел прочности	Температурный коэффициент линейного расширения, 1/1°С
Константан (медь, никель)	1,9–2,1	(-5±+5) · 10 <sup>-5</sup>	0,46–0,50	47	650	14–15
Нихром (никель, хром)	2,0	(15±17) · 10 <sup>-5</sup>	0,9–1,7	25	—	14
Железохромалюминиевый сплав	2,8–2,9	(0,7±2) · 10 <sup>-5</sup>	1,35–1,55	5–6	1200	—
Манганин (медь, марганец, никель)	0,47–0,5	(-3±+2) · 10 <sup>-5</sup>	0,4–0,45	2	—	16–18
Хромель (никель, железо, хром)	2,5	(10±50) · 10 <sup>-5</sup>	0,7–1,1	16	—	14,8

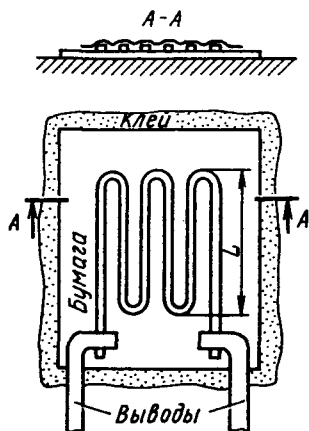


Рис. 5.2. Проволочный наклеиваемый тензодатчик

К концам проволоки с помощью пайки или сварки присоединены выводы из медной фольги, с помощью которых датчик подключен в измерительную цепь. Сверху проволока также защищена от внешних воздействий тонкой бумагой. Тензодатчик приклеивают к испытуемой детали, благодаря чему деформацию детали воспринимает проволочная решетка. Длина детали, занимаемая проволокой, называется измерительной базой датчика  $L$ .

Для того чтобы получить наибольшее изменение сопротивления датчика, его надо расположить в направлении действия деформирующего усилия (сжатия или растяжения), т. е. направление

измерительной базы должно совпадать с осью, по которой направлено усилие. Если же направления базы и усилия взаимно перпендикулярны, то деформация и изменение сопротивления очень малы. Если расположить несколько датчиков под углом друг к другу, то можно определить не только величину деформации, но и направление приложенных к детали усилий.

Приклейка датчика к детали — очень важная технологическая операция. Качество ее выполнения сильно влияет на точность и надежность работы тензодатчика. Перед приклейкой производят тщательную очистку и обезжиривание поверхности детали. Наиболее часто для приклейки используются бакелито-фенольные клеи: БФ-2 для температуры до  $100\text{ }^{\circ}\text{C}$  и кислой среды; БФ-4 для температуры до  $60\text{ }^{\circ}\text{C}$  и щелочной среды. Сушка проводится при повышенных температурах в течение часа. Для защиты от влаги используют парафиновые и другие покрытия. Разработаны специальные клеи (на кремнийорганической основе) и покрытия для использования тензодатчиков при температурах до  $1000\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

При выборе измерительной схемы для тензодатчиков необходимо учитывать два обстоятельства. Во-первых, проволочные тензодатчики имеют малое относительное изменение сопротивления ( $\Delta R/R < 1\%$ ). Для увеличения чувствительности применяют мостовые схемы с двумя или четырьмя одинаковыми датчиками, наклеиваемыми на испытуемую деталь таким образом, что датчик, включенный в одно плечо моста, работает на сжатие, а датчик, включенный в смежное плечо моста, работает на растяжение. Во-вторых,

необходимо принимать меры для компенсации температурной погрешности. Мостовая схема включения тензодатчиков с компенсацией температурной погрешности показана на рис. 5.3, а.

Рабочий датчик с сопротивлением  $R_p$  наклеивается в направлении действия усилия, а другой — компенсационный — датчик с сопротивлением  $R_k$  наклеивается в перпендикулярном направлении. Датчики  $R_p$  и  $R_k$  находятся в одинаковых тепловых условиях. При деформации детали изменяется сопротивление только датчика  $R_p$ . А при изменении температуры в одинаковой степени изменяются сопротивления  $R_p$  и  $R_k$ . Поэтому при деформации нарушается баланс моста ( $R_1 R_k = R_2 R_p$ ) и появляется выходной сигнал  $\Delta U$ , пропорциональный усилию или деформации. При изменении температуры баланс моста не нарушается.

На рис. 5.3, б показана мостовая схема включения тензодатчиков повышенной чувствительности, а на рис. 5.3, в показаны места крепления тензодатчиков. В противоположные плечи моста  $R_1$  и  $R_3$  включены датчики, работающие на растяжение (приклеенные к верхней поверхности изгибающейся под действием силы  $F$  пластины). А в плечи моста  $R_2$  и  $R_4$  включены датчики, работающие на сжатие (приклеенные к нижней поверхности пластины). Условие баланса моста ( $R_1 R_3 = R_2 R_4$ ) при деформации пластины нарушается весьма сильно:  $R_1$  и  $R_3$  увеличиваются,  $R_2$  и  $R_4$  уменьшаются. Поэтому выходной сигнал мостовой схемы  $\Delta U$  значительно больше, чем при одном изменяющемся плече моста. Чувствительность при этом повышается примерно в четыре раза. Одновременно такая схема обеспечивает и температурную компенсацию.

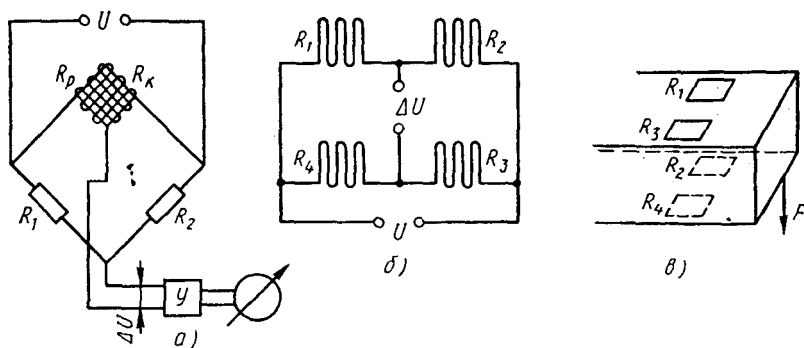


Рис. 5.3. Схемы включения и места крепления тензодатчиков

По конструктивным параметрам тензодатчики подразделяются на датчики с малой базой ( $L = 0,4 \div 4$  мм); со средней базой ( $L = 4 \div 25$  мм); с большой базой ( $L > 25$  мм). Активное сопротивление датчиков с малой базой 5—100 Ом, со средней базой 100—400 Ом, с большой базой до 1000 Ом. Ширина датчиков от 3 до 60 мм. Длина выводов датчиков составляет 20—80 мм. Относительная чувствительность проволочных тензодатчиков зависит от материала проволоки: для константана  $S_d = 1,9 \div 2,1$ ; для элинвара  $S_d = 6 \div 8,5$  (см. табл. 5.1).

#### § 5.4. Фольговые, пленочные, угольные и полупроводниковые тензодатчики

Фольговые тензодатчики изготовляют методом фотохимического травления. Решетка такого датчика выполняется из разных сплавов (медь с никелем, серебро с золотом и др.), которые обеспечивают достаточную чувствительность и в то же время имеют надежное сцепление (адгезию) с изоляционной основой, на которой выполняется датчик.

Пленочные тензодатчики изготовляют путем напыления слоя германия, теллура, висмута или сульфида свинца на эластичное изоляционное основание из слюды или кварца.

В отличие от проволочных, фольговые и пленочные тензодатчики имеют решетку не круглого, а прямоугольного сечения с очень большим отношением ширины к высоте. По сравнению с проволочными они имеют ряд преимуществ. Благодаря большой площади соприкосновения токопроводящих полосок датчика с деталью обеспечиваются хорошие условия теплоотдачи. Это позволяет в несколько раз повысить плотность тока фольговых датчиков и в десятки раз — плотность тока пленочных датчиков (до  $10^3$  А/мм<sup>2</sup>). Благодаря большому отношению периметра сечения плоской полосы к площади ее сечения улучшается восприимчивость к деформации и точность ее измерения. Чувствительность пленочных датчиков достигает 50. Благодаря увеличенному сечению концов фольговой и пленочной решетки увеличивается надежность пайки (или приваривания) выводов датчика.

Фольговые датчики имеют толщину проводящего покрытия 3—15 мкм. Сопротивление фольговых датчиков находится в пределах от 30 до 300 Ом. Фотохимический способ позволяет выполнить любой рисунок решетки, что также является достоинством фольговых датчиков. На рис. 5.4 показаны различные типы фольговых

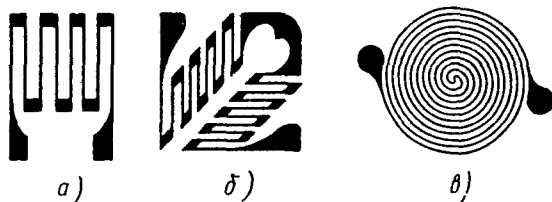


Рис. 5.4. Фольговые тензодатчики

тензодатчиков: *a* — предназначен для измерения линейных перемещений; *б* — розетка из двух датчиков, позволяющая измерять деформации в двух взаимно перпендикулярных направлениях; *в* — датчик, предназначенный для наклеивания на мембрану и измерения давления.

Для измерения механических усилий и напряжений используются и угольные датчики. Их работа основана на зависимости активного сопротивления угольных (или графитовых) контактов от силы контактного сжатия. Устройство угольного датчика показано на рис. 5.5, *a*. Угольные диски *3* зажимаются между прижимным винтом *б* и упором *5*, воспринимающим измеряемое усилие *F*. Давление на угольные диски *3* передается через металлические диски *1*, изоляционные прокладки *4* и медные прокладки *2*, имеющие выводы для включения датчика в измерительную схему.

Активное сопротивление  $R_d$  угольного столбика складывается из внутреннего сопротивления шайбы  $R_i$  и переходного контактного сопротивления между шайбами  $R_k$ :

$$R_d = R_i + R_k. \quad (5.12)$$

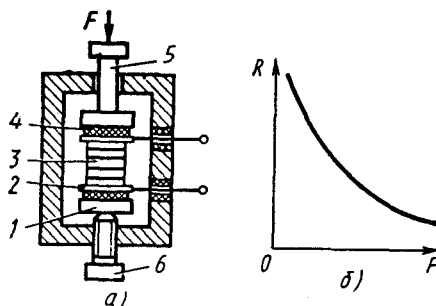


Рис. 5.5. Угольный датчик для измерения усилия

Внутреннее сопротивление диска определяется электрическими свойствами материала дисков и не зависит от усилия  $F$ . Удельное сопротивление электродных углей составляет, например, 30—150 Ом·мм<sup>2</sup>/м. Переходное контактное сопротивление зависит от усилия  $F$  следующим образом:

$$R_k = 1/(kF), \quad (5.13)$$

где  $k$  — коэффициент, зависящий от свойств материала шайб. Подставляя (5.12) в (5.13), получим

$$R_d = R_i + 1/(kF). \quad (5.14)$$

Зависимость сопротивления угольного датчика от усилия показана на рис. 5.5, б. Характеристика имеет небольшую петлю гистерезиса при прямом и обратном ходе из-за некоторого залипания угольных дисков. При небольших усилиях ( $F < F_0$ ) из-за слабого контакта между дисками статическая характеристика угольного датчика имеет зону неопределенности. Для устранения этой зоны неопределенности и служит прижимный винт б, обеспечивающий начальное усилие сжатия  $F_0$ .

Для измерения упругих деформаций используются угольные датчики тензолитового типа. Изготавливаются они из угольного (графитового) порошка или сажи, смешанной с изолирующим лаком (бакелит или шеллак). Такая масса называется тензолитом.

Выполняются угольные тензометрические датчики (рис. 5.6) в виде стержней 1 диаметром около 1 мм с медными выводами. На контролируемую деталь наклеивают полоску изоляционной бумаги 2, а к бумаге приклеивают стержень. При деформации детали стержень также деформируется. Происходит изменение плотности контакта, между частицами угля, и, следовательно, сопротивление датчика изменяется: при сжатии — уменьшается, при растяжении — увеличивается. Относительная чувствительность тензолитового датчика определяется, как и для волоконных тензодатчиков, по формуле

$$S_d = \frac{dR/R}{dl/l}.$$

Она не является постоянной величиной из-за нелинейной зависимости  $R_d = f(F)$  (см. рис. 5.5, б) и может достигать больших величин (до 20).

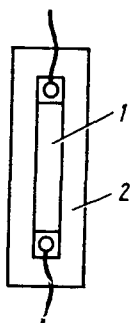


Рис. 5.6. Тензолитовый угольный датчик

В полупроводниковых тензодатчиках используются кристаллические полупроводниковые материалы. Принцип действия их такой же, как

и у проволочных тензодатчиков: изменение активного сопротивления из-за механической деформации самого проводника и изменения удельного сопротивления. Но если в металлических проводниках главным является изменение размеров [коэффициент  $\mu$  в уравнении (5.11)], то в металлических полупроводниках главным является изменение удельного сопротивления [коэффициент  $m$  в уравнении (5.11)].

Наиболее заметен тензоэффект в таких полупроводниках, как германий Ge, кремний Si, соединения индия In, галлия Ga. Для них можно на практике считать, что  $S_d \approx m$ . Чувствительность полупроводникового тензодатчика зависит от ориентировки действия сил (кристаллографического направления). Влияют на чувствительность также наличие примесей и температура.

Наибольшее распространение получили германиевые и кремниевые тензодатчики, причем последние способны работать при высоких температурах (до 540 °С) и больших механических нагрузках.

### § 5.5. Методика расчета мостовой схемы с тензодатчиками

Расчет мостовой схемы с тензодатчиками выполняется на основе следующих исходных данных: максимальное усилие  $F$ ; чувствительность  $S_d$ ; сопротивление датчика  $R_d$ ; сопротивление измерительного прибора, или входное сопротивление усилителя,  $R_{пр}$ ; допустимый ток элементов схемы  $I$ ; размеры испытуемой детали и модуль упругости  $E$  ее материала.

Эскиз крепления тензодатчика на консольной балке шириной  $b$  и толщиной  $h$  показан на рис. 5.7.

Расчет выполняется в такой последовательности:

1. Прогиб балки под действием силы  $F$ , приложенной на расстоянии  $L$  от места закрепления

$$\theta = -FL^3/(3FJ), \quad (5.15)$$

где  $J$  — осевой момент инерции;  $J = bh^3/12$ .

2. Относительное удлинение балки

$$\lambda = 6LF/(Ebh^2). \quad (5.16)$$

3. Относительное изменение сопротивления датчика

$$\varepsilon = \Delta R/R = S_d \lambda. \quad (5.17)$$

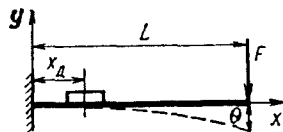


Рис. 5.7. Крепление тензодатчика на консольной балке

4. Общая чувствительность измерения

$$S_{\text{из}} = \Delta\alpha / (R\epsilon), \quad (5.18)$$

где  $\Delta\alpha$  — используемая шкала прибора. Желательно использовать всю шкалу прибора, что позволит полностью реализовать точность измерительного прибора.

5. Необходимая чувствительность мостовой схемы: для схемы с двумя датчиками

$$S_{\text{сх}} = S_{\text{из}} / (2S_{\text{пр}}), \quad (5.19a)$$

для схемы с четырьмя датчиками

$$S_{\text{сх}} = S_{\text{из}} / (4S_{\text{пр}}), \quad (5.19б)$$

где  $S_{\text{пр}}$  — чувствительность измерительного прибора.

6. Затем по методике, изложенной в гл. 2, на основании (2.16) находим функцию коэффициентов  $m$ ,  $n$ ,  $q$ , которые выражают соотношение сопротивлений плеч моста и измерительного прибора:

$$f(m, n, q) = S_{\text{сх}} R_d^2 / U. \quad (5.20)$$

7. Определяем коэффициенты  $q$  и  $m$ :  $q = R_{\text{пр}} / R_d$ ;  $m = 1$  (для двух датчиков).

8. Необходимое значение коэффициента  $n$  находим по номограмме, построенной для полученных значений  $q$  и  $m$  аналогично рис. 2.4. Полученное значение чувствительности сопоставляется с формулой (5.20), и решается вопрос об использовании всей шкалы прибора.

Значение коэффициента  $n$  не должно превышать определенного предела, при котором ток не превышает допустимого значения при напряжении питания мостовой схемы  $U$ .

9. При измерении динамических деформаций частота питания должна быть в 5—10 раз выше частоты измеряемой деформации. При измерении деформаций частотой более 1 кГц мост обычно питают постоянным током.

10. Если невозможно обеспечить требуемую точность измерения, то применяют методы тарировки (градуировки) измерительного прибора по образцовому прибору.

## Контрольные вопросы

1. Почему сопротивление проволоки изменяется при деформации?
2. Какими преимуществами обладают фольговые и пленочные тензодатчики по сравнению с проволочными?
3. Из каких материалов чаще всего делают проволочные и полупроводниковые тензодатчики?



## Глава 6

# ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ДАТЧИКИ

### § 6.1. Назначение. Типы электромагнитных датчиков

Электромагнитные датчики предназначены для преобразования перемещения в электрический сигнал за счет изменения параметров электромагнитной цепи. Эти изменения могут заключаться, например, в увеличении или уменьшении магнитного сопротивления  $R_m$  магнитной цепи датчика при перемещении сердечника. Если перемещается не сердечник, а обмотка, то происходит изменение потокоцепления обмотки. Таким образом, изменения в электромагнитной цепи датчика могут быть вызваны как перемещением элемента магнитной цепи (сердечника или якоря), так и перемещением элемента электрической цепи (обмотки). В результате таких перемещений изменяется индуктивность обмотки  $L$  или ее взаимоиндуктивность  $M$  с обмоткой возбуждения. Поэтому в технической литературе электромагнитные датчики часто называют *индуктивными*.

Электромагнитные датчики обычно рассматривают как параметрические, поскольку величины  $L$  и  $M$  зависят от перемещения  $x$ :  $L = f(x)$ ,  $M = f(x)$ . Но электромагнитные датчики с изменяющейся взаимоиндуктивностью можно отнести и к генераторному типу, поскольку в результате изменяется и ЭДС обмотки, т. е.  $E = f(x)$ .

Так как ЭДС в выходной обмотке появляется за счет изменения коэффициента взаимоиндукции с обмоткой возбуждения, то такие электромагнитные датчики называют *трансформаторными*. Ведь обмотку возбуждения можно рассматривать как первичную обмотку трансформатора, а выходную обмотку — как вторичную. К генераторным относятся и *индукционные датчики*, в обмотках которых генерируется ЭДС в зависимости от скорости перемещения:  $E = f(dx/dt)$ .

С помощью электромагнитных датчиков можно автоматически измерять механические силы, давление, температуру, свойства магнитных материалов, определять внутренние полости и трещины в деталях (дефектоскопия), толщину немагнитных покрытий на стали, расход жидкостей и газов в трубопроводах и др.

Электромагнитные датчики имеют следующие достоинства: простота и дешевизна конструкции, механическая прочность, высокая надежность за счет возможности съема выходного сигнала без скользящих контактов, возможность питания от промышленной

сети частотой 50 Гц, возможность получения достаточно высокой мощности выходного сигнала, возможность работы как в диапазоне малых (доли мм), так и больших (метры) перемещений.

К недостаткам электромагнитных датчиков следует отнести влияние на выходной сигнал внешних электромагнитных полей и частоты питающего напряжения, а также возможность работы только на переменном токе (питание постоянным током возможно лишь для индукционных датчиков, рассмотренных в § 6.6).

Изменение индуктивности и взаимоиндуктивности может происходить и под влиянием механических напряжений в сердечнике электромагнитного датчика. Такие напряжения приводят к изменению магнитной проницаемости ферромагнитного материала сердечника. Электромагнитные датчики, основанные на таком физическом явлении, называются *магнитоупругими* датчиками.

Электромагнитные датчики (индуктивные, трансформаторные, индукционные, магнитоупругие) получили широкое распространение в системах автоматики.

## § 6.2. Принцип действия и основы расчета индуктивных датчиков

Простейший индуктивный датчик представляет собой дроссель с переменным воздушным зазором в магнитопроводе. На рис. 6.1 показаны две наиболее распространенные конструктивные схемы индуктивных датчиков на одном сердечнике. Это одинарные индуктивные датчики. На сердечнике 1 из электротехнической стали размещена обмотка 2, подключаемая к источнику переменного напряжения. Магнитный поток в сердечнике замыкается через якорь 3, который может перемещаться относительно сердечника 1. Якорь 3 механически связан с деталью, перемещение которой необходимо измерить. Эта деталь на рисунке не показана, но перемещение  $x$  ее может происходить в вертикальном (рис. 6.1, а) или в горизонтальном направлении (рис. 6.1, б). Перемещение якоря изменяет магнитное сопротивление магнитной цепи, состоящей из сердечника, якоря и воздушного зазора  $\delta$ . Следовательно, изменится индуктивность обмотки 2. Поскольку эта обмотка включена на переменное напряжение, ток в обмотке 2 будет определяться ее полным сопротивлением, в которое входит и индуктивное сопротивление. С увеличением воздушного зазора магнитное сопротивление увеличивается, а индуктивность, индуктивное и полное сопротивления

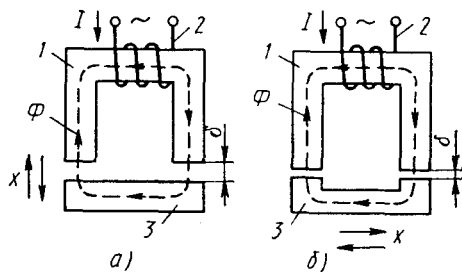


Рис. 6.1. Простые индуктивные датчики

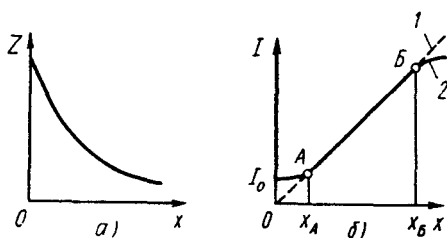


Рис. 6.2. Характеристики индуктивного датчика

уменьшаются (рис. 6.2, а). Следовательно, ток в обмотке увеличивается (рис. 6.2, б). Полагая ток  $I$  в обмотке за выходной сигнал датчика, а перемещение  $x$  — за входной сигнал, имеем выходную статическую характеристику в виде графика  $I = f(x)$ .

Найдем выражение, определяющее зависимость тока в обмотке датчика от перемещения. Анализ проведем применительно к конструктивной схеме, показанной на рис. 6.1, а. В этом случае приращение перемещения  $x$  всегда равно приращению зазора  $\delta$ , поэтому нам необходимо получить математическую зависимость тока  $I$  от зазора  $\delta$ :  $I = f(\delta)$ .

Пусть обмотка датчика включена на напряжение питания;  $u = \sqrt{2}U \sin \omega t$ , где  $U$  — действующее значение напряжения,  $\omega$  — угловая частота, рад/с. По закону Ома, действующее значение тока в обмотке

$$I = U/z, \quad (6.1)$$

где  $z$  — полное сопротивление обмотки датчика, Ом, состоящее из активного  $R$  и индуктивного  $X_L$  сопротивлений:  $z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$ . Индуктивное сопротивление  $X_L$  пропорционально индуктивности  $L$  и

частоте питания  $f$ :  $X_L = 2\pi fL = \omega L$ . (Напомним, что  $\omega = 2\pi f$ .) После подстановки имеем

$$z = \sqrt{R^2 + (2\pi fL)^2}. \quad (6.2)$$

Индуктивность обмотки датчика с числом витков  $\omega$

$$L = \omega\Phi/I, \quad (6.3)$$

где  $\Phi$  — магнитный поток сердечника, Вб. Принимаем, что весь магнитный поток проходит через воздушный зазор, т. е. потоки рассеяния отсутствуют. Тогда

$$\Phi = I\omega/R_M. \quad (6.4)$$

Здесь  $R_M$  — магнитное сопротивление магнитопровода датчика,  $\text{Гн}^{-1}$ . Это сопротивление складывается из сопротивления стали сердечника и якоря  $R_{ст}$  и сопротивления воздушного зазора  $R_B$ :

$$R_M = R_{ст} + R_B. \quad (6.5)$$

Сопротивление воздушного зазора пропорционально удвоенной длине воздушного зазора  $\delta$ , поскольку магнитный поток проходит через воздушный зазор дважды:

$$R_B = 2\delta/(\mu_0 s_M), \quad (6.6)$$

где  $s_M$  — поперечное сечение воздушной части магнитопровода, равное активной площади поперечного сечения сердечника в зоне воздушного зазора,  $\text{м}^2$ ;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$   $\text{Гн/м}$  — магнитная проницаемость вакуума (магнитная постоянная).

После подстановки (6.5) и (6.6) в (6.4) получим выражение для магнитного потока:

$$\Phi = \frac{I\omega}{R_{ст} + 2\delta/(\mu_0 s_M)}. \quad (6.7)$$

Выражение для индуктивности получаем подстановкой (6.7) в (6.3):

$$L = \frac{\omega^2}{R_{ст} + 2\delta/(\mu_0 s_M)}. \quad (6.8)$$

Индуктивное сопротивление обмотки

$$X_L = \omega L = \frac{\omega\omega^2}{R_{ст} + 2\delta/(\mu_0 s_M)}. \quad (6.9)$$

Полное сопротивление обмотки

$$z = \sqrt{R^2 + \omega^2 \left[ \frac{\omega^2}{R_{\text{ст}} + 2\delta/(\mu_0 s_m)} \right]^2}. \quad (6.10)$$

Анализ формулы (6.10) показывает, что с увеличением воздушного зазора (а следовательно, и перемещения) полное сопротивление уменьшается, стремясь в пределе к величине активного сопротивления обмотки  $R$ . Зависимость полного сопротивления  $z$  от величины зазора  $\delta$  показана на рис. 6.2, а. Ток в обмотке датчика

$$I = \frac{U}{z} = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 \left[ \frac{\omega^2}{R_{\text{ст}} + 2\delta/(\mu_0 s_m)} \right]^2}}. \quad (6.11)$$

Если входным сигналом датчика считать перемещение якоря  $x$  от начального положения при  $\delta = 0$  в сторону увеличения зазора (по рис. 6.1, а), то формула после замены  $\delta$  на  $x$  представляет собой статическую характеристику одинарного индуктивного датчика, т. е.  $I = f(x)$ . График статической характеристики показан на рис. 6.2, б. Как видно из анализа формулы (6.11) и графика, зависимость  $I = f(x)$  имеет нелинейный характер. Однако на графике можно выделить участок  $AB$ , на котором соблюдается прямая пропорциональность между входным и выходным сигналами. Этот участок называется рабочим, датчик используется именно в диапазоне входных сигналов от  $x_A$  до  $x_B$ . Следовательно, датчик всегда имеет некоторый воздушный зазор, не меньший  $x_A$ . В большинстве конструкций индуктивных датчиков магнитопровод ненасыщен и магнитная проницаемость материала сердечника весьма велика. Поэтому магнитное сопротивление воздушного зазора (уже при  $\delta = x_A$ ) значительно больше магнитного сопротивления стального сердечника, т. е.  $R_B \gg R_{\text{ст}}$ .

Пренебрегая величиной  $R_{\text{ст}}$  в формуле (6.9), получаем упрощенное выражение для индуктивного сопротивления (с учетом  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м):

$$X_L = \frac{\omega^2}{2\delta/(4\pi \cdot 10^{-7} s_m)} = \frac{2\pi\omega^2 s_m}{\delta} \cdot 10^{-7}. \quad (6.12)$$

В этом же диапазоне изменения воздушного зазора от  $x_A$  до  $x_B$  активное сопротивление  $R$  значительно меньше индуктивного сопротивления  $X_L$ :  $R \ll X_L$ .

Пренебрегая в (6.2) величиной  $R$ , с учетом (6.12) получаем приближенное выражение статической характеристики индуктивного датчика

$$I = \frac{10^7 U}{2\pi\omega^2 s_m} x = Kx, \quad (6.13)$$

где  $K$  — коэффициент передачи, определяемый напряжением и частотой питания, конструктивными размерами сердечника и числом витков обмотки датчика:

$$K = \frac{10^7 U}{2\pi\omega^2 s_m}.$$

Таким образом, в некотором диапазоне изменения входного сигнала  $x_A \leq x \leq x_B$  статическая характеристика индуктивного датчика является линейной с постоянным коэффициентом передачи.

График такой статической характеристики имеет вид прямой линии (штриховая линия 1 на рис. 6.2, б). Это идеальная характеристика датчика. Реальная характеристика (сплошная линия 2 на рис. 6.2, б) совпадает с идеальной на рабочем участке  $AB$ . Проанализируем причины отклонения реальной характеристики от идеальной.

В зоне  $x < x_A$  воздушный зазор очень мал и его магнитное сопротивление становится соизмеримым с магнитным сопротивлением стальных сердечника и якоря. Реальная характеристика начинается не от нуля, поскольку даже при  $\delta = 0$  индуктивное сопротивление не может быть равно бесконечности. Следовательно, некоторый ток будет протекать по обмотке, выполненной даже на замкнутом магнитопроводе. Для уменьшения значения начального тока  $I_0$  используют для сердечника и якоря индуктивного датчика материалы с высоким значением магнитной проницаемости.

В зоне  $x > x_B$  индуктивное сопротивление обмотки уже настолько уменьшается, что становится соизмеримым с активным сопротивлением обмотки, которое и ограничивает нарастание тока. Следует также отметить, что при больших зазорах часть магнитного потока уже не замыкается через якорь, а замыкается непосредственно по воздуху.

На практике диапазон изменения воздушного зазора для индуктивных датчиков по рис. 6.1, а не превышает 4—5 мм. Значительно больший диапазон изменения входного сигнала (перемещения) имеют индуктивные датчики по рис. 6.1, б. Такие датчики имеют близкую к линейной статическую характеристику при перемещении якоря до 10—15 мм.

Величину начального воздушного зазора  $\delta_0$  (т. е. исходное положение якоря, при котором входной сигнал равен нулю) рекомендуется выбирать в середине линейного участка статической характеристики датчика. Оценим чувствительность индуктивного датчика при включении его в одно плечо мостовой измерительной схемы в качестве переменного сопротивления. Питание моста осуществляется напряжением переменного тока. В этом случае чувствительность представляет собой относительное изменение сопротивления, деленное на приращение величины воздушного зазора:

$$S_d = \frac{\Delta z/z}{\Delta \delta}, \quad (6.14)$$

где  $\Delta \delta$  — приращение величины воздушного зазора, вызывающее изменение полного сопротивления обмотки датчика  $z$  на  $\Delta z$ .

Пренебрегая  $R \ll X_L$ , имеем  $z = \omega L$ . Возьмем производную полного сопротивления по перемещению при  $\omega = \text{const}$

$$dz/d\delta = \omega dL/d\delta. \quad (6.15)$$

Подставим в (6.15) значение индуктивности из (6.9), пренебрегая  $R_{\text{ст}}$ :

$$\frac{dz}{d\delta} = -\frac{\omega \omega^2 \mu_0 s_m}{2\delta^2},$$

или, переходя к конечным приращениям,

$$\frac{\Delta z}{\Delta \delta} = -\omega \omega^2 \mu_0 s_m / (2\delta^2). \quad (6.16)$$

Поделив (6.16) на  $z = \omega L$ , получим выражение для чувствительности:

$$S_d = \left| \frac{\Delta z / \Delta \delta}{z} \right| = \frac{\omega \omega^2 \mu_0 s_m}{2\delta^2 \omega L} = \frac{\omega^2 \mu_0 s_m 2\delta}{2\delta^2 \omega^2 \mu_0 s_m} = \frac{1}{\delta}. \quad (6.17)$$

С увеличением зазора чувствительность датчика резко уменьшается. А при выборе в качестве начальной точки малой величины зазора можно получить большую чувствительность и значительный сигнал разбаланса мостовой схемы, что позволяет в ряде случаев отказаться от использования усилителя на выходе моста. Например, при  $\delta_0 = 1$  мм и  $\Delta \delta = 0,1$  мм чувствительность  $S_d = 1/10^{-3} = 1000$  1/м и относительное изменение сопротивления  $\Delta z/z = S_d \Delta \delta = 1000 \cdot 10^{-4} = 0,1$ , т. е. при изменении зазора на 0,1 мм сопротивление датчика изменяется на 10 %.

Одним из недостатков одинарного индуктивного датчика является то, что на его якорь действует сила притяжения к сердечнику. Эта сила вносит погрешность в работу датчика тем большую, чем меньше перестановочное усилие детали, перемещение которой надо измерить. Индуктивный датчик представляет собой электромагнит, тяговая сила которого, как известно из электротехники, пропорциональна производной магнитной энергии  $W_m$  по перемещению:

$$F = - \frac{dW_m}{d\delta}. \quad (6.18)$$

Знак минус означает, что сила направлена в сторону, соответствующую уменьшению магнитной энергии. Энергия магнитного поля катушки с током

$$W_m = \frac{LI^2}{2}. \quad (6.19)$$

Если сделать те же допущения, что и при выводе уравнения статической характеристики датчика (6.13), то для электромагнитной силы, действующей на якорь, можно записать уравнение

$$F_3 = \frac{1}{2} I^2 \frac{dI}{d\delta} = \frac{1}{\omega^2 \mu_0 S_m} - \frac{U^2}{\omega^2}. \quad (6.20)$$

Анализ уравнения (6.20) показывает, что в рабочем диапазоне входных перемещений при принятых допущениях электромагнитная сила притяжения не зависит от зазора  $\delta$ . Эта сила пропорциональна квадрату напряжения питания и обратно пропорциональна квадрату частоты питания. Повышение частоты питания снижает силу притяжения, но ухудшает точность работы датчика, поскольку возрастают потери в стали из-за вихревых токов.

Кроме наличия электромагнитной силы притяжения индуктивные датчики имеют также и другие серьезные недостатки: при изменении знака входного сигнала не меняется знак выходного сигнала (т. е. датчик не является реверсивным); диапазон изменения входного сигнала, при котором сохраняется линейность статической характеристики, невелик.

Указанные недостатки ограничивают область применения одинарных индуктивных датчиков. На практике они нашли применение в качестве бесконтактных датчиков положения и концевых выключателей при управлении механизмами, имеющими значительные перестановочные усилия. В таких схемах автоматики наиболее полно проявляются достоинства одинарных индуктивных датчиков: простота конструкции и высокая надежность.



### § 6.3. Дифференциальные (реверсивные) индуктивные датчики

Дифференциальные индуктивные датчики представляют собой совокупность двух одинарных (нереверсивных) датчиков с общим якорем. Предназначены дифференциальные индуктивные датчики для получения реверсивной статической характеристики и для компенсации электромагнитной силы притяжения якоря.

Рассмотрим работу дифференциального индуктивного датчика (рис. 6.3, а), состоящего из двух одинаковых сердечников 1 и 2 с обмотками и расположенного между сердечниками якоря 3, способного перемещаться влево и вправо относительно среднего симметричного положения. Питание дифференциального датчика осуществляется от трансформатора с выводом от средней точки вторичной обмотки. Сопротивление нагрузки  $R_H$  включается между этой средней точкой и общей точкой обмоток сердечников 1 и 2. Ток в сопротивлении нагрузки можно представить как алгебраическую сумму двух токов: в левом и правом контурах. Каждый контур состоит из половины вторичной обмотки трансформатора, одинарного индуктивного датчика и сопротивления нагрузки  $R_H$ , общего для обоих контуров. Рассмотрим направления контурных токов в момент времени, когда во вторичной обмотке трансформатора индуцируется условно положительный полупериод напряжения: плюс — у левого зажима; минус — у правого. Полярность средней точки относитель-

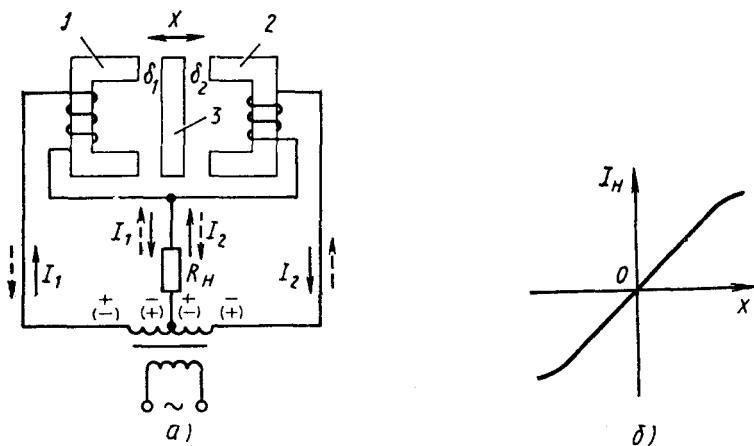


Рис. 6.3. Дифференциальный индуктивный датчик

но левого зажима будет минусовая, а относительно правого — плюсовая. Принимая за положительное направление тока во внешней цепи от плюса к минусу, определяем, что ток левого контура  $I_1$  направлен сверху вниз, а ток правого контура  $I_2$  — снизу вверх. Следовательно, эти токи вычитаются, а через нагрузку пойдет разностный ток. В следующий полупериод полярность изменится на противоположную (на рис. 6.3 показана в скобках). Соответственно изменится направление токов в нагрузке, но опять ток в нагрузке будет равен разности токов  $I_1$  и  $I_2$  (направление их показано пунктиром). Очевидно, что каждый из этих контурных токов можно определить по формулам (6.11) или (6.13). При среднем (симметричном) положении якоря 3 индуктивности обмоток 1 и 2 одинаковы. Следовательно, токи  $I_1$  и  $I_2$  равны, разность их равна нулю, выходной сигнал (ток в сопротивлении нагрузки) равен нулю:  $I_n = I_1 - I_2 = 0$ .

При перемещении якоря вправо (примем его за положительный входной сигнал) индуктивность  $L_2$  возрастает, поскольку воздушный зазор в одинарном индуктивном датчике 2 уменьшается, а индуктивность  $L_1$  убывает, поскольку зазор в датчике 1 увеличивается. Следовательно,  $I_1 > I_2$  и появляется выходной сигнал в виде тока нагрузки определенной полярности. При перемещении якоря влево (отрицательный входной сигнал) соответственно уменьшается  $L_2$  и увеличивается  $L_1$  соотношение токов  $I_1 < I_2$  и полярность тока нагрузки изменяется. Поскольку речь идет о переменном синусоидальном токе, это означает, что фаза тока изменяется на  $180^\circ$ . Таким образом, статическая характеристика дифференциального датчика (рис. 6.3, б) будет реверсивной, зависящей от знака входного сигнала. А дифференциальным датчик называется потому, что выходной сигнал формируется как разность сигналов двух одинаковых датчиков.

Силы притяжения якоря к сердечникам возникают и в этом случае, но направлены они в противоположные стороны и поэтому почти полностью взаимно компенсируются. Поэтому для перемещения якоря требуется незначительное усилие. Очень важной особенностью дифференциального датчика является равенство нулю выходного сигнала при нулевом входном сигнале. Напомним, что в одинарном датчике выходной сигнал (ток через обмотку) был не равен нулю даже при нулевом воздушном зазоре.

Для получения реверсивной статической характеристики используют и мостовую схему включения индуктивных датчиков (рис. 6.4, а, б). Плечи моста образованы обмотками двух сердечников 1 и 2 с индуктивностями соответственно  $L_1$  и  $L_2$  и двумя постоянными резисторами с сопротивлением  $R$ . К одной диагонали моста

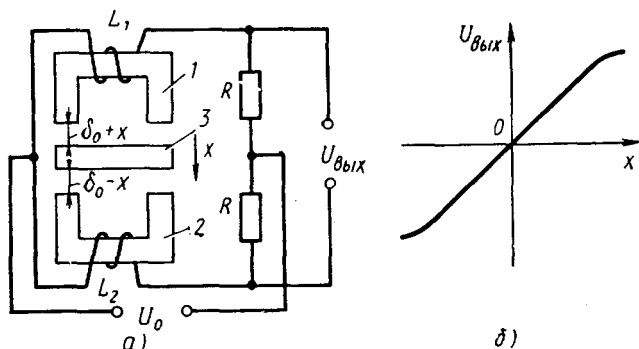


Рис. 6.4. Мостовая схема реверсивного индуктивного датчика

подводится напряжение питания  $U_0$  переменного тока, со второй диагонали снимается выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$ . Если якорь 3 занимает среднее положение, то индуктивности  $L_1$  и  $L_2$  одинаковы и мост сбалансирован. Выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  при этом равно нулю. При отклонении якоря от среднего положения баланс моста нарушается, так как индуктивность одной обмотки увеличивается, а другой — уменьшается. Изменение направления перемещения якоря вызывает изменение фазы выходного напряжения на  $180^\circ$ , т. е. характеристика мостовой схемы индуктивных датчиков является реверсивной (см. рис. 6.3, б).

Оценим чувствительность датчика в мостовой схеме. Сначала преобразуем уравнение (6.12) для индуктивности:

$$L_1 = \frac{2\omega^2 s_m}{\delta_0 + x} 10^{-7} = \frac{2\omega^2 s_m}{\delta_0(1 + \sigma)} 10^{-7} = \frac{L_0}{1 + \sigma};$$

$$L_2 = \frac{2\omega^2 s_m}{\delta_0 - x} 10^{-7} = \frac{2\omega^2 s_m}{\delta_0(1 - \sigma)} 10^{-7} = \frac{L_0}{1 - \sigma},$$

где  $\sigma = \frac{x}{\delta_0}$  — относительное перемещение якоря,  $L_0 = \frac{2\omega^2 s_m}{\delta_0} \cdot 10^{-7}$  —

индуктивность датчика при среднем положении якоря, когда якорь 3 находится на одинаковом расстоянии от сердечников 1 и 2, равном  $\delta_0$ . Уравнение для  $L_1$  помножим и поделим на  $(1 - \sigma)$ :

$$L_1 = \frac{L_0(1 - \sigma)}{(1 + \sigma)(1 - \sigma)} = \frac{L_0(1 - \sigma)}{1 - \sigma^2}.$$

Уравнение для  $L_2$  помножим и поделим на  $(1 + \sigma)$ :

$$L_2 = \frac{L_0(1 + \sigma)}{(1 - \sigma)(1 + \sigma)} = \frac{L_0(1 + \sigma)}{1 - \sigma^2}.$$

Чувствительность оценивается при малых входных сигналах, когда  $x < \delta_0$  и  $\sigma < 1$ . Поэтому  $\sigma^2 \ll 1$  и  $\sigma^2$  в знаменателе можно пренебречь. В первом приближении для малых входных сигналов принимаем

$$L_1 = L_0(1 - \sigma); \quad L_2 = L_0(1 + \sigma). \quad (6.21)$$

Полагая, что мост не нагружен, для установившегося режима можно записать выражение для выходного напряжения схемы:

$$\begin{aligned} \underline{U}_{\text{вых}} = \underline{I}_1 R - \underline{I}_2 R = \underline{U}_0 R [R_2 - R_1 + j\omega(L_2 - L_1)] / [(j\omega L_1 + \\ + R_1 + R)(j\omega L_2 + R_2 + R)]. \end{aligned} \quad (6.22)$$

Формулу (6.22) можно упростить в предположении, что активные сопротивления обмоток ( $R_1, R_2$ ) значительно меньше их индуктивных сопротивлений ( $\omega L_1, \omega L_2$ ).

Подставляя в (6.22) значения индуктивностей  $L_1$  и  $L_2$ , определяемых выражением (6.21), получим для малых отклонений  $\sigma$

$$\underline{U}_{\text{вых}} = \underline{U}_0 R (-j\omega 2L_0\sigma) / (j\omega L_0 + R)^2. \quad (6.23)$$

Модуль выражения (6.23) определяет амплитуду выходного напряжения, а аргумент — фазу.

Амплитуда выходного напряжения

$$|\underline{U}_{\text{вых}}| = \frac{U_0 2\omega L_0 R \sigma}{\omega^2 L_0^2 + R^2}.$$

Чувствительность (или коэффициент преобразования) датчика определяется как производная выходного напряжения по перемещению при  $x = 0$ :

$$S_d = \left[ \frac{dU_{\text{вых}}}{dx} \right]_{x=0} = \frac{U_0}{\delta_0} \frac{2\omega L_0 R}{\omega^2 L_0^2 + R^2}. \quad (6.24)$$

Повысить чувствительность можно увеличением напряжения питания и снижением величины начального воздушного зазора, т. е. сближением сердечников 1 и 2.

Питание индуктивных датчиков всегда осуществляется переменным током, но с помощью выпрямительных схем выходной ток может быть и постоянным. Для того чтобы иметь реверсивную характеристику, используют фазочувствительный выпрямитель. Схема

реверсивного индуктивного датчика с выходным постоянным током показана на рис. 6.5. Сердечники на схеме показаны Ш-образной формы. Такие сердечники используются чаще, чем П-образные, показанные на предыдущих рисунках, хотя принцип действия одинаков для датчиков с сердечниками разной формы. Выходной сигнал датчика снимается с помощью измерительного трансформатора 1 и подается на одну диагональ выпрямительного моста 3. Опорное напряжение снимается с трансформатора 2 и подается на другую диагональ моста 3. Нагрузка  $R_H$  включается между средними точками вторичных обмоток трансформаторов 1 и 2. При фазочувствительном выпрямлении изменение фазы сигнала на  $180^\circ$  приводит к изменению полярности выпрямленного напряжения.

Следует отметить, что при неидентичности одинарных индуктивных датчиков, используемых в дифференциальной или мостовой схемах, возникает остаточное напряжение даже в среднем положении якоря. Это остаточное напряжение сдвинуто по фазе относительно напряжения питания, определяющего фазу полезного сигнала. Следовательно, остаточное напряжение может быть разложено на две составляющие. Одна составляющая, совпадающая по фазе с полезным сигналом, называется синфазной. Другая составляющая, сдвинутая по фазе на  $90^\circ$  относительно полезного сигнала, называется квадратурной. Остаточное напряжение является напряжением погрешности, и поэтому желательно его скомпенсировать. Синфазную составляющую остаточного напряжения можно скомпенсировать соответствующим перемещением якоря от среднего положения. Одновременно скомпенсировать и синфазное и квадратурное напряжения погрешности таким способом нельзя. Для подавления квадратурной составляющей могут быть использованы фазочувстви-

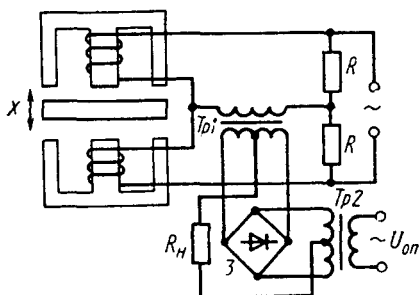


Рис. 6.5. Схема включения реверсивного индуктивного датчика с выходным постоянным током

тельные выпрямители, обладающие свойством не пропускать сигналы, сдвинутые по фазе на  $90^\circ$  относительно опорного напряжения.

Реверсивные индуктивные датчики с сердечниками Ш- и П-образной формы используются для измерения довольно малых перемещений; они имеют начальный зазор порядка  $0,3-1$  мм.

Для измерения больших перемещений применяют индуктивные датчики в виде катушки с подвижным внутренним сердечником. Если сердечник полностью введен внутри катушки, на которую намотана обмотка, то ее индуктивное сопротивление максимально, а ток в обмотке имеет минимальное значение. При выводе сердечника из катушки индуктивное сопротивление уменьшается, а ток соответственно увеличивается. Индуктивные датчики в виде катушки с перемещающимся внутри нее сердечником получили название *плунжерных* датчиков. Их также называют индуктивными датчиками с разомкнутым магнитопроводом, поскольку даже при максимальной индуктивности обмотки основной путь магнитного потока проходит по воздуху. С этой точки зрения рассмотренные выше датчики с обмоткой на неподвижном сердечнике и с перемещающимся якорем называют индуктивными датчиками с замкнутым магнитопроводом.

У плунжерных датчиков есть одна очень важная особенность: они позволяют получить информацию о перемещении из замкнутого, изолированного пространства. Пусть, например, надо измерить уровень какой-либо очень вредной жидкости, пары которой ядовиты, да еще находятся под большим давлением. Тогда катушку 1 плунжерного датчика (рис. 6.6) надевают на разделительную трубку 3

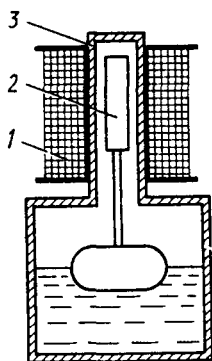


Рис. 6.6. Индуктивный датчик плунжерного типа

из нержавеющей немагнитной стали, внутри которой и перемещается сердечник 2 из ферромагнитного материала. Перемещение сердечника изменяет индуктивность катушки, а разделительная трубка не экранирует магнитное поле, поскольку материал трубки имеет очень малую магнитную проницаемость. Таким образом, обмотка датчика, все другие электрические элементы измерительной схемы размещены в обычных, нормальных условиях. В связи с этим про плунжерные датчики говорят, что они позволяют вывести перемещение из замкнутого объема. В этом основное преимущество плунжерных датчиков перед датчиками с замкнутым магнитопроводом. А вот по чувствительности, мощно-

сти выходного сигнала плунжерные датчики уступают индуктивным датчикам с замкнутым магнитопроводом.

С помощью плунжерных датчиков могут быть реализованы такие же дифференциальные и мостовые схемы, какие были рассмотрены выше (см. рис. 6.3, 6.4).

Рассмотрим в качестве примера использование плунжерных датчиков в схеме индуктивного моста (рис. 6.7). Обмотка каждого из двух датчиков *A* и *B* имеет вывод от средней точки. Обмотки датчиков соединены друг с другом проводами линии связи. Напряжение питания приложено между средними точками обмоток. Каждая из половин обмоток образует плечо моста переменного тока. Датчик *A* установлен в передающем приборе, датчик *B* — в приемном приборе. При перемещении сердечника датчика *A* изменяется индуктивное сопротивление каждой из половин его обмотки. Например, при перемещении сердечника вверх возрастает индуктивность  $L_{A1}$  и уменьшается индуктивность  $L_{A2}$ . Баланс моста нарушается, и по проводам линии связи протекают токи разбаланса  $I_1$  и  $I_2$ . Эти токи, протекая по обмотке датчика *B*, вызывают электромагнитную силу, перемещающую сердечник датчика *B*. Под действием этой силы сердечник датчика *B* устанавливается в такое же положение, что и сердечник датчика *A*. При этом, естественно, происходит соответствующее изменение индуктивностей  $L_{B1}$  и  $L_{B2}$ . Условием баланса моста является, как известно, равенство произведений сопротивлений противоположных плеч моста или соответствующих индуктивностей:  $L_{A1}L_{B2} = L_{A2}L_{B1}$ .

Схема индуктивного моста позволяет осуществить дистанционную передачу линейных перемещений. Однако усилие на приемной стороне весьма невелико. Например, выпускались приборы с катушками диаметром 65 мм, высотой 135 мм и массой 2,5 кг. При полном ходе в 30 мм обеспечивалось усилие в несколько сантиньютон на 1 % полного хода сердечника. Такого усилия достаточно лишь для перемещения стрелки в приемном приборе.

Для получения значительно больших усилий схема индуктивного моста используется совместно с усилителем и электродвигателем. Напряжение разбаланса моста  $\Delta U$  снимается с измерительной диагонали моста и подается на вход усилителя, который питает электродвигатель, перемещающий (через редуктор) сердечник датчика *B* до тех пор, пока не наступит баланс моста, т. е.  $\Delta U = 0$ .

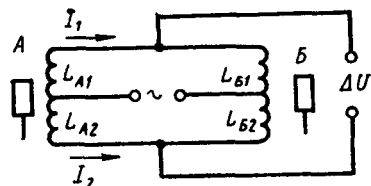


Рис. 6.7. Индуктивный мост для дистанционной передачи линейных перемещений

### § 6.4. Трансформаторные датчики

Принцип действия трансформаторных датчиков основан на изменении коэффициента взаимной индукции обмоток при перемещении якоря. Они относятся к электромагнитным датчикам генераторного типа. Магнитные системы трансформаторных датчиков такие же, как и у рассмотренных в предыдущем параграфе индуктивных датчиков. Отличие заключается лишь в том, что добавляется еще обмотка, с которой и снимается выходной сигнал. Благодаря этому в трансформаторных датчиках отсутствует непосредственная электрическая связь между цепью питания и измерительной цепью. Существует связь лишь за счет магнитного поля (трансформаторная связь), что позволяет выбором числа витков выходной обмотки получить любой уровень выходного напряжения.

На рис. 6.8 показан трансформаторный датчик с подвижным якорем. Обмотка возбуждения  $w_1$  питается напряжением  $U_1$ , которое создает в магнитопроводе переменный магнитный поток  $\Phi$ . Во вторичной обмотке  $w_2$  индуцируется ЭДС  $E_2$ , значение которой зависит от величины воздушного зазора  $\delta$ . Максимальная ЭДС  $E_2$  получается при  $\delta = 0$ , поскольку при этом магнитное сопротивление замкнутого магнитопровода минимально и по нему проходит максимальный магнитный поток  $\Phi$ . С увеличением  $\delta$  уменьшаются магнитный поток и соответствующая ему ЭДС  $E_2$ . Такой датчик используется для измерения малых линейных перемещений, но имеет серьезный недостаток: зависимость ЭДС  $E_2$  от перемещения якоря  $x$  нелинейна и не проходит через нуль.

На рис. 6.9, а показан трансформаторный датчик с поворотной обмоткой. Магнитопровод датчика неподвижен и состоит из ярма 1 и сердечника 2. Обмотка возбуждения  $w_1$  размещена на ярме 1, запитана переменным напряжением  $U_1$  и создает в зазоре между ярмом 1 и сердечником 2 переменный магнитный поток  $\Phi$ , амплитудное значение которого неизменно. В зазоре с равномерным распределением индукции размещена поворотная рамка 3 с вторичной обмоткой  $w_2$ , в которой индуцируется ЭДС  $E_2$ , являющаяся выходным сигналом датчика. В зависимости от угла поворота  $\alpha$   $E_2$  изменяется от нуля (при  $\alpha = 0$  плоскость рамки размещена вдоль на-

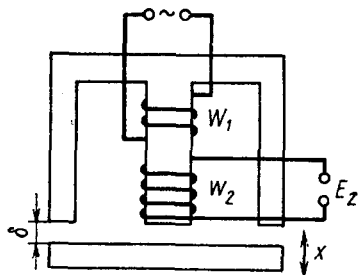


Рис. 6.8. Трансформаторный датчик линейных перемещений



правления магнитного потока) до максимального значения (при  $\alpha = 90^\circ$  плоскость рамки размещена поперек направления магнитного потока, весь магнитный поток сцеплен с витками вторичной обмотки  $w_2$ ). При изменении знака угла поворота  $\alpha$  фаза ЭДС  $E_2$  изменяется на  $180^\circ$ , т. е. датчик является реверсивным. В некотором диапазоне входного сигнала (угла поворота  $\alpha$ ) обеспечивается линейная зависимость  $E_2 = f(\alpha)$ . Статическая характеристика трансформаторного датчика с поворотной обмоткой показана на рис. 6.9, б. Такие датчики получили распространение для дистанционных передач показаний различных приборов под названием *ферродинамических преобразователей*. Недостатком ферродинамических преобразователей является зависимость выходного сигнала от колебаний напряжения и частоты питания.

Если необходимо измерять большие угловые перемещения в одну сторону, то последовательно с вторичной обмоткой включается дополнительная обмотка смещения  $w_{см}$ , размещенная на ярме *I*. Потокосцепление ее неизменно; следовательно, в ней индуцируется ЭДС  $E_{см}$  с постоянным амплитудным значением. При последовательном соединении обмоток  $w_2$  и  $w_{см}$  ЭДС  $E_2$  и  $E_{см}$  суммируются (с учетом фазы). Результирующая статическая характеристика датчика с обмоткой смещения показана на рис. 6.9, б.

Трансформаторные датчики с входным сигналом в виде углового перемещения часто выполняют в виде электрических микромашин, известных под названием «вращающиеся трансформаторы» (ВТ). На статоре и роторе ВТ размещены по две взаимно перпендикулярные обмотки. Коэффициент взаимоиндукции статорных и роторных обмоток изменяется по синусоидальному закону в зависимости от угла поворота  $\alpha$ . В зависимости от схемы соединения об-

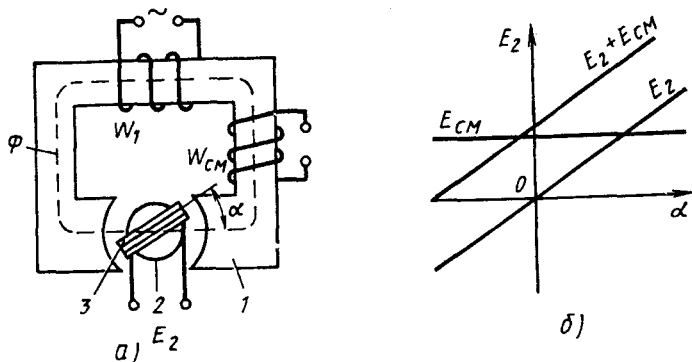


Рис. 6.9. Трансформаторный датчик угловых перемещений

моток различают *синусно-косинусные* вращающиеся трансформаторы (СКВТ) и *линейные* вращающиеся трансформаторы (ЛВТ).

Схема соединения обмоток СКВТ показана на рис. 6.10. Напряжение питания  $U_1$  подано на одну обмотку статора. С роторных обмоток снимаются два выходных сигнала  $U_2$  и  $U_3$ , изменяющиеся соответственно по закону синуса и косинуса в функции угла поворота ротора. Если роторные обмотки подключить к каким-нибудь измерительным цепям, то по обмоткам пойдут токи нагрузки. Под влиянием токов нагрузки синусная и косинусная зависимости искажаются. Для устранения таких искажений выполняются так называемые операции симметрирования ВТ, заключающиеся в подборе соответствующих сопротивлений  $R_1$  (*первичное симметрирование*) и  $R_2, R_3$  (*вторичное симметрирование*).

Выходные напряжения вторичных напряжений СКВТ могут быть записаны в виде  $U_2 = kU_1 \sin \alpha$ ;  $U_3 = kU_1 \cos \alpha$ . Коэффициент пропорциональности  $k$  зависит от соотношения витков  $\omega_2/\omega_1 = \omega_3/\omega_1$  и при выполнении симметрирования не зависит от угла поворота  $\alpha$  (обычно  $\omega_2 = \omega_3$ ).

Схема соединения обмоток ЛВТ показана на рис. 6.11. Зависимость выходного напряжения  $U_2$  от угла поворота ротора имеет вид

$$U_2 = U_1 \frac{k \sin \alpha}{1 + k \cos \alpha}.$$

Для малых углов  $\alpha$  можно принять  $\sin \alpha \approx \alpha$ , а  $\cos \alpha \approx 1$ , и зависимость  $U_2 = f(\alpha)$  принимает вид

$$U_2 = U_1 \frac{k}{1 + k} \alpha,$$

т. е. выходное напряжение имеет линейную зависимость от угла  $\alpha$ . Относительная приведенная погрешность ЛВТ при соответствующей

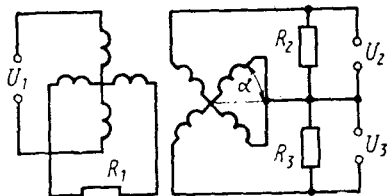


Рис. 6.10. Синусно-косинусный вращающийся трансформатор

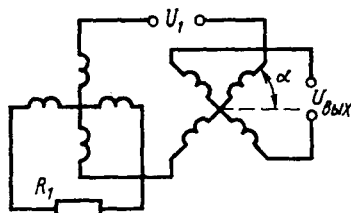


Рис. 6.11. Линейный вращающийся трансформатор

шем выборе обмоточных данных в диапазоне углов  $\alpha$  до  $50^\circ$  может не превышать 0,05 %.

Для дистанционных передач угловых перемещений широко применяются также электромашинные элементы автоматики — *сельсины*. Они имеют однофазную обмотку на статоре и трехфазную обмотку синхронизации на роторе (возможно и обратное расположение обмоток). Сельсины могут работать в *индикаторном* и *трансформаторном* режимах. На передающей стороне устанавливается сельсин-датчик, а на приемной — сельсин-приемник, который должен автоматически повторять угол поворота сельсина-датчика. В индикаторной схеме (рис. 6.12) обмотки возбуждения сельсина-датчика и сельсина-приемника подключаются к сети переменного тока, а обмотки синхронизации обоих сельсинов соединяются друг с другом проводами линий связи. ЭДС в каждой из фаз обмотки синхронизации изменяется пропорционально косинусу угла между осью обмотки возбуждения и осью этой фазы. ЭДС фаз синхронизации датчика, ротор которого повернут на угол  $\alpha$ , будут определяться уравнениями

$$E_{дА} = kU_1 \cos \alpha;$$

$$E_{дВ} = kU_1 \cos (\alpha + 120^\circ);$$

$$E_{дС} = kU_1 \cos (\alpha + 240^\circ).$$

ЭДС фаз синхронизации приемника, ротор которого повернут на угол  $\beta$ , будут определяться уравнениями

$$E_{пА} = kU_1 \cos \beta; \quad E_{пВ} = kU_1 \cos (\beta + 120^\circ);$$

$$E_{пС} = kU_1 \cos (\beta + 240^\circ).$$

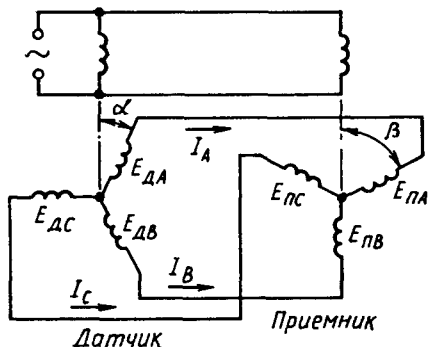


Рис. 6.12. Индикаторная схема включения сельсинов

Под действием разности этих ЭДС по проводам линии связи между обмотками синхронизации пойдут токи

$$I_A = \frac{E_{дА} - E_{пА}}{z};$$

$$I_B = \frac{E_{дВ} - E_{пВ}}{z};$$

$$I_C = \frac{E_{дС} - E_{пС}}{z},$$

где  $z$  — сопротивление фаз приемника, датчика и линии связи. В сельсине-приемнике взаимодействие этих токов с магнитным потоком возбуждения вызывает появление вращающего момента

$$M_{вр} = k_m (U_1/z)^2 \sin(\alpha - \beta),$$

где  $k_m$  — постоянный коэффициент, определяемый обмоточными и конструктивными данными сельсина.

Под действием этого момента сельсин-приемник поворачивается в то же положение, что и датчик, поскольку только при  $\beta = \alpha$  вращающий момент становится равным нулю. Вращающий момент воздействует и на вал сельсина-датчика, однако его угол поворота задан механизмом или чувствительным элементом, угловое перемещение которого подлежит контролю. Для сельсинной индикаторной схемы очень важной характеристикой является величина удельного синхронизирующего момента, т. е. момента на  $1^\circ$  рассогласования. Для сельсинов, используемых в промышленности, эта величина составляет  $(4 \div 50) \cdot 10^{-4}$  Нм.

Для повышения вращающего момента используется трансформаторная схема включения сельсинов. В этой схеме обмотка возбуждения сельсина-приемника не подключается к сети, а с нее снимается напряжение, которое пропорционально синусу угла рассогласования. Это напряжение подается на усилитель, который питает электродвигатель, приводящий через редуктор сельсин-приемник в согласованное с сельсином-датчиком положение. Одновременно устанавливается в требуемое положение и нагрузка — тот производственный механизм, угловым перемещением которого требуется управлять на расстоянии. Такие автоматические устройства называются следящими системами: приемник как бы «следит» за датчиком.

Наряду с контактными сельсинами большое распространение получили бесконтактные сельсины. В контактных сельсинах подключение обмоток ротора во внешнюю цепь осуществляется с по-

мощью контактных колец и щеток. В бесконтактных сельсинах обмотки возбуждения и синхронизации размещены на статоре, а изменение магнитной связи между ними по синусоидальному закону обеспечивается с помощью безобмоточного ротора с неодинаковым магнитным сопротивлением по взаимно перпендикулярным осям. Надежность бесконтактных сельсинов существенно выше, чем контактных.

Трансформаторные датчики, так же как и индуктивные, часто используют с дифференциальной схемой включения обмоток. Если в дифференциальном индуктивном датчике с подвижным якорем использовалось два одинарных индуктивных датчика (см. рис. 6.3), а следовательно, и два сердечника, то в дифференциальном трансформаторном датчике возможно использование общего сердечника.

На рис. 6.13, а показана схема дифференциально-трансформаторного датчика с общим сердечником 1 и подвижным якорем 2, перемещающимся в горизонтальном направлении.

Сердечник Ш-образной формы набирается из тонких (толщиной 0,5 или 0,35 мм) листов электротехнической стали. На среднем сердечнике размещена первичная обмотка  $w_1$ , на двух крайних — вторичные обмотки  $w_2$ , которые включены встречно. Первичная обмотка  $w_1$  включается на напряжение переменного тока и создает магнитный поток  $\Phi$ . Этот поток проходит через средний стержень и разветвляется в правый и левый сердечники пропорционально магнитным проводимостям зазоров под этими стержнями.

Магнитная проводимость воздушного зазора пропорциональна площади  $s$  зазора и обратно пропорциональна его длине  $\delta$ :  $G = \mu_0 s / \delta$ .

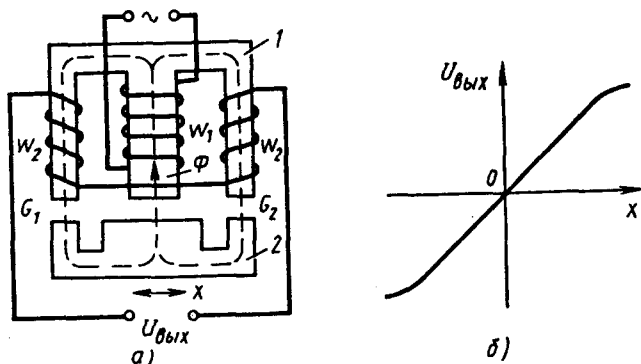


Рис. 6.13. Дифференциально-трансформаторный датчик с магнитопроводом

При перемещении якоря в горизонтальном направлении (рис. 6.13) изменяется не длина зазора, а его площадь  $s$ . При симметричном расположении якоря относительно сердечника магнитная проводимость зазора под левым стержнем сердечника ( $G_1$ ) равна проводимости под правым стержнем ( $G_2$ ). Следовательно, одинаковы и магнитные потоки в стержнях и соответствующие им ЭДС во вторичных обмотках:  $E_1 = E_2$ . Выходной сигнал датчика формируется в виде разности этих ЭДС, которая в данном случае равна нулю. При смещении сердечника под одним стержнем площадь зазора и соответствующая магнитная проводимость возрастают, а под другим — уменьшаются. Например, при перемещении якоря влево  $G_1 > G_2$  и через левый стержень проходит больший магнитный поток, чем через правый. Соответственно ЭДС вторичной обмотки на левом стержне становится больше ЭДС вторичной обмотки правого стержня:  $E_1 > E_2$ . Выходной сигнал датчика  $U_{\text{вых}} = E_1 - E_2$ . При изменении направления смещения якоря относительно среднего положения фаза выходного сигнала меняется на  $180^\circ$ . Статическая характеристика дифференциально-трансформаторного датчика показана на рис. 6.13, б.

Дифференциально-трансформаторный датчик плунжерного типа показан на рис. 6.14, а, б. На общем изоляционном каркасе размещены три катушечные обмотки: первичная  $w_1$  и две вторичные  $w_2'$  и  $w_2''$ . Обе вторичные обмотки одинаковы, имеют одно и то же число витков, намотаны проводом одного и того же диаметра. Внутри катушек перемещается цилиндрический сердечник (плунжер) из ферромагнитного материала. Обмотка  $w_1$  включена на напряжение переменного тока. Выходное напряжение снимается со встречно включенных обмоток  $w_2'$  и  $w_2''$ . При нейтральном (среднем) положении сердечника наведенные во вторичных обмотках ЭДС

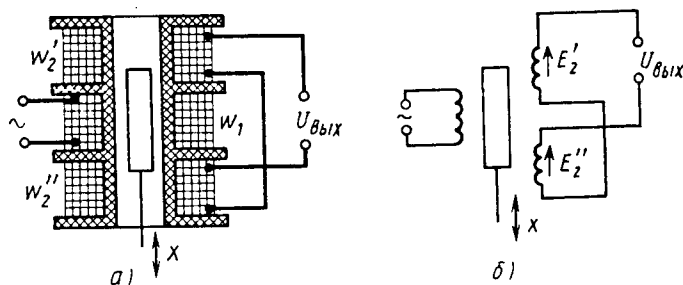


Рис. 6.14. Дифференциально-трансформаторный датчик плунжерного типа

равны ( $E'_2 = E''_2$ ) и выходное напряжение  $U_{\text{вых}} = E'_2 - E''_2 = 0$ . При смещении сердечника от среднего положения равенство ЭДС нарушается и появляется выходное напряжение. Например, при перемещении сердечника вверх возрастает  $E'_2$  и убывает  $E''_2$ . При перемещении сердечника вниз фаза выходного сигнала изменяется на  $180^\circ$ . Статическая характеристика имеет такой же вид, как и для других конструкций дифференциально-трансформаторных датчиков (см. рис. 6.13, б). Дифференциально-трансформаторный датчик плунжерного типа может быть выполнен с разделительной трубкой (см. рис. 6.6), т. е. позволяет получить выходной сигнал о перемещении из зоны, где могут быть высокая температура, высокое давление или вакуум, вредные пары или излучение и т. п.

Дифференциально-трансформаторные датчики могут работать в широком диапазоне перемещений: от малых долей миллиметра до десятков сантиметров. Они имеют высокую чувствительность, точность и надежность. Для питания датчиков обычно используется сеть с промышленной частотой 50 Гц, но можно использовать и источники повышенной частоты (до 10 кГц), что позволяет повысить чувствительность и коэффициент преобразования.

### § 6.5. Магнитоупругие датчики

Принцип действия магнитоупругих датчиков основан на *магнитоупругом эффекте* — физическом явлении, проявляющемся в виде изменения магнитной проницаемости ферромагнитного материала в зависимости от механических напряжений в нем. Магнитоупругие датчики используются для измерения силовых параметров: усилий, давлений, крутящих и изгибающих моментов, механических напряжений и т. п.

Конструктивно магнитоупругие датчики представляют магнитопровод с одной или несколькими обмотками. Магнитное сопротивление сердечника  $R_m = l/(s\mu)$ , где  $l$  и  $s$  — длина и площадь сечения сердечника. Если к сердечнику приложено механическое усилие  $F$ , то магнитная проницаемость  $\mu$  изменится. Следовательно, изменятся и магнитное сопротивление сердечника, и индуктивность обмотки на сердечнике. Как видим, есть аналогия с индуктивными датчиками. В индуктивных датчиках также происходит изменение магнитного сопротивления, но за счет длины или сечения воздушного зазора. В магнитоупругих датчиках зазор не нужен, сердечники могут быть замкнутыми.

Так же как и индуктивные датчики, магнитоупругие датчики могут быть использованы в виде одинарных (рис. 6.15, а), трансформаторных (рис. 6.15, б), дифференциально-трансформаторных (рис. 6.15, в).

Зависимость магнитной проницаемости от механических напряжений имеет нелинейный характер. Связано это как с нелинейностью кривой намагничивания, так и с нелинейной зависимостью деформаций от усилия. Нелинейность магнитоупругого эффекта выражена очень сильно. Например, в слабых магнитных полях магнитная проницаемость под действием механических напряжений возрастает, а в сильных полях — уменьшается. Однако при определенных значениях напряженности магнитного поля  $H$  в сердечнике можно получить близкую к линейной зависимость изменения магнитной проницаемости  $\Delta\mu$ , сердечника от относительной деформации  $\Delta l/l$  или нормального механического напряжения  $\sigma$  в зоне линейных деформаций. Наиболее заметен магнитоупругий эффект в пермалловых (железокобальтовых и железоникелевых) сплавах. На рис. 6.16 показана зависимость относительной магнитной проницаемости  $\Delta\mu/\mu$  от изменения механического напряжения  $\sigma$ . Относитель-

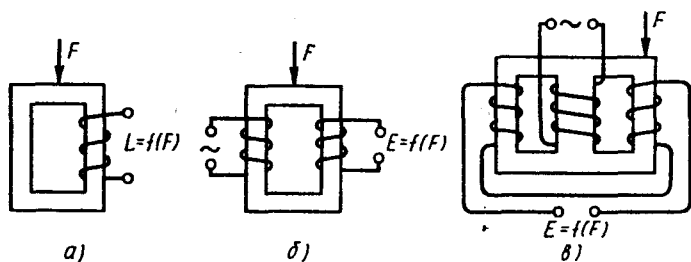


Рис. 6.15. Схемы магнитоупругих датчиков

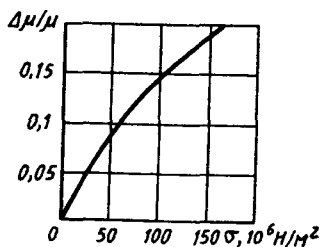


Рис. 6.16. Зависимость относительной магнитной проницаемости от механического напряжения



льная деформация  $\Delta l/l$  в зоне упругих деформаций связана с механическим напряжением  $\sigma$  через модуль упругости  $E$ :

$$\Delta l/l = E\sigma.$$

Чувствительность магнитоупругого датчика определяется по формуле

$$S_d = \frac{\Delta\mu/\mu}{\Delta l/l};$$

она может достигать значений 200—300. Зависимость индуктивности от механического напряжения  $\sigma$  для магнитоупругого датчика по рис. 6.15, *a* показана на рис. 6.17.

В магнитоупругих датчиках, используемых в тензомерах, магнитопровод имеет отверстия, в которые наматываются обмотки. На рис. 6.18 показан магнитоупругий датчик с взаимно перпендикулярными обмотками. Первичная обмотка, проходящая через отверстия 1 и 2, при отсутствии механической нагрузки ( $F=0$ ) создает магнитный поток  $\Phi_0$ , не сцепленный с витками вторичной обмотки, проходящей через отверстия 3 и 4.

Под действием усилия  $F$  в основном изменяется магнитная проницаемость в направлении сжатия, что вызывает поворот вектора магнитной индукции на угол  $\alpha$  и одновременно изменение магнитного потока  $\Phi_F$ . Этот поток уже пересекает плоскость вторичной обмотки, на выходе которой появляется ЭДС  $E_2$ .

Если до приложения усилия магнитный материал был изотропен (имел одинаковые магнитные свойства во всех направлениях), то при наличии усилия материал становится анизотропным. Угол поворота  $\alpha$  вектора магнитной индукции достигает 10—12°.

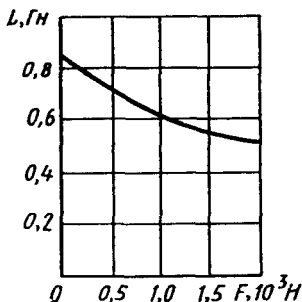


Рис. 6.17. Зависимость индуктивности магнитоупругого датчика от силы сжатия

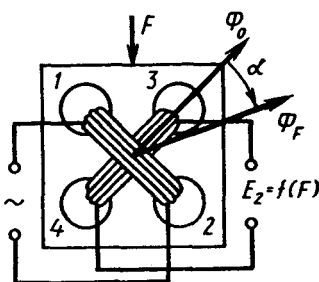


Рис. 6.18. Тензометрический магнитоупругий датчик с взаимно перпендикулярными обмотками

К достоинствам магнитоупругих датчиков следует отнести высокую чувствительность и возможность измерения больших усилий (до нескольких тысяч тонн). В то же время магнитоупругие датчики имеют и следующие серьезные недостатки: 1) наличие температурной погрешности, вызванной влиянием температуры окружающей среды на магнитные свойства сердечника; 2) наличие погрешности, вызванной влиянием гистерезиса (как магнитного, так и механического, связанного с остаточной деформацией); 3) наличие погрешности, вызванной колебаниями напряжения питания.

Следует отметить, что в магнитоупругих датчиках имеет место и еще одно физическое явление — *магнитострикционный эффект*. Его действие обратное магнитоупругому эффекту: ферромагнитное тело, помещенное в магнитное поле, изменяет свои геометрические размеры, т. е. в нем появляются механические деформации.

В переменном магнитном поле и деформации будут переменными. А так как знак деформации не зависит от направления магнитного поля, то частота колебаний деформации будет в два раза выше частоты переменного тока. На этом принципе работают, например, магнитострикционные излучатели ультразвуковых колебаний.

## § 6.6. Индукционные датчики

Индукционные датчики предназначены для преобразования скорости линейных и угловых перемещений в ЭДС. Они относятся к датчикам генераторного типа. Принцип действия индукционных датчиков основан на законе электромагнитной индукции. Выходным сигналом индукционных датчиков является ЭДС, которая пропорциональна скорости изменения магнитного потока, пронизывающего витки катушки. Это изменение происходит за счет перемещения катушки в постоянном магнитном поле или за счет вращения ферромагнитного индуктора относительно неподвижной катушки.

Основным отличием индукционных датчиков от индуктивных является то, что в них используется постоянное магнитное поле, а не переменное (питание индуктивных датчиков осуществляется от сети переменного тока). Постоянное магнитное поле в индукционных датчиках создается двумя способами: постоянными магнитами или катушкой, обтекаемой постоянным током.

На рис. 6.19, а показана схема датчика с обмоткой  $\omega_2$ , размещенной в воздушном зазоре, в котором постоянный магнитный поток  $\Phi$  создается катушкой  $\omega_1$ , включенной на постоянное напряжение  $U_-$ . При перемещении катушки в магнитном поле в ней индуци-

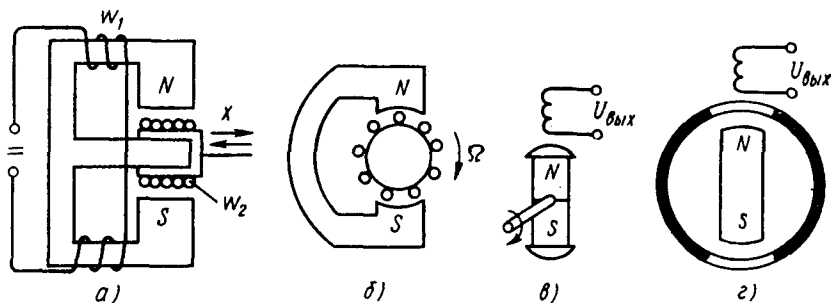


Рис. 6.19. Схемы индукционных датчиков

руется ЭДС, пропорциональная скорости перемещения:  $E = k\Phi \frac{dx}{dt}$ , где  $k$  — коэффициент пропорциональности, зависящий от числа витков  $w_2$  и конструктивных параметров датчика.

На рис. 6.19, б показан датчик, в котором постоянный магнитный поток создается с помощью постоянного магнита с полюсными наконечниками. ЭДС, индуцируемая во вращающейся катушке, пропорциональна скорости вращения  $\Omega$ :

$$E = k\Phi\Omega.$$

В обоих этих датчиках катушки подвижны, поэтому для отвода от них выходного сигнала (ЭДС) необходимы гибкие токоподводы или контактные кольца со щетками.

Индукционный датчик может быть выполнен и другой конструкции: с неподвижной катушкой и вращающимся постоянным магнитом (рис. 6.19, в). Надежность при этом повышается за счет отсутствия скользящего контакта.

Возможен и другой способ повышения надежности датчика по схеме рис. 6.19, б: и катушка, и постоянный магнит неподвижны, а в зазоре между ними вращается ферромагнитное кольцо с вырезами (рис. 6.19, г) или иной элемент, имеющий существенно разную магнитную проводимость по взаимно перпендикулярным осям. При вращении изменяется поток, пронизывающий плоскость катушки.

В датчиках (рис. 6.19, б, в, г) в качестве выходного сигнала можно использовать частоту ЭДС. Принцип их действия по существу такой же, как у синхронных генераторов. Для измерения частоты вращения используются и специальные электрические машины малой мощности — тахогенераторы.

Тахогенератор постоянного тока (рис. 6.20, а) имеет обмотку возбуждения, создающую при питании постоянным током магнит-

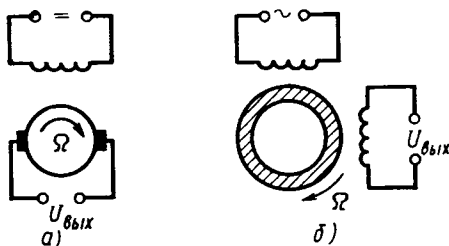


Рис. 6.20. Тахогенераторы

ный поток  $\Phi$ . При вращении якоря в нем создается ЭДС, пропорциональная частоте вращения  $n$ :  $E = k\Phi n$ , где  $k$  — постоянная, определяемая конструкцией.

Напомним, что частота вращения  $n$  обычно выражается в 1/мин (количество оборотов в минуту) и связана со скоростью вращения  $\Omega$  выражением

$$\Omega = \frac{2\pi n}{60} \quad \text{или} \quad n = \frac{60\Omega}{2\pi}.$$

С помощью коллектора и щеток выходной сигнал подается на нагрузку в виде выпрямленного напряжения.

Тахогенератор переменного тока (рис. 6.20, б) имеет на статоре две обмотки, сдвинутые одна относительно другой на 90 эл. град. Одна обмотка включается в сеть переменного тока. При вращении ротора, выполненного в виде тонкостенного электропроводящего цилиндра, в другой обмотке наводится переменная ЭДС, которая пропорциональна частоте вращения  $n$ . Для повышения температурной стабильности в качестве материала полого ротора используется константан.

Тахогенераторы обладают высокой чувствительностью и мощностью выходного сигнала. Общим недостатком всех генераторных датчиков является зависимость выходного сигнала от сопротивления нагрузки.

### Контрольные вопросы

1. Почему в электромагнитных датчиках изменяется индуктивность обмотки?
2. Объясните вид статической характеристики  $I = f(x)$  индуктивного датчика при малых и больших перемещениях.
3. Почему индуктивные датчики работают только на переменном токе?

4. Чем отличается характеристика реверсивного датчика от нереверсивного?
5. Какие бывают трансформаторные электромагнитные датчики?
6. В каких случаях следует применять плунжерные датчики?
7. В чем заключается магнитоупругий эффект?
8. Какие датчики применяют для измерения скорости?

## Глава 7

# ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ

### § 7.1. Принцип действия

Работа пьезоэлектрического датчика основана на физическом явлении, которое называется *пьезоэлектрическим эффектом*. Этот эффект проявляется в некоторых кристаллах в виде появления на их гранях электрических зарядов разных знаков при сжатии кристалла в определенном направлении. Слово «пьезо» по-гречески означает «давлению». В зависимости от значения силы сжатия (или растяжения) меняется количество зарядов, а следовательно, и разность потенциалов, замеренная между гранями. Пьезоэлектрические датчики относятся к генераторному типу.

Широко известны пьезоэлектрические звукосниматели: игла звукоснимателя воспринимает все изменения глубины звуковой дорожки и передает их на пьезокристалл. Выходное напряжение с пьезокристалла усиливается, и через динамик мы слышим записанные звуки. Появление зарядов на гранях в зависимости от сжатия называется *прямым пьезоэффектом*. Существует и *обратный пьезоэффект*: при подаче напряжения на грани кристалла изменяются его размеры (он сжимается или разжимается). Обратный пьезоэффект (наряду с магнитострикционным, упомянутым в § 6.6) нашел применение в ультразвуковых генераторах. А основанные на прямом пьезоэффекте пьезоэлектрические датчики используются в автоматике для измерения давлений, вибраций, ускорений, других параметров быстропротекающих процессов.

Рассмотрим появление зарядов на гранях кристалла кварца, у которого пьезоэлектрический эффект достаточно сильно выражен. На рис. 7.1 изображен кристалл кварца, который имеет вид шестигранной призмы. В кристалле можно выделить три оси симметрии:  $Z$  — продольная ось, называемая оптической осью;  $X$  — поперечная

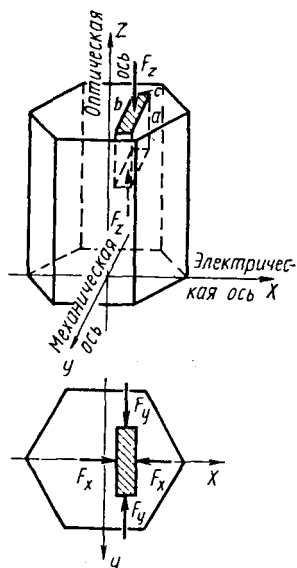


Рис. 7.1. Кристалл кварца и его оси симметрии

ось, проходящая через ребра призмы перпендикулярно продольной оси;  $Y$  — поперечная ось, проходящая через грани призмы перпендикулярно им и осям  $Z$ ,  $X$ . Ось  $X$  называется электрической осью, ось  $Y$  — механической, или нейтральной.

Вырежем из кристалла кварца параллелепипед таким образом, чтобы его грани были перпендикулярны осям  $X$ ,  $Y$ ,  $Z$ , и рассмотрим появление зарядов на его гранях под действием сил, ориентированных по осям  $X$ ,  $Y$ ,  $Z$ , т. е. нормально к плоскостям граней. Под действием силы  $F_x$  вдоль электрической оси  $X$  на каждой из граней параллелепипеда, перпендикулярной оси  $X$ , появляются электрические заряды. Величина зарядов не зависит от геометрических размеров кристалла, а определяется силой  $F_x$ :

$$q_x = K_0 F_x, \quad (7.1)$$

где  $K_0$  — пьезоэлектрическая постоянная материала, или пьезоэлектрический модуль. Знак зарядов (полярность) зависит от направления силы по оси  $X$  (сила сжатия или сила растяжения).

Под действием силы растяжения  $F_y$  вдоль механической оси  $Y$  возникают заряды на тех же гранях, что и при действии силы  $F_x$  (т. е. на гранях, перпендикулярных оси  $X$ ), но знак заряда будет тот же, что при действии силы сжатия  $F_x$ . Соответственно сила сжатия

$F_Y$  приводит к появлению зарядов на тех же гранях и того же знака, что сила растяжения  $F_X$ . Величина зарядов под действием сил  $F_Y$  зависит от геометрических размеров кристалла  $b$  и  $c$  (рис. 7.1) и пропорциональна силе:

$$q_Y = -K_0 F_Y (b/c). \quad (7.2)$$

Коэффициент  $K_0$  в формулах (7.1) и (7.2) один и тот же. Знак минус означает, что полярность заряда от сил сжатия по осям  $X$  и  $Y$  противоположна. Появление зарядов под влиянием силы  $F_X$  называется *продольным* пьезоэффектом, а под влиянием силы  $F_Y$  — *поперечным* пьезоэффектом. Сжатие или растяжение по оси  $Z$  не вызывает появления зарядов на гранях. Появляющиеся на гранях пьезоэлемента под действием сил  $F_X$  и  $F_Y$  электрические заряды исчезают, как только прекращается действие силы. Кроме того, даже если сила приложена постоянно, заряды стекают через воздух или изоляцию. Поэтому пьезоэлектрические датчики используют лишь для измерения динамических процессов, когда под действием переменных сил заряды на гранях все время восполняются. В пьезоэлектрических датчиках получили применение кроме кварца сегнетова соль и титанат бария. Свойства кристаллов этих материалов, имеющие значение для изготовления пьезодатчиков, приведены в табл. 7.1.

Таблица 7.1. Свойства пьезоэлектрических кристаллов

Кристалл	Пьезоэлектрический модуль $K_0$ , К/Н	Диэлектрическая проницаемость $\epsilon$	Удельное сопротивление, Ом·мм <sup>2</sup> /м
Кварц	$2,1 \cdot 10^{-3}$	4,5	$1 \cdot 10^{12}$ — вдоль оптической оси, $2 \cdot 10^{14}$ — перпендикулярно оптической оси
Сегнетова соль	2,1	$9 \cdot 10^3$	—
Титанат бария	0,225	$10^4$	—

Пьезоэлектрический модуль кварца сравнительно невысок. Но его главное достоинство — низкая стоимость. Ведь кварц — это один из самых распространенных породообразующих минералов, его состав ( $\text{SiO}_2$ ) тот же, что и у обычного песка. Кварц также имеет большую механическую прочность, хорошие изоляционные свойства, незначительную зависимость параметров от температуры.

Наиболее ярко пьезоэлектрический эффект выражен в кристаллах сегнетовой соли: при одной и той же силе появляется в тысячу раз большее количество электричества, чем у кварца. Однако эти за-

ряды довольно быстро стекают из-за малого удельного сопротивления. Свойства сегнетовой соли изменяются в зависимости от температуры и влажности. Поэтому пьезоэлементы из сегнетовой соли применяются для измерения быстропеременных сил и давлений при малой влажности и нешироком диапазоне изменения температуры окружающей среды.

Титанат бария имеет и большое значение пьезоэлектрического модуля (на два порядка выше, чем у кварца), и высокую механическую прочность, и независимость параметров от изменения влажности. Его недостаток — старение, со временем он теряет свои свойства (примерно на 10 % за год).

## § 7.2. Устройство пьезодатчиков

Пьезоэлектрические датчики применяются для измерения давления, силы, ускорения. На рис. 7.2 показано устройство пьезоэлектрического датчика давления с двумя кварцевыми пластинами. Измеряемое давление действует на мембрану 1, представляющую собой дно корпуса датчика. Кварцевые пластины 2 зажаты между металлическими прокладками 3. Средняя прокладка 3 соединена с выводом 4, проходящим через экранированную втулку 5 из изоляционного материала. Крышка 6 соединяется с корпусом и через шарик 7 передает давление пластинам, благодаря чему измеряемое давление распределяется по поверхности кварцевых пластин более равномерно. Кварцевые пластины обычно расположены таким образом, что в измерительную схему подается отрицательный потенциал. Положительный потенциал подается на корпус датчика. Для уменьшения утечки зарядов необходима очень качественная изоляция. С этой же

целью поверхность кварцевых пластин тщательно полируют. Использование двух (а иногда и больше) пластин повышает выходную ЭДС, поскольку выходные сигналы пластин складываются.

На рис. 7.3 показан пьезоэлектрический датчик ускорения, используемый в виброизмерительной аппаратуре. Пьезоэлемент 1 из титаната бария расположен в корпусе прибора 2 между инерционной массой 3 и подпятником 4. Для увеличения силы, дей-

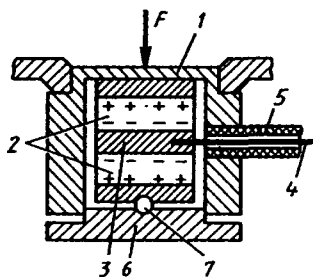


Рис. 7.2. Пьезоэлектрический датчик давления



ствующей на пьезоэлемент при ускорениях, инерционная масса имеет относительно большие размеры и изготовлена из вольфрама. Пакет из инерционной массы 3, пьезоэлемента 1 и подпятника 4 прижат к основанию корпуса гайкой 5 через сферическую пятую 6, изоляционную прокладку, пружинную шайбу и контактную пластину. Вывод сигнала выполнен с помощью специального antivибрационного кабеля. Датчик измеряет ускорения от 0,2 до 200 g. Коэффициент преобразования порядка 8 мВ на 1 g. Минимальная частота виброускорений 5 Гц.

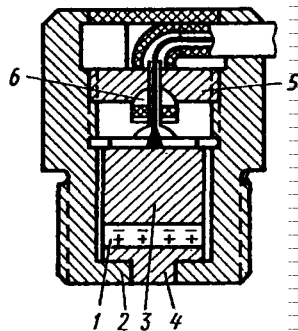


Рис. 7.3. Пьезоэлектрический датчик ускорения

### § 7.3. Чувствительность пьезодатчика и требования к измерительной цепи

Пьезоэлектрический датчик подобен электрическому конденсатору. Количество электричества  $q$ , появившееся под воздействием механической силы, заряжает грани пьезоэлемента и соединенные с ним проводники до напряжения  $U$ , определяемого как  $U = q/C$ , где  $C$  — емкость между проводниками (включая емкость пьезоэлемента). Чувствительность датчика определяется как приращение выходного напряжения, соответствующее изменению силы  $F$ . При параллельном соединении  $n$  пластин их емкость складывается. Чувствительность пьезодатчика в этом случае

$$S_d = nK_0/(C_{\text{вх}} + C_0n), \quad (7.3)$$

где  $n$  — количество пластин;  $K_0$  — пьезоэлектрический модуль материала пластины;  $C_{\text{вх}}$  — емкость измерительной цепи;  $C_0$  — емкость одной пластины.

Емкость одной пластины датчика толщиной  $d$  и площадью  $S$  можно определить как емкость плоскопараллельного конденсатора:

$$C_0 = \epsilon\epsilon_0 S/d,$$

где  $\epsilon_0$  — абсолютная диэлектрическая проницаемость вакуума;  $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  Ф/м. Емкость пьезоэлемента  $C$  на практике бывает невелика и выражается в пикофарадах ( $1 \text{ пФ} = 10^{-12}$  Ф). Выходной сигнал пьезодатчика  $U = S_d F$ , где  $F$  — измеряемая сила.

Заряженный до напряжения  $U$  конденсатор будет разряжаться через сопротивление датчика  $R_0$  и сопротивление измерительной цепи  $R_{вх}$ . Для уменьшения скорости разряда необходимо стремиться к увеличению постоянной времени цепи разряда  $T = (R_0/n + R_{вх})(nC_0 + C_{вх})$ . При практически реализуемых значениях сопротивления датчика  $R_0$  (десятки и сотни МОм) и его емкости  $C_0$  (десятки пФ) надо обеспечить очень большое входное сопротивление измерительной цепи. Для этого используются специальные электронные лампы, называемые электрометрическими. Электрометрические схемы могут обеспечить входное сопротивление измерительной цепи до  $10^{13}$  Ом. Для увеличения постоянной времени разряда параллельно датчику иногда включают конденсатор. Применение измерительных цепей с очень большим входным сопротивлением позволяет снизить нижнюю границу частоты входных сигналов до нескольких герц.

При измерении высокочастотных (быстроизменяющихся) ударных нагрузок и ускорений пьезоэлектрические датчики имеют преимущество перед датчиками других типов.

## Контрольные вопросы

1. В чем заключается пьезоэлектрический эффект?
2. В каких материалах наиболее сильно проявляется пьезоэлектрический эффект?

## Глава 8

### ЕМКОСТНЫЕ ДАТЧИКИ

#### § 8.1. Принцип действия. Типы емкостных датчиков

Работа емкостных датчиков заключается в преобразовании измеряемой величины в емкостное сопротивление. Поэтому емкостные датчики относятся к параметрическим. Принцип действия емкостных датчиков основан на зависимости емкости конденсатора от размеров обкладок, расстояния между ними, диэлектрической проницаемости среды между обкладками.

Емкость конденсатора, имеющего две плоские обкладки,

$$C = \epsilon\epsilon_0 S/d, \quad (8.1)$$

где  $\epsilon$  — относительная диэлектрическая проницаемость среды между обкладками;  $\epsilon_0$  — диэлектрическая постоянная ( $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  Ф/м);  $s$  — площадь обкладок;  $d$  — расстояние между обкладками.

Из (8.1) следует, что изменение емкости конденсатора может происходить из-за изменения любой из трех величин:  $d$ ,  $s$ ,  $\epsilon$ . Наибольшее распространение получили емкостные датчики, измеряющие линейные перемещения. На рис. 8.1, *a*, *б* показаны схема емкостного датчика линейного перемещения и зависимость емкости датчика от входного сигнала — перемещения  $x$ .

На рис. 8.2, *a*, *б* показаны схема емкостного датчика углового перемещения и зависимость емкости датчика от входного сигнала — угла поворота  $\alpha$ . В этом датчике емкость изменяется из-за изменения площади взаимного перекрытия двух обкладок — пластин 1 и 2. Одна из пластин (1) неподвижна, другая (2) — может поворачиваться на оси относительно пластины 1. Расстояние между пластинами не меняется, при повороте пластины 2 меняется активная площадь между пластинами 1 и 2 (на рис. 8.2, *a* отмечена штриховкой).

На рис. 8.3 показан емкостный датчик уровня. В этом датчике емкость изменяется в зависимости от уровня жидкости, поскольку изменяется диэлектрическая проницаемость среды между неподвижными пластинами.

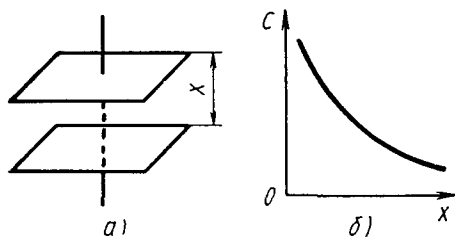


Рис. 8.1. Емкостный датчик линейного перемещения

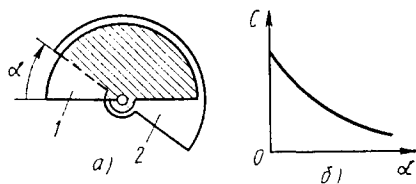


Рис. 8.2. Емкостный датчик углового перемещения

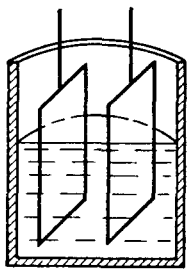


Рис. 8.3. Емкостный датчик уровня

Емкостные датчики используются в цепях переменного тока. Емкостное сопротивление обратно пропорционально частоте питания:  $X_C = 1/(\omega C) = 1/(2\pi fC)$ , где  $\omega = 2\pi f$  — угловая частота;  $f$  — частота, Гц.

При малой частоте питания емкостное сопротивление настолько велико, что изменение тока в цепи с емкостным датчиком очень трудно зафиксировать даже высокочувствительным прибором. Применение емкостных датчиков предпочтительнее при питании повышенной частотой (400 Гц и больше).

## § 8.2. Характеристики и схемы включения емкостных датчиков

Чувствительность емкостного датчика определяется как отношение приращения емкости к вызвавшему это приращение изменению измеряемой величины. Для простого плоского двухобкладочного емкостного датчика линейного перемещения с воздушным зазором емкость

$$C = 8,85 \cdot 10^{-12} s / (d_{\text{нач}} + x), \quad (8.2)$$

где  $d_{\text{нач}}$  — начальное расстояние между пластинами площадью  $s$ .

Начальное расстояние  $d_{\text{нач}}$  выбирается по конструктивным соображениям, но оно не должно быть меньше некоторого значения, при котором возможен электрический пробой конденсатора. Для воздуха пробивное напряжение составляет порядка 3 кВ на 1 мм. Минимальное расстояние воздушного промежутка в высокочувствительных емкостных микрометрах принимают порядка 30 мкм. Чувствительность плоского емкостного датчика получаем дифференцированием уравнения (8.2):

$$S_d = \frac{dC}{dx} = -8,85 \cdot 10^{-12} \frac{s}{(d_{\text{нач}} + x)^2}. \quad (8.3)$$

Чувствительность, как следует из (8.3) и графика (рис. 8.1, б), не постоянна в диапазоне возможных перемещений  $x$ . Она максимальна при малых входных сигналах (когда пластины расположены близко друг к другу) и быстро уменьшается при удалении пластин.

При включении емкостного датчика в измерительную мостовую схему переменного тока чувствительность измерения можно увели-

чить повышением напряжения питания моста (см. гл. 2). Однако и здесь необходимо иметь в виду опасность пробоя между пластинами. Для значительного увеличения напряжения питания между обкладками конденсатора помещают тонкую слюдяную пластинку. Для повышения чувствительности измерительной схемы с емкостным датчиком необходимо повышать частоту питающего напряжения. Однако при этом необходимы специальные меры по экранированию схемы и подводящих проводов для уменьшения погрешности измерения, вызванной токами утечки и токами наводки.

В емкостном датчике давления (рис. 8.4) одной из обкладок конденсатора является плоская круглая мембрана *1*, воспринимающая давление *P*. Другая обкладка *2* датчика неподвижна и имеет такой же радиус *R*, что и мембрана *1*. Между обкладками конденсатора имеется начальный воздушный промежуток  $d_{нач}$ . Под воздействием измеряемого давления *P* мембрана прогибается, причем наибольшее перемещение  $\delta$  имеет центр мембраны. Неравномерное изменение воздушного промежутка между пластинами затрудняет вывод формулы для емкости такого датчика. Приведем ее в окончательном виде:

$$C = \frac{\epsilon_0 \pi R^2}{2\sqrt{d_{нач}}\delta} \ln \frac{\sqrt{d_{нач}^2 + \sqrt{\delta}}}{\sqrt{d_{нач}^2 - \sqrt{\delta}}} \quad (8.4)$$

Непосредственное объединение чувствительного элемента (мембраны) с датчиком без промежуточных кинематических элементов обеспечивает простоту конструкции и высокую надежность, а отсутствие потерь на трение обуславливает высокую чувствительность по давлению такого датчика. При взаимном перемещении пластин в конденсаторе изменяется энергия электрического поля, что приводит к появлению усилий, приложенных к пластинам.

Энергия электрического поля в конденсаторе

$$W_3 = C \frac{U^2}{2} \quad (8.5)$$

Сила, действующая на пластины, определяется как производная энергии по перемещению:

$$F_3 = \frac{dW_3}{dx} = \frac{U^2}{2} \frac{dC}{dx} \quad (8.6)$$

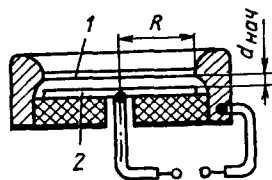


Рис. 8.4. Емкостный датчик давления

Для повышения точности и чувствительности, а также с целью уменьшения влияния механических сил емкостный датчик можно выполнить дифференциальным (рис. 8.5) и включить в мостовую схему.

Дифференциальный емкостный датчик представляет собой плоский конденсатор с металлической обкладкой 1, на которую действует измеряемая сила  $F$ . Обкладка 1 закреплена на упругой подвеске 6 и под действием силы  $F$  перемещается параллельно самой себе.

Две неподвижные обкладки 2 и 3 изолированы от корпуса специальными прокладками 4 и 5. При отсутствии силы  $F$  обкладка 1 занимает симметричное положение относительно неподвижных обкладок 2 и 3. При этом емкость конденсатора, образованного пластинами 1 и 2, равна емкости конденсатора, образованного пластинами 1 и 3:  $C_{1-2} = C_{1-3} = C$ . Под воздействием измеряемой силы  $F$ , преодолевающей противодействие упругой подвески 6, обкладка 1 перемещается и емкости верхнего и нижнего конденсаторов получают приращения разных знаков:

$$C_{1-3} = C + \Delta C; C_{1-2} = C - \Delta C.$$

Поскольку эти емкости включены в смежные плечи мостовой схемы; чувствительность измерительной схемы возрастает вдвое (см. гл. 2). Силы, действующие между парами обкладок, направлены противоположно друг другу, т. е. взаимно компенсируются.

Питание моста осуществляется от генератора высокой частоты (ГВЧ). Частота питания составляет несколько килогерц. Напряжение в измерительной диагонали моста  $\Delta U$  зависит от измеряемой силы. При изменении направления силы изменяется фаза выходного напряжения на  $180^\circ$ .

Для повышения чувствительности емкостных датчиков углового перемещения с изменяющейся площадью взаимного перекрытия пластин по рис. 8.2 применяют систему, состоящую из нескольких неподвижных и подвижных пластин. Такие воздушные конденсато-

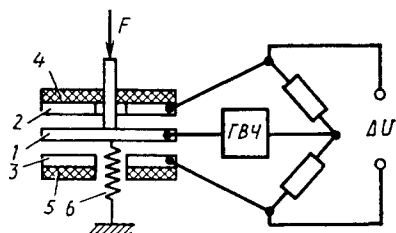


Рис. 8.5. Дифференциальный емкостный датчик в мостовой схеме

ры переменной емкости применяются, например, для настройки радиоприемников.

Если пластины имеют форму половины круга (как на рис. 8.2), а ось вращения подвижных пластин проходит через центры окружности всех пластин, то емкость датчика изменяется в зависимости от угла поворота:

$$C = 8,85 \cdot 10^{-12} s(n-1)\alpha / (d \cdot 180); \quad (8.7)$$

где  $n$  — общее количество неподвижных и подвижных пластин;  $s$  — площадь взаимного перекрытия пластин при  $\alpha = 0$  (подвижные пластины полностью вдвинуты между неподвижными);  $d$  — постоянное расстояние между подвижными и неподвижными пластинами.

Диапазон изменения угла поворота  $\alpha$  от  $0$  до  $180^\circ$ . Все подвижные пластины электрически соединены между собой, а все неподвижные также соединены между собой. Таким образом, имеется параллельное соединение конденсаторов, при котором общая емкость, как известно, равна сумме емкостей параллельно соединенных конденсаторов.

Чувствительность такого датчика определяется как изменение емкости при повороте на  $1^\circ$ , т. е.

$$S_d = 8,85 \cdot 10^{-12} s(n-1)/(180d). \quad (8.8)$$

Датчики угловых перемещений используют в мостовых измерительных схемах. Для повышения чувствительности возможно применение дифференциального датчика, показанного на рис. 8.6. При повороте по часовой стрелке подвижной пластины 1 увеличивается емкость между этой пластиной и неподвижной пластиной 2 и уменьшается емкость между пластиной 1 и неподвижной пластиной 3.

Дифференциальная схема, как уже отмечалось, обеспечивает компенсацию противодействующего момента, поскольку суммарная емкость датчика остается неизменной.

На рис. 8.7 показан емкостный датчик с цилиндрическими обкладками, применяемый для измерения уровня токонепроводящей жидкости или сыпучих тел. Одной обкладкой может служить металлический бак или резервуар с внутренним радиусом  $r_1$ , вторая обкладка выполнена в виде металлического стержня или цилиндра с наруж-

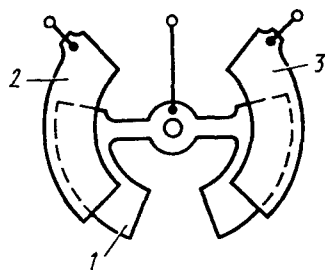


Рис. 8.6. Дифференциальный емкостный датчик повышенной чувствительности

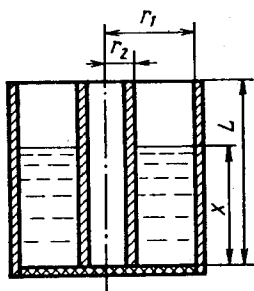


Рис. 8.7. Емкостный датчик уровня с цилиндрическими обкладками

ным радиусом  $r_2$ . Если резервуар заполнен до уровня  $x$  жидкостью с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_n$ , то емкость датчика можно представить как емкость двух параллельно соединенных конденсаторов:

$$C = C_x + C_{L-x}, \quad (8.9)$$

где  $C_x$  — емкость нижней части резервуара, заполненной жидкостью;  $C_{L-x}$  — емкость верхней части резервуара, заполненной воздухом. Чувствительность такого датчика тем больше, чем больше диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_n$  материала, уровень которого измеряется.

Общая формула для емкости конденсатора с цилиндрическими обкладками

$$C = \epsilon_0 \epsilon \frac{l}{2 \ln(r_1/r_2)}, \quad (8.10)$$

где  $l$  — длина обкладок.

Для емкости нижней части датчика

$$C_x = \epsilon_0 \epsilon_n \frac{x}{2 \ln(r_1/r_2)}. \quad (8.11)$$

Для емкости верхней части датчика

$$C_{L-x} = \epsilon_0 \frac{L-x}{2 \ln(r_1/r_2)}. \quad (8.12)$$

Подставляя (8.11) и (8.12) в (8.9), получим

$$C = \frac{\epsilon_0}{2 \ln(r_1/r_2)} [L + (\epsilon_n - 1)x], \quad (8.13)$$

где  $L$  — высота обкладок датчика, т. е. максимальный уровень заполнения резервуара.

Чувствительность датчика определяем, дифференцируя (8.13) по уровню

$$S_n = \frac{\epsilon_0 (\epsilon_n - 1)}{2 \ln(r_1/r_2)}. \quad (8.14)$$

Из уравнения (8.14) видно, что чувствительность датчика постоянна во всем диапазоне измерений. При измерении уровня химиче-



ски агрессивных жидкостей наружная и внутренняя обкладки покрываются защитным покрытием. Измерение уровня с помощью емкостных датчиков используется в космической и авиационной технике, химии, нефтехимии, других отраслях промышленности.

Емкостные датчики нашли применение также для автоматического измерения толщины различных материалов и покрытий в процессе их изготовления.

Рассмотрим емкостный датчик (рис. 8.8) для измерения толщины материала из диэлектрика (например, изоляционной ленты). Между неподвижными обкладками конденсатора 1 протягивается с помощью роликов 2 контролируемый материал 3.

Емкость датчика, представляющего собой плоский двухобкладочный конденсатор с двухслойным диэлектриком,

$$C = \frac{\epsilon_0 s}{d - (1 - 1/\epsilon_n)\Delta}. \quad (8.15)$$

где  $s$  — площадь обкладок;  $d$  — расстояние между обкладками;  $\Delta$  — толщина контролируемого материала;  $\epsilon_n$  — диэлектрическая проницаемость контролируемого материала. Чувствительность датчика

$$S_d = \frac{\epsilon_0 s (1 - 1/\epsilon_n)}{[d - (1 - 1/\epsilon_n)\Delta]^2}. \quad (8.16)$$

Чем меньше разница между  $d$  и  $\Delta$ , чем больше диэлектрическая проницаемость материала  $\epsilon_n$ , тем выше чувствительность. Повысить чувствительность измерения с помощью емкостных датчиков можно за счет выбора соответствующей измерительной схемы.

Включение емкостного датчика в мостовую схему (см. рис. 8.5), питаемую от источника повышенной частоты, позволяет зафиксировать изменения емкости на 0,1 %. Более высокая чувствительность позволяет получить так называемая резонансная схема. В этом случае емкостный датчик включается в колебательный контур совместно с индуктивным сопротивлением. Резонансная схема показана на рис. 8.9, а. Высокочастотный генератор 1 имеет частоту напряжения  $f_r$  и питает индуктивно связанный с ним контур, состоящий из индуктивности  $L_k$ , подстроечного конденсатора  $C_0$  и емкостного датчика  $C_d$ . Напряжение  $U_k$ , снимаемое с контура, усиливается усилителем 2 и измеряется прибором 3, шкала которого может быть проградуи-

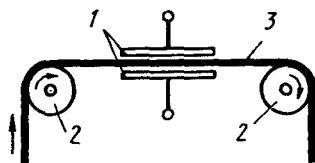


Рис. 8.8. Емкостный датчик толщины ленты

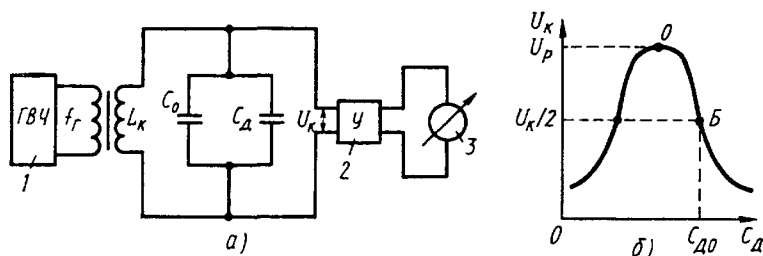


Рис. 8.9. Резонансная измерительная схема включения емкостного датчика

рована в единицах измеряемой величины. При помощи подстроечного конденсатора  $C_0$  контур настраивается на частоту  $f_0$ , близкую (но не равную) к частоте генератора.

Настройка производится при средней емкости датчика в диапазоне возможных изменений измеряемой величины

$$C_{д0} = (C_{\max} + C_{\min})/2.$$

В результате настройки напряжение  $U_k$ , снимаемое с контура, должно быть примерно вдвое меньше (точка  $B$  на рис. 8.9, б), чем напряжение при резонансе  $U_p$  (точка  $O$  на рис. 8.9, б). Таким образом, рабочая точка  $B$  будет находиться примерно посередине одного из склонов резонансной характеристики. Этим обеспечиваются высокая чувствительность измерения (до 0,001 %) и примерно линейная шкала измерительного прибора 3. Малейшее перемещение подвижной пластины датчика  $C_d$  приводит к резкому изменению напряжения контура. Уменьшение емкости ( $C_{д0} - \Delta C$ ) приводит к резкому увеличению напряжения, увеличение емкости ( $C_{д0} + \Delta C$ ) — к резкому уменьшению напряжения. При выборе рабочей точки на левом склоне резонансной характеристики (с помощью подстроечного конденсатора) уменьшение емкости приводит к уменьшению напряжения, и наоборот.

Резонансная частота контура определяется из условия резонанса (равенства емкостного и индуктивного сопротивлений)  $2\pi fL = 1/(2\pi fC)$ ,

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k(C_0 + C_d)}}. \quad (8.17)$$

Резонансная кривая идет тем круче, чем меньше активная составляющая сопротивления контура.

## Контрольные вопросы

1. Под влиянием каких величин изменяется емкость конденсатора?
2. Какие схемы используют для включения емкостного датчика?
3. В чем достоинство резонансной схемы включения?

## Глава 9 ТЕРМОРЕЗИСТОРЫ

### § 9.1. Назначение. Типы терморезисторов

Терморезисторы относятся к параметрическим датчикам температуры, поскольку их активное сопротивление зависит от температуры. Терморезисторы называют также термометрами сопротивления или термосопротивлениями. Они применяются для измерения температуры в широком диапазоне от  $-270$  до  $1600$  °С.

Если терморезистор нагревать проходящим через него электрическим током, то его температура будет зависеть от интенсивности теплообмена с окружающей средой. Так как интенсивность теплообмена зависит от физических свойств газовой или жидкой среды (например, от теплопроводности, плотности, вязкости), в которой находится терморезистор, от скорости перемещения терморезистора относительно газовой или жидкой среды, то терморезисторы используются и в приборах для измерения таких неэлектрических величин, как скорость, расход, плотность и др.

Различают металлические и полупроводниковые терморезисторы. Металлические терморезисторы изготавливают из чистых металлов: меди, платины, никеля, железа, реже из молибдена и вольфрама. Для большинства чистых металлов температурный коэффициент электрического сопротивления составляет примерно  $(4-6,5) \cdot 10^{-3}$   $1/^\circ\text{C}$ , т. е. при увеличении температуры на  $1$  °С сопротивление металлического терморезистора увеличивается на  $0,4-0,65$  %. Наибольшее распространение получили медные и платиновые терморезисторы. Хотя железные и никелевые терморезисторы имеют примерно в полтора раза больший температурный коэффициент сопротивления, чем медные и платиновые, однако применяются они реже. Дело в том, что железо и никель сильно окисляются и при этом меняют свои характеристики. Вообще добавление в металл незначительного количества примесей уменьшает температурный

коэффициент сопротивления. Сплавы металлов и окисляющиеся металлы имеют низкую стабильность характеристик. Однако при необходимости измерять высокие температуры приходится применять такие жаропрочные металлы, как вольфрам и молибден, хотя терморезисторы из них имеют характеристики, несколько отличающиеся от образца к образцу.

Широкое применение в автоматике получили полупроводниковые терморезисторы, которые для краткости называют *термисторами*. Материалом для их изготовления служат смеси оксидов марганца, никеля и кобальта; германий и кремний с различными примесями и др.

По сравнению с металлическими терморезисторами полупроводниковые имеют меньшие размеры в большие значения номинальных сопротивлений. Термисторы имеют на порядок бóльший температурный коэффициент сопротивления (до  $-6 \cdot 10^{-2} 1/^{\circ}\text{C}$ ). Но этот коэффициент — отрицательный, т. е. при увеличении температуры сопротивление термистора уменьшается. Существенный недостаток полупроводниковых терморезисторов по сравнению с металлическими — непостоянство температурного коэффициента сопротивления. С ростом температуры он сильно падает, т. е. термистор имеет нелинейную характеристику. При массовом производстве термисторы дешевле металлических терморезисторов, но имеют большой разброс характеристик.

## § 9.2. Металлические терморезисторы

Сопротивление металлического проводника  $R$  зависит от температуры:

$$R = Ce^{\alpha T}, \quad (9.1)$$

где  $C$  — постоянный коэффициент, зависящий от материала и конструктивных размеров проводника;  $\alpha$  — температурный коэффициент сопротивления;  $e$  — основание натуральных логарифмов.

Абсолютная температура (К) связана с температурой в градусах Цельсия соотношением  $T \text{ K} = 273 + T^{\circ}\text{C}$ .

Определим относительное изменение сопротивления проводника при его нагреве. Пусть сначала проводник находился при начальной температуре  $T_0$  и имел сопротивление  $R_0 = Ce^{\alpha T_0}$ . При нагреве до температуры  $T$  его сопротивление  $R_T = Ce^{\alpha T}$ . Возьмем отношение  $R_T$  и  $R_0$ :

$$R_T/R_0 = Ce^{\alpha T}/(Ce^{\alpha T_0}) = e^{\alpha(T-T_0)}. \quad (9.2)$$

Известно, что функцию вида  $e^x$  можно разложить в степенной ряд:

$$e^x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \dots$$

Для нашего случая  $x = \alpha(T - T_0)$ . Так как величина  $\alpha$  для меди сравнительно мала и в диапазоне температур до  $+150^\circ\text{C}$  может быть принята постоянной  $\alpha = 4,3 \cdot 10^{-3} \text{ 1}^\circ\text{C}$ , то и произведение  $\alpha(T - T_0)$  в этом диапазоне температур меньше единицы. Поэтому не будет большой ошибкой пренебречь при разложении членами ряда второй степени и выше:

$$R_T/R_0 = 1 + \frac{\alpha(T - T_0)}{1!}. \quad (9.3)$$

Выразим сопротивление при температуре  $T$  через начальное сопротивление при  $T_0$

$$R_T = R_0[1 + \alpha(T - T_0)]. \quad (9.4)$$

Медные терморезисторы выпускаются серийно и обозначаются ТСМ (термосопротивления медные) с соответствующей градуировкой: гр. 23 имеет сопротивление 53,00 Ом при  $0^\circ\text{C}$ ; гр. 24 имеет сопротивление 100,00 Ом при  $0^\circ\text{C}$ . Медные терморезисторы выполняются из проволоки диаметром не менее 0,1 мм, покрытой для изоляции эмалью.

Для платиновых терморезисторов, которые применяются в более широком диапазоне температур, чем медные, следует учитывать зависимость температурного коэффициента сопротивления от температуры. Для этого берется не два, а три члена разложения в степенной ряд функции  $e^x$ .

В диапазоне температур от  $-50$  до  $700^\circ\text{C}$  достаточно точной является формула

$$R_T = R_0[1 + \alpha(T - T_0) + \beta(T - T_0)^2], \quad (9.5)$$

где для платины  $\alpha = 3,94 \cdot 10^{-3} \text{ 1}^\circ\text{C}$ ,  $\beta = 5,8 \cdot 10^{-7} (\text{1}^\circ\text{C})^2$ .

Платиновые терморезисторы выпускаются серийно и обозначаются ТСП (термосопротивления платиновые) с соответствующей градуировкой; гр. 20 имеет сопротивление 10,00 Ом при  $0^\circ\text{C}$ , гр. 21 — 46,00 Ом; гр. 22 — 100,00 Ом. Платина применяется в виде неизолированной проволоки диаметром 0,05—0,07 мм.

В табл. 9.1 приведены зависимости сопротивления металлических терморезисторов от температуры; они называются стандартными градуировочными таблицами.

Таблица 9.1. Зависимость сопротивления терморезисторов от температуры

Температура, °C	Сопротивление, Ом				
	Платиновые термометры сопротивления			Медные термометры сопротивления	
	гр. 20	гр. 21	гр. 22	гр. 23	гр. 24
-200	1,73	7,95	17,28	—	—
-150	3,88	17,85	38,80	—	—
-100	5,97	27,44	59,65	—	—
-50	8,00	36,80	80,00	41,71	78,70
-30	8,80	40,50	88,04	46,23	87,22
-10	9,60	44,17	96,03	50,74	95,74
0	10,00	46,00	100,00	53,00	100,00
20	10,79	46,94	107,91	57,52	108,52
40	11,58	53,26	115,78	62,03	117,04
60	12,36	56,86	123,60	66,55	125,56
80	13,14	60,43	131,37	71,06	134,08
100	13,91	63,99	139,10	75,58	142,60
120	14,68	67,52	146,78	80,09	151,12
140	15,44	71,03	154,41	84,61	159,64
160	16,20	74,52	162,00	89,13	168,16
180	16,95	77,99	169,54	93,64	176,68
300	21,38	98,34	213,79	—	—
400	24,94	114,72	249,38	—	—
500	28,38	130,55	283,80	—	—
600	31,70	145,85	317,06	—	—
650	33,33	153,30	333,25	—	—

На рис. 9.1 показано устройство платинового термометра сопротивления. Сам терморезистор выполнен из платиновой проволоки 1, намотанной на слюдяную пластину 2 с нарезкой. Слюдяные накладки 3 защищают обмотку и крепятся серебряной лентой 4. Серебряные выводы 5 пропущены через фарфоровые изоляторы 6. Термосопротивление помещается в металлический защитный чехол 7.

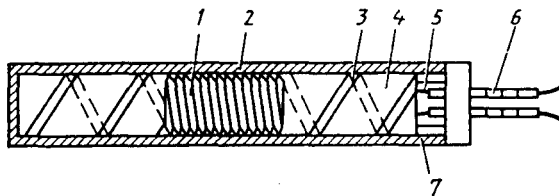


Рис. 9.1. Платиновый термометр сопротивления

### § 9.3. Полупроводниковые терморезисторы

Сопротивление полупроводниковых терморезисторов (термисторов) резко уменьшается с ростом температуры. Их чувствительность значительно выше, чем металлических, поскольку температурный коэффициент сопротивления полупроводниковых терморезисторов примерно на порядок больше, чем у металлических. Если для металлов  $\alpha = (4\div 6) \cdot 10^{-3} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ , то для полупроводниковых терморезисторов  $|\alpha| > 4 \cdot 10^{-2} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ . Правда, для термисторов этот коэффициент непостоянен, он зависит от температуры и им редко пользуются при практических расчетах.

Основной характеристикой терморезистора является зависимость его сопротивления от абсолютной температуры  $T$ :

$$R_T = Ae^{B/T}, \quad (9.6)$$

где  $A$  — постоянный коэффициент, зависящий от материала и конструктивных размеров термистора;  $B$  — постоянный коэффициент, зависящий от физических свойств полупроводника;  $e$  — основание натуральных логарифмов.

Сравнение формулы (9.6) с формулой (9.1) показывает, что у термисторов с ростом температуры сопротивление уменьшается, а у металлических терморезисторов — увеличивается. Следовательно, у термисторов температурный коэффициент сопротивления имеет отрицательное значение.

Вообще чувствительность терморезистора (как датчика температуры) можно оценить как относительное изменение его сопротивления  $(\Delta R/R)$ , деленное на вызвавшее это изменение приращение температуры:

$$S_d = (\Delta R/R)/\Delta T. \quad (9.7)$$

В пределе при  $\Delta T \rightarrow 0$

$$S_d = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT}. \quad (9.8)$$

Для металлического терморезистора чувствительность можно получить, дифференцируя (9.4). Следовательно,  $S_d = \alpha$ , т. е. именно температурный коэффициент сопротивления определяет чувствительность.

Для полупроводникового терморезистора (термистора) чувствительность получим, дифференцируя (9.6):

$$S_d = \frac{1}{R} \frac{d(Ae^{B/T})}{dT} = A \frac{e^{B/T}}{R} \frac{d(B/T)}{dT} = -\frac{B}{T^2}. \quad (9.9)$$

Из (9.9) видно, что чувствительность термистора имеет нелинейную зависимость от температуры.

Серийно выпускаются медно-марганцевые (тип ММТ) и кобальтово-марганцевые (тип КМТ) термисторы. На рис. 9.2 показаны зависимости сопротивления от температуры для термисторов этих типов и для сравнения — для медного терморезистора. Величина  $B$  для термисторов составляет 2—5 тыс. К (меньше — для ММТ, больше для КМТ).

Электрическое сопротивление термистора при окружающей температуре +20 °С называют номинальным или холодным сопротивлением. Для термисторов типов ММТ-1, ММТ-4, ММТ-5 эта величина может составлять 1—200 кОм, а для типов К.МТ-1, ММТ-4 — от 20 до 1000 кОм.

Верхний диапазон измеряемых температур для типа ММТ — 120 °С, а для типа КМТ — 180 °С.

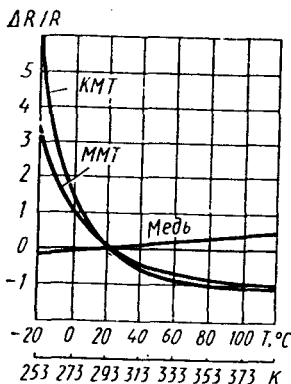


Рис. 9.2. Зависимости сопротивления от температуры для термисторов и медного терморезистора

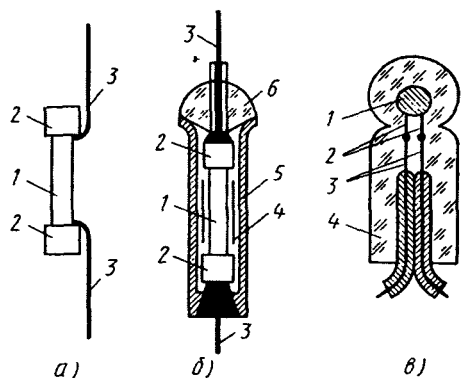


Рис. 9.3. Конструкции термисторов



Термисторы выпускаются в различных конструктивных исполнениях: в виде стерженьков, дисков, бусинок. На рис. 9.3 показаны некоторые конструкции термисторов.

Термисторы типов ММТ-1, КМТ-1 (рис. 9.3, а) внешне подобны высокоомным резисторам с соответствующей системой герметизации. Они состоят из полупроводникового стержня 1, покрытого эмалевой краской, контактных колпачков 2 с токоотводами 3. Термисторы типов ММТ-4 и КМТ-4 (рис. 9.3, б) также состоят из полупроводникового стержня 1, контактных колпачков 2 с токоотводами 3. Кроме покрытия эмалью стержень обматывается металлической фольгой 4, защищен металлическим чехлом 5 и стеклянным изолятором 6. Такие термисторы применимы в условиях повышенной влажности.

На рис. 9.3, в показан термистор специального типа ТМ-54 — «Игла». Он состоит из полупроводникового шарика 1 диаметром от 5 до 50 мкм, который вместе с платиновыми электродами 2 впрессован в стекло толщиной порядка 50 мкм. На расстоянии около 2,5 мм от шарика платиновые электроды приварены к выводам 3 из никелевой проволоки. Термистор вместе с токоотводами помещен в стеклянный корпус 4. Термисторы типа ТМ-54 обладают очень малой тепловой инерцией, их постоянная времени порядка 0,02 с, и они используются в диапазоне температур от  $-70$  до  $+250$  °С. Малые размеры термистора позволяют использовать его, например, для измерений в кровеносных сосудах человека.

#### § 9.4. Собственный нагрев термисторов

Термисторы применяются в самых различных схемах автоматики, которые можно разделить на две группы. В первую группу входят схемы с термисторами, сопротивление которых определяется только температурой окружающей среды. Ток, проходящий при этом через термистор, настолько мал, что не вызывает дополнительного разогрева термистора. Этот ток необходим только для измерения сопротивления и для термисторов типа ММТ составляет около 10 мА, а для типа КМТ — 2—5 мА. Во вторую группу входят схемы с термисторами, сопротивление которых меняется за счет собственного нагрева. Ток, проходящий через термистор, разогревает его. Поскольку при повышении температуры сопротивление уменьшается, ток увеличивается, что приводит к еще большему выделению теплоты. Можно сказать, что в данном случае проявляется положительная обратная связь. Это позволяет получить в схемах с термисторами своеобразные характеристики релейного типа.

На рис. 9.4, *а* показана вольт-амперная характеристика термистора. При малых токах ( $I < I_{\text{доп}}$ ) влияние собственного нагрева незначительно и сопротивление термистора практически остается постоянным. Следовательно, напряжение на термисторе растет пропорционально току (участок *ОА*). При дальнейшем увеличении тока ( $I > I_{\text{доп}}$ ) начинает сказываться собственный нагрев термистора, сопротивление его уменьшается. Вольт-амперная характеристика изменяет свой вид, начинается ее «падающий» участок *АБ*. Этот участок используется для создания на базе термистора схем термореле, стабилизатора напряжения и др.

Резко выраженная нелинейность вольт-амперной характеристики термистора позволяет использовать его в релейном режиме. На рис. 9.4, *б* представлена схема включения, а на рис. 9.4, *в* — характеристика термистора в этом режиме. Если в цепи термистора отсутствует добавочное сопротивление ( $R_{\text{доб}} = 0$ ), то при некотором значении напряжения ток в цепи термистора резко увеличивается, что может привести к разрушению термистора (кривая  $U_T$  на рис. 9.4, *в*). Для ограничения роста тока необходимо в цепь термистора  $R_T$  включить добавочный резистор  $R_{\text{доб}}$  (рис. 9.4, *б*) с прямолинейной характеристикой (кривая  $U_R$  на рис. 9.4, *в*). При графическом сложении этих двух характеристик ( $U_T + U_R$ ) получим общую вольт-амперную характеристику  $U_0$  (имеющую S-образный вид на рис. 9.4, *в*). Эта характеристика похожа на характеристику бесконтактного магнитного реле (см. гл. 26). Рассмотрим по этой характеристике процесс изменения тока  $I$  в цепи (рис. 9.4, *б*) при плавном увеличении напряжения питания  $U_0$ . При достижении значения напряжения срабатывания  $U_{\text{ср}}$  (этому напряжению соот-

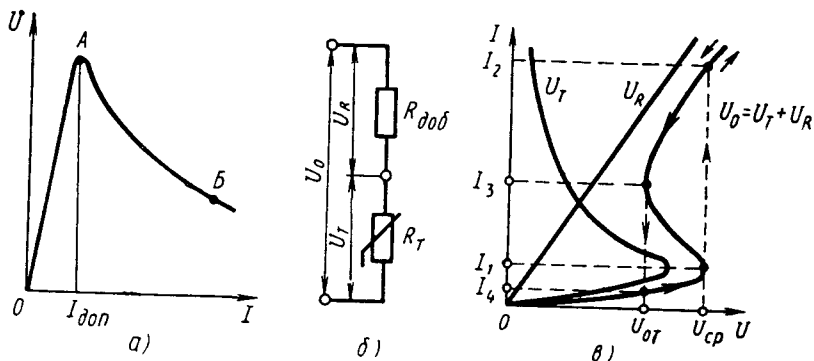


Рис. 9.4. Получение релейной характеристики в схеме с термистором

ветствует ток  $I_1$ ) ток скачком возрастает от значения  $I_1$  до существенно большего значения  $I_2$ . При дальнейшем увеличении напряжения ток будет плавно возрастать от  $I_2$ . При уменьшении напряжения ток вначале плавно уменьшается до значения  $I_3$  (этому току соответствует напряжение отпущения  $U_{от}$ ), а затем скачком падает до значения  $I_4$ , после чего ток плавно уменьшается до нуля. Скачкообразное изменение тока происходит не мгновенно, а постепенно из-за инерционности термистора.

### § 9.5. Применение терморезисторов

При использовании терморезисторов в качестве датчиков систем автоматики различают два основных режима. В первом режиме температура терморезистора практически определяется только температурой окружающей среды. Ток, проходящий через терморезистор, очень мал и практически не нагревает его. Во втором режиме терморезистор нагревается проходящим по нему током, а температура терморезистора определяется изменяющимися условиями теплоотдачи, например интенсивностью обдува, плотностью окружающей газовой среды и т. п.

При использовании терморезисторов в первом режиме они играют роль датчиков температуры и называются обычно термометрами сопротивления. Наибольшее распространение получили термометры сопротивления типов ТСП (платиновые) и ТСМ (медные), включаемые в мостовую измерительную схему.

В процессе измерения температуры с помощью термометров сопротивления могут возникать следующие погрешности: 1) от колебания напряжения питания; 2) от изменения сопротивления соединительных проводов при колебаниях температуры окружающей среды; 3) от собственного нагрева датчика под действием протекающего через него тока.

Рассмотрим схему включения термометра сопротивления (рис. 9.5), в которой приняты меры для уменьшения отмеченных трех видов погрешностей. Для уменьшения погрешности от колебаний напряжения питания используется измерительный прибор логометрического типа (см. гл. 2). Угол отклонения подвижной системы логометра пропорционален отношению токов в двух катушках, одна из которых создает вращающий, а вторая — противодействующий моменты. Через одну катушку проходит ток разбаланса, зависящий от сопротивления терморезистора  $R_T$ . Вторая катушка питается тем же напряжением, что и мостовая измерительная схема.

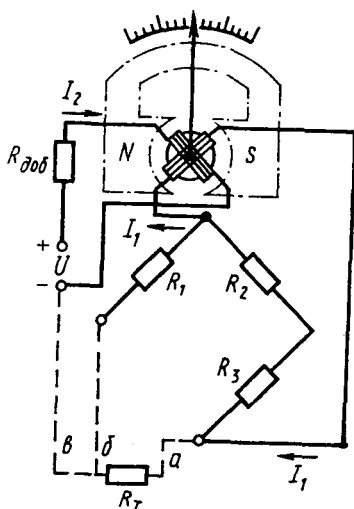


Рис. 9.5. Логометрическая схема включения терморезистора

льших расстояниях (сотни метров)  $R_{np}$  может достигать 3—5 Ом. Еще одним способом уменьшения погрешности от температурных изменений сопротивления соединительных проводов является применение многопроводных схем. На рис. 9.5 показана схема включения датчика  $R_d$  в мостовую схему посредством трех проводов ( $a$ ,  $b$ ,  $\delta$ ). Сопротивления проводов  $a$  и  $b$  включены в смежные плечи моста, поэтому одновременное их изменение не нарушает равновесия моста. Сопротивление проводов  $\delta$  вообще не входит в мостовую схему. Погрешность за счет самонагрева датчика может быть учтена при градуировке шкалы измерительного прибора.

При быстром изменении температуры появляется динамическая погрешность, обусловленная тепловой инерцией датчика. Передача теплоты от измеряемой среды к терморезистору происходит мгновенно, а в течение некоторого времени.

Для количественной оценки тепловой инерции датчика пользуются понятием «постоянная времени»:

$$\tau = c_d m_d / (ks), \quad (9.1)$$

где  $c_d$  — удельная теплоемкость датчика;  $m_d$  — масса датчика;  $k$  — коэффициент теплопередачи;  $s$  — поверхность соприкосновения средой.

При колебаниях напряжения питания одновременно будут изменяться токи в обеих катушках, а их отношение будет оставаться постоянным.

В автоматических уравновешенных мостах колебание напряжения питания не приводит к появлению пропорциональной погрешности измерения, незначительно изменяется лишь порог чувствительности.

Для уменьшения погрешности от изменения сопротивления соединительных проводов необходимо правильно выбирать сопротивление датчика. Эта погрешность сводится к минимуму, если сопротивление датчика выбрать из условия  $R_d \gg R_{np}$ , где  $R_{np}$  — сопротивление соединительных проводов. При бо-

Если холодный датчик поместить в среду с температурой  $T_{cp}(^{\circ}C)$ , то его температура будет изменяться во времени по следующему закону:

$$T_d(^{\circ}C) = T_{cp}(^{\circ}C) (1 - e^{-t/\tau}). \tag{9.11}$$

Чем больше постоянная времени  $t$ , тем больше пройдет времени, пока температура датчика сравняется с температурой среды. За время  $t = \tau$  датчик нагреется только до температуры  $T_{cp} = 0,63^{\circ}C$ , а за время  $t = 4,6\tau$  — до температуры  $T_{cp} = 0,99^{\circ}C$ . Графиком уравнения (9.11) является экспонента, показанная на рис. 1.3, в.

Рассмотрим теперь некоторые примеры использования собственного нагрева терморезисторов в устройствах для измерения различных физических величин, косвенно связанных с температурой.

Автоматическое измерение скорости газового потока проводится с помощью термоанемометра. Датчик этого прибора (рис. 9.6, а) состоит из терморезистора, представляющего собой тонкую платиновую проволоку 1, припаянную к двум манганиновым стержням 2, закрепленным в изоляционной втулке 3. С помощью выводов 4 терморезистор включается в измерительную схему. Через терморезистор пропускается ток, вызывающий его нагрев. Но температура (а следовательно, и сопротивление) терморезистора будет определяться скоростью газового потока, в который помещен датчик. Чем больше будет эта скорость, тем интенсивнее будет отводиться теплота от терморезистора. На рис. 9.6, б показана градуировочная кривая термоанемометра, из которой видно, что при увеличении скорости примерно вдвое сопротивление терморезистора уменьшается примерно на 20 %.

На аналогичном принципе основана работа электрического газоанализатора. Если взять два одинаковых саморазогреваемых терморезистора и поместить один в камеру, наполненную воздухом, а другой — в камеру, наполненную смесью воздуха с углекислым га-

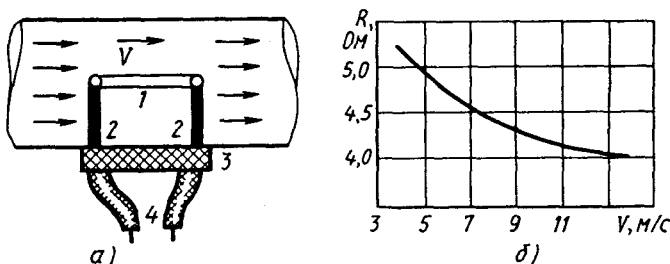


Рис. 9.6. Термоанемометр — датчик скорости газового потока

зом  $\text{CO}_2$ , то из-за различной теплопроводности воздуха и углекислого газа сопротивление терморезисторов будет разным. Так как теплопроводность углекислого газа значительно меньше теплопроводности воздуха, то и отвод теплоты от терморезистора в камере с  $\text{CO}_2$  будет меньше, чем от терморезистора в камере с воздухом. По разнице сопротивлений терморезисторов можно судить о процентном содержании углекислого газа в газовой смеси.

Зависимость теплопроводности газа от его давления позволяет использовать терморезисторы с собственным нагревом в электрических вакуумметрах. Чем глубже вакуум (т. е. более разрежен газ), тем хуже условия теплоотдачи с поверхности терморезистора, помещенного в вакуумную камеру. Если через терморезистор пропускать ток для его нагрева, то температура терморезистора будет возрастать при уменьшении давления контролируемого газа.

Таким образом, с помощью терморезисторов можно измерять скорости и расход газов и жидкостей, давление и плотность газов, определять процентное содержание газов в смеси. Кроме платины в таких приборах используют вольфрам, никель, полупроводниковые терморезисторы. Для того чтобы исключить влияние колебаний температуры окружающей среды, стремятся обеспечить достаточно интенсивный собственный нагрев (до 200—500 °С).

### Контрольные вопросы

1. Объясните принцип действия терморезистора.
2. Какие материалы применяют для металлических терморезисторов?
3. Как изменяется сопротивление полупроводникового терморезистора при нагреве?
4. Назовите три причины погрешности термометров сопротивления.

## Глава 10

## ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ

## § 10.1. Принцип действия

Термоэлектрические датчики относятся к датчикам генераторного типа. Их работа основана на одном из термоэлектрических явлений — появлении *термоэлектродвижущей силы* (термоЭДС).

Сущность этого явления заключается в следующем. Если составить электрическую цепь из двух разнородных металлических проводников (или полупроводников), причем с одного конца проводники спаять, а место соединения (спай) нагреть, то в такой цепи возникает ЭДС. Эта ЭДС будет пропорциональна температуре места спаия (точнее — разности температур места спаия и свободных, неспаенных концов). Коэффициент пропорциональности зависит от материала проводников и в определенном интервале температуры остается постоянным. Цепь, составленная из двух разнородных материалов, называется термопарой; проводники, составляющие термопару, называются термоэлектродами; места соединения термоэлектродов — спаиями. Спаи, помещаемый в среду, температуру которой надо измерить, называется горячим или рабочим. Спаи, относительно которого измеряется температура, называется холодным или свободным. Возникающая при различии температур горячего и холодного спаев ЭДС называется термоЭДС. По значению этой термоЭДС можно определить температуру.

Физическая сущность возникновения термоЭДС объясняется наличием свободных электронов в металлах. Эти свободные электроны хаотически движутся между положительными ионами, образующими остов кристаллической решетки. В разных металлах свободные электроны обладают при одной и той же температуре разными скоростью и энергией. При соединении двух разнородных металлов (электродов) свободные металлы из одного электрода проникают в другой. При этом металл с большей энергией и скоростью свободных электронов больше их теряет. Следовательно, он приобретает положительный потенциал. Металл с меньшей энергией свободных электронов приобретает отрицательный потенциал. Возникает контактная разность потенциалов. При одинаковой температуре спаев ( $\theta_1 = \theta_2$  на рис. 10.1, а) контактная разность потенциалов не может создать тока в замкнутой цепи. Контактная разность в спае 1 направлена навстречу контактной разности в спае 2. Но если нагреть

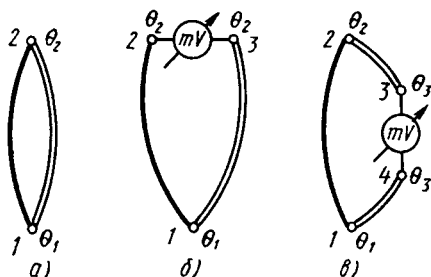


Рис. 10.1. Термопара и схемы ее включения

один из спаев (рабочий) до температуры  $\theta_1 > \theta_2$ , то контактная разность в спае 1 увеличится, а в спае 2 останется без изменения. В результате в контуре и возникает термоЭДС, тем большая, чем больше разность температур спаев 1 и 2 ( $\theta_1 - \theta_2$ ).

Для измерения термоЭДС, вырабатываемой термопарой, в цепь термопары включают измерительный прибор (например, милливольтметр). Милливольтметр включают, разомкнув свободный спай (рис. 10.1, б), либо в разрыв одного из термоэлектродов (рис. 10.1, в). Как видно из схем включения измерительного прибора, в случае разомкнутого свободного спаия (рис. 10.1, б) у термопары три спаия: один горячий 1 и два холодных 2 и 3, которые должны иметь постоянную температуру. При включении милливольтметра в разрыв одного из термоэлектродов (рис. 10.1, в) имеется четыре спаия: один горячий 1, один холодный 2 (он должен иметь постоянную температуру), два нейтральных 3 и 4 (они должны находиться при одинаковой, но не обязательно постоянной температуре). Для обеих схем термоЭДС и показания прибора будут одинаковыми, если соответственно одинаковыми будут температуры горячих и холодных спаев. В этом нетрудно убедиться, если составить уравнения по второму закону Кирхгофа для каждого из контуров.

Способ изготовления спаия (сваркой, спайкой и т. п.) на термоЭДС не влияет, если только размеры спаия таковы, что температура его во всех точках одинакова.

ТермоЭДС, вырабатываемая термопарой, составленной из электродов  $A$  и  $B$ , является разностью двух термоЭДС:  $e_{AB}(\theta_1)$  — термоЭДС горячего спаия при температуре  $\theta_1$ ;  $e_{AB}(\theta_2)$  — термоЭДС холодного спаия при температуре  $\theta_2$ , т. е.

$$E_{AB} = e_{AB}(\theta_1) - e_{AB}(\theta_2). \quad (10.1)$$

Значения термоЭДС и ее направление зависят от материалов электродов  $A$  и  $B$ .



В табл. 10.1 приведены термоЭДС для разных материалов в паре с платиной при температуре горячего спая  $100\text{ }^{\circ}\text{C}$  ( $373\text{ K}$ ) и температуре холодного спая  $0\text{ }^{\circ}\text{C}$  ( $273\text{ K}$ ). Знак плюс перед термоЭДС означает, что в холодном спае ток идет по направлению к платиновому электроду.

**Таблица 10.1. ТермоЭДС основных материалов для термопар в паре с платиной** (температура рабочего спая при  $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ , температура холодного спая равна нулю)

Материал	ТермоЭДС, мВ	Материал	ТермоЭДС, мВ
Платина	0	Платинородий (10 % родия)	+0,64
Кремний	+44,8	Вольфрам	+0,8
Хромель	+2,95	Модибден	+1,3
Железо	+1,8	Алюмель	-1,15
Медь	+0,76	Копель	-4,0

Если составить термопару из материалов, которые по отношению к платине имеют термоЭДС разных знаков, то термоЭДС такой термопары будет равна сумме термоЭДС материалов по отношению к платине. Например, из табл. 10.1 берем данные для термоЭДС меди в паре с платиной  $+0,76\text{ мВ}$  и термоЭДС сплава копель в паре с платиной  $-4,0\text{ мВ}$ . Термопара медь—копель на основании уравнения (10.1) будет иметь термоЭДС  $E_{AB} = 0,76 - (-4) = +4,76\text{ мВ}$ . Материалы для термопар следует подбирать таким образом, чтобы термоЭДС имели достаточно большие значения, обеспечивающие высокую чувствительность измерения.

## § 10.2. Материалы, применяемые для термопар

К материалам для термоэлектродов термопар кроме требования получения большого значения термоЭДС предъявляются и другие требования. Пожалуй, наиболее важным из них является обеспечение взаимозаменяемости. Это означает, что термопары одного и того же типа должны иметь при одинаковых температурах одну и ту же термоЭДС. В этом случае замена термопары не должна привести к перенастройке или переградировке измерительного прибора. Поскольку термопары часто используются в очень тяжелых условиях (высокие температуры, агрессивная среда и т. п.), порой их необходимо менять уже через  $1\text{--}2$  тыс. ч. А измерительные приборы способны

работать годами, их менять при замене термопары нецелесообразно. К тому же в промышленности получили большое распространение так называемые обтекающие системы автоматического контроля, когда на один и тот же измерительный прибор последовательно подаются сигналы от нескольких десятков термопар, контролирующих температуру в разных местах. Поэтому необходима стабильность и повторяемость свойств термопар. В табл. 10.2 приведены основные типы термопар, выпускаемых серийно, и их характеристики. В паре материалов первым указан положительный электрод.

Таблица 10.2. Зависимость термоЭДС от температуры для стандартных термопар (при температуре свободных концов 0 °С)

Температура, °С	ТермоЭДС, мВ		
	термопара платинородий—платина, гр. ПП	термопара хромель—алюмель, гр. ХА	термопара хромель—копель, гр. ХК
-50	—	—	-3,11
-20	-0,109	-0,77	-1,27
0	0	0	0
50	0,301	2,02	3,35
100	0,640	4,10	6,95
200	1,421	0,13	14,66
300	2,311	12,21	22,91
400	3,244	16,40	31,49
600	5,214	24,91	49,02
800	7,323	33,32	—
1000	9,569	41,32	—
1100	10,745	45,16	—
1300	13,152	—	—
1500	15563	—	—

В зависимости от материала электродов термопары, получившие практическое применение, разделяются на две основные группы: из благородных и неблагородных металлов.

Наибольшее распространение из первой группы получила термопара типа ТПП. Один электрод ее изготовлен из платинородия

(90 % платины и 10 % родия), другой — из чистой платины. Эта термопара может использоваться как образцовая. Достоинствами ее являются химическая стойкость к окислительной среде, взаимозаменяемость термоэлектродов, повторяемость характеристик. Недостаток — малое значение термоЭДС. Термопара типа ТПП может длительно работать при температуре 1300 °С, термоЭДС ее при этой температуре составляет 13,152 мВ.

Для более высоких температур (длительно — до 1600 °С, кратковременно — до 1800 °С) применяется термопара ТПР. Один электрод — платинородий (70 % платины и 30 % родия), другой электрод также платинородий (94 % платины и 6 % родия). При температуре 1800 °С термоЭДС составляет 13,927 мВ.

Существенно большие значения термоЭДС имеют термопары из неблагородных металлов, материалом для электродов которых служат специально разработанные сплавы: хромель (89 % никеля, 9,8 % хрома, 1 % железа, 0,2 % марганца), алюмель (94 % никеля, 2,5 % марганца, 2 % алюминия, 1 % кремния, 0,5 % железа), копель (55 % меди, 45 % никеля).

Наибольшее распространение получили термопары типа ТХА (хромель—алюмель) и типа ТХК (хромель—копель). Зависимость термоЭДС этих термопар от температуры показана на рис. 10.2. Хромель-алюмелевые термопары применяют для измерения температур в пределах от -50 до 1000 °С. Они способны работать в окислительной среде, поскольку образуемая при нагреве тонкая защитная пленка препятствует проникновению кислорода внутрь металла. Зависимость термоЭДС от температуры для термопар ТХА близка к

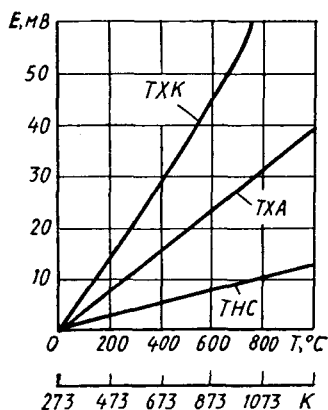


Рис. 10.2. Зависимости термоЭДС от температуры

линейной. Хромель-копелевые термопары имеют самую высокую чувствительность: 6,95 мВ на 100 °С. Однако диапазон измеряемых температур (от -50 до 600 °С) несколько ниже, чем у термопар типа ТХА. Несколько хуже у термопар типа ТХК и линейность характеристики. Их достоинством является более высокая влагостойкость.

Термопара типа ТНС (электроды выполнены из сплавов НС-СА) применяется в диапазоне температур от 300 до 1000 °С. ТермоЭДС ее невелика — всего 13,39 мВ при 1000 °С. Но характерной особенностью этой термопары является то, что на точность ее работы почти не влияет температура холодного спая. Объясняется это тем, что термоЭДС термопары типа ТНС в диапазоне низких температур (до +200 °С) практически близка к нулю. Следовательно, изменения температуры холодного спая, вызванные обычными погодными колебаниями в помещении и даже на улице, почти не влияют на результаты измерения.

Кроме перечисленных материалов для термопар используются и другие, менее распространенные, но имеющие свои достоинства. Для измерения высоких температур применяют термопару из тугоплавких металлов — вольфрама и молибдена. Достоинством термопар медь—копель и железо—копель является низкая стоимость.

Конструктивно термопары выполняются в специальной арматуре, обеспечивающей защиту электродов от действия горячих химически агрессивных газов и паров, электрическую изоляцию выводов. Для защиты термопар из благородных металлов применяют стальные трубки диаметром 21 мм и с максимальной глубиной погружения до 2 м.

Для защиты термопар из благородных металлов применяются кварцевые и фарфоровые трубки диаметром 8 и 20 мм. Для изоляции используют асбест (до 300 °С), кварц (до 1000 °С), фарфор (до 1400 °С).

Так как термопары являются датчиками генераторного типа, то их в принципе можно использовать и для получения электроэнергии. Измерительные термопары для этой цели практически непригодны, поскольку их термоЭДС невелика. Но термопары с электродами из полупроводниковых материалов имеют термоЭДС, на порядок большую (до 65 мВ на 100 °С). С помощью таких термопар может осуществляться, например, и преобразование солнечной энергии в электрическую. Нашли применение они в быту: термогенераторы используются для питания радиоприемников. КПД полупроводниковых термоэлементов достигает 10 %. Для целей измерения полупроводниковые термопары пока не применяются из-за не-

линейности характеристики, малой механической прочности и сравнительно малого (до 500 °С) температурного диапазона.

### § 10.3. Измерение температуры с помощью термопар

При автоматическом измерении температуры с помощью термопар используются два основных метода: непосредственное измерение термоЭДС с помощью милливольтметра и компенсационный метод, рассмотренный в § 2.7.

Так как значение термоЭДС, развиваемой термопарой, невелико, для непосредственного измерения ее необходимы высокочувствительные милливольтметры магнитоэлектрического типа. Приборы этого типа работают на основе взаимодействия магнитного поля постоянного магнита и измеряемого тока, протекающего по подвижной рамке. Для создания достаточного вращающего момента при весьма небольшом токе рамка выполняется из большого числа витков тонкого медного провода. Противодействующий момент создается спиральными пружинами, по которым и подводится ток в рамку. Шкала милливольтметра градуируется непосредственно в градусах и на ней указывается тип термопары, для которой предназначен данный милливольтметр.

Обозначим через  $R_B$  сопротивление милливольтметра,  $R_T$  — сопротивление термопары,  $R_n$  — сопротивление соединительных проводов. Ток, проходящий по рамке милливольтметра под действием термоЭДС  $E_{тп}$ ,

$$I_B = E_{тп} / (R_B + R_T + R_n). \quad (10.2)$$

Из этой формулы видно, что показания прибора зависят не только от термоЭДС  $E_{тп}$ , но и от сопротивлений  $R_B$ ,  $R_T$ ,  $R_n$ . Так как шкала прибора уже проградуирована для термопары определенного типа, то сопротивления  $R_T$  и  $R_B$  уже учтены при градуировке. А сопротивления внешней цепи также указываются на шкале (обычно 0,6; 5; 15 или 25 Ом).

Оценим показания прибора, шкала которого проградуирована в милливольтгах. Напряжение на его зажимах  $U_B = I_B R_B$ .

С учетом (10.2)

$$U_B = E_{тп} R_B / (R_B + R_T + R_n). \quad (10.3)$$

Обозначим внешнее сопротивление цепи  $R_{вн} = R_T + R_n$  и выразим из (10.3) термоЭДС

$$E_{тп} = U_B (R_B + R_{вн}) / R_B = U_B + U_B (R_{вн} / R_B). \quad (10.4)$$

Из (10.4) видно, что измеряемое милливольтметром напряжение будет всегда меньше, чем ЭДС термопары, на  $U_b(R_{вн}/R_b)$ . Эта величина будет тем меньше, чем больше сопротивление милливольтметра  $R_b$  по сравнению с внешним сопротивлением  $R_{вн}$ . Обычно милливольтметры имеют кроме сопротивления рамки еще добавочное сопротивление из манганина, что в сумме дает не менее 100 Ом.

Обычно градуировка термопар осуществляется при температуре холодного спая  $\theta_2 = 0$ . На практике при измерении температуры  $\theta_1$  холодный спай имеет  $\theta_2 \neq 0$ . Следовательно, по измеренной термоЭДС нельзя точно определить  $\theta_2$ . Необходимо вводить так называемую поправку на температуру холодных спаев. Существует несколько способов поддержания неизменной температуры холодных спаев. Например, можно поместить холодные спаи в ванну с тающим льдом, но это возможно лишь в лабораторных условиях или при наладке. Можно холодные спаи закапывать в землю на глубину нескольких метров, где температура довольно стабильна, или помещать холодные спаи в специальную коробку с тепловой изоляцией.

Если температура холодных спаев известна, то к показаниям измерительного прибора добавляют поправку, соответствующую термоЭДС при  $\theta_2$ . Эту поправку следует брать из градуировочной кривой.

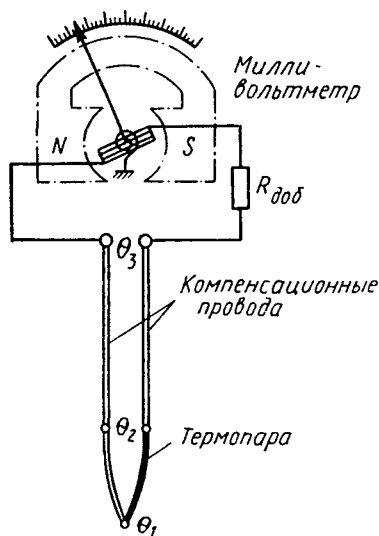


Рис. 10.3. Измерение термоЭДС милливольтметром

Поправку на температуру холодных спаев можно ввести и механическим путем: при отключенной термопаре сместить стрелку на шкале прибора на отметку, соответствующую температуре холодных спаев (обычно температуре окружающей среды). Применяют также схемы автоматической коррекции температурных погрешностей, в которых используются свойства терморезисторов изменять сопротивление в зависимости от температуры.

Рассмотрим принципиальную схему включения термопары и милливольтметра (рис. 10.3). Измерительный прибор может находиться на довольно значительном удалении от термопары. Длина со-

единительных проводов может составлять несколько метров. В местах присоединения этих проводов также возникают термоЭДС. Для точной компенсации этих термоЭДС необходим определенный подбор материалов проводов и термопар. Для присоединения термопар служат специальные так называемые компенсационные провода. Каждой паре материалов компенсационных проводов присваивают буквенное обозначение, а каждому материалу придают определенную расцветку, для чего используют оплетку из цветной пряжи или цветные опознавательные нити, проложенные в проводе.

Для термопар типа ТПП применяют компенсационные провода с обозначением П в красной и зеленой оплетке с зелено-белыми нитями внутри. Материал провода — медь в паре с медно-никелевым сплавом. Для термопар типа ТХА применяют провода с обозначением М в красной и коричневой оплетке с красно-белыми нитями из меди в паре с константаном. Для термопар ТХК применяют провода с обозначением ХК в фиолетово-желтой оплетке с нитями такого же цвета и материалом хромель—копель, т. е. компенсационными проводами могут быть и основные термоэлектроды.

Рассмотрим измерение температуры компенсационным методом с помощью термопары и автоматического потенциометра. На рис. 10.4 показаны термопара ТП, вырабатывающая термоЭДС  $E_d$ , и мостовая схема, вырабатывающая компенсирующее напряжение  $U_k$ , снимаемое между точками А и В. Разность этих напряжений подается на вход усилителя (У), который питает управляющую обмотку исполнительного электродвигателя (ЭД). Обмотка возбуждения ЭД постоянно подключена к источнику переменного напряжения, а

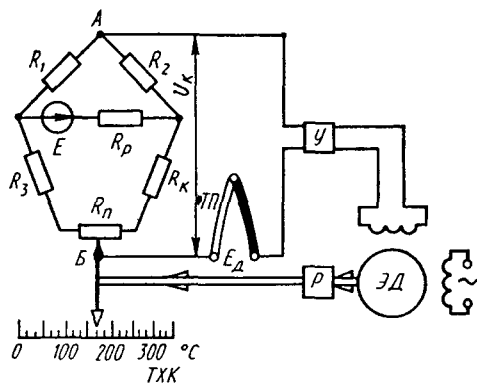


Рис. 10.4. Автоматический потенциометр для измерения температуры

скорость вращения ЭД зависит (примерно пропорционально) от напряжения на его управляющей обмотке. Электродвигатель (ЭД) через редуктор (Р) перемещает движок калиброванного реохорда (потенциметрического датчика)  $R_n$  до тех пор, пока напряжение  $U_k$  не сравняется с  $E_d$ . Одновременно перемещаются указатель на шкале прибора и перо самописца. При  $U_k = E_d$  напряжение на входе усилителя равно нулю ( $U_k - E_d = 0$ ) и электродвигатель (ЭД) остановится. Каждому значению выходного сигнала датчика  $E_d = f(T \text{ } ^\circ\text{C})$  соответствует определенное положение указателя на шкале. Шкала проградуирована в  $^\circ\text{C}$  и на ней указан тип термопары, для которой выполнена градуировка.

Мостовая схема в данном случае служит не для измерения, а для выработки компенсирующего напряжения  $U_k$  и автоматической коррекции из-за изменения температуры холодного спаея. Плечи моста состоят из проволочных резисторов  $R_1 - R_3$ , выполненных из материала с малым температурным коэффициентом сопротивления (например, из марганца), и терморезистора  $R_k$ , изготовленного из материала с большим температурным коэффициентом сопротивления (например, из меди или никеля). Резистор располагается вблизи холодных спаев термопары. Мост питается от источника постоянного тока  $E$  — обычно это батарейка (например, сухой элемент типа ЭСЛ-30). При всяком изменении температуры холодных спаев термопары изменяется  $E_d$  и одновременно меняется сопротивление  $R_k$ , что приводит к изменению компенсирующего напряжения  $U_k$  на ту же величину, на какую изменилось  $E_d$ . Следовательно, колебания окружающей температуры не изменяют показаний на шкале прибора. Регулирующее сопротивление  $R_p$  служит для установки тока питания моста при разряде батареи (уменьшении  $E$ ).

Обычно на панели автоматического потенциометра имеется кнопка с самовозвратом, обозначенная словами «Установка рабочего тока». При нажатии этой кнопки, не показанной на рис. 10.4, рабочая цепь прибора размыкается, а усилитель включается на разность ЭДС батарейки и специального стабильного нормального элемента. Если батарейка разрядилась, то под действием разности этих ЭДС, усиленной усилителем, электродвигатель ЭД перемещает движок регулировочного резистора  $R_p$ , автоматически устанавливая требуемое значение тока питания моста.

Ответственной деталью в измерительной схеме является реохорд. Он выполнен из марганциновой проволоки, намотанной на медной изолированной основе. Движок реохорда выполнен в виде контактного ролика.



Автоматические потенциометры могут иметь переключатели для поочередного подключения до 24 термопар.

### Контрольные вопросы

1. Какое физическое явление используется при измерении температуры с помощью термопар?
2. Какие материалы применяются для термопар?
3. Какими способами поддерживается неизменная температура холодных спаев?
4. Поясните принцип действия автоматического потенциометра для измерения температуры. Сравните его схему с функциональной схемой на рис. 1.1.

## Глава 11

### СТРУННЫЕ ДАТЧИКИ

#### § 11.1. Назначение и принцип действия

Для измерения неэлектрических величин применяется и *частотный* метод, при котором измеряемая величина преобразуется в переменное напряжение, частота которого зависит от этой величины. Достоинством частотного метода измерения является то, что в процессе передачи и дальнейшей обработки частотного выходного сигнала не возникает дополнительной погрешности. Действительно, если выходным сигналом датчика является напряжение, то при передаче такого сигнала на расстояние происходит падение напряжения на проводах линии связи. Если выходным сигналом датчика является, например, сопротивление, то к нему добавляется сопротивление проводов линии связи. А в частотном методе измерения наличие сопротивления проводов линии связи и внутреннего сопротивления измерительного прибора не изменяют частоту сигнала. Еще одним достоинством частотного сигнала является удобство преобразования его в цифровой код. Это особенно важно в связи с развитием в последнее время цифровых измерительных приборов и применением в автоматике цифровых вычислительных машин.

Наибольшее развитие для преобразования неэлектрических величин в частоту получили струнные датчики. Принцип действия струнного датчика основан на зависимости собственной частоты

колебаний натянутой струны длиной  $l$  и массой  $m$  от силы натяжения  $F$ :

$$f = 0,5\sqrt{F/(ml)}. \quad (11.1)$$

Струнные датчики используются в приборах для измерения силы, давления, расхода, температуры и др. При воздействии на струну измеряемой силы струна практически не растягивается, поэтому первичный преобразователь (например, мембрана в датчике давления) работает, почти не деформируясь. Это обстоятельство существенно снижает погрешность измерения из-за механического гистерезиса и упругого последействия материала первичного преобразователя.

Струнный датчик (рис. 11.1) состоит из струны 1, возбудителя 2 и приемника 3. Одним концом струна жестко закреплена, а другим концом соединена с первичным преобразователем, например мембраной 4 на рис. 11.1. При изменении давления  $P$  изменяется сила натяжения струны. С помощью возбудителя 2, которым может быть электромагнит, струна выводится из состояния равновесия и начинает колебаться с частотой  $f$ , определяемой давлением  $P$ . Приемник 3 преобразует перемещение струны с частотой  $f$  в электрический сигнал такой же частоты. В качестве приемника 3 может использоваться индуктивный, емкостный или любой другой датчик. На практике чаще всего применяют электромагнитный датчик. Дело в том, что он может попеременно выполнять функции то возбудителя, то приемника. Когда на его обмотку подается напряжение, то он создает электромагнитную силу притяжения струны и возбуждает ее колебания. А когда струна уже колеблется, то с этой же обмотки снимается переменное напряжение, частота которого равна частоте колебаний струны.

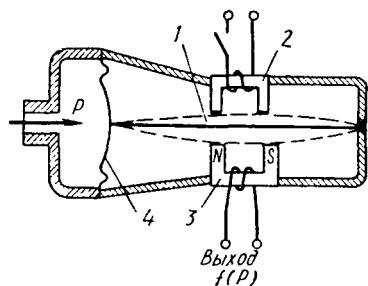


Рис. 11.1. Струнный датчик для измерения давления

Струнные датчики используются в двух режимах: автогенераторном и в режиме работы по запросу. В первом случае струна постоянно колеблется, а во втором — работает в более легких условиях, срок службы ее увеличивается и датчик получается несколько проще.

## § 11.2. Устройство струнных датчиков

Для обеспечения требуемой точности, чувствительности и надежности струнных датчиков необходимо выбрать соответствующий материал струны. Этот выбор определяется как условиями применения датчика, так и способом возбуждения колебаний струны. К материалу струны предъявляются следующие требования: высокая прочность при вибрационных нагрузках, определенное значение температурного коэффициента линейного расширения (либо малое, либо равное этому же коэффициенту конструкционного материала датчика), независимость упругих свойств от времени и температуры.

Возможно применение как ферромагнитных, так и неферромагнитных материалов струны. При использовании ферромагнитной струны применяются электромагнитные возбудители колебаний. Под действием тока, протекающего по обмотке неподвижного электромагнита, к струне прикладывается сила притяжения, выводящая ее из состояния покоя. При использовании неферромагнитной струны применяются магнитоэлектрические возбудители колебаний. При пропускании через струну тока она испытывает силу притяжения (или отталкивания) к полюсам постоянного магнита.

Наибольшее распространение в струнных датчиках с электромагнитным возбуждением получили стальные струны из круглой рояльной проволоки диаметром 0,1—0,3 мм. При длине в 40—60 мм в таких струнах возбуждаются колебания с частотой 700—2000 Гц. В последнее время используются более гибкие и поддающиеся более надежному креплению стальные ленты толщиной 0,08—0,1 мм и шириной 1—2 мм. Частота колебаний стальной ленты достигает 3 кГц и выше. Стальные струны и ленты работают в режиме заданной длины. В этом режиме струна крепится к относительно более массивному упругому первичному преобразователю, изготовленному также из стали. Одинаковый температурный коэффициент линейного расширения материала струны и материала конструкции датчика позволяет уменьшить температурную погрешность.

В режиме заданной длины струна очень чувствительна к нестабильности крепления, а при использовании неферромагнитных струн обычно требуется изолировать хотя бы один из концов струны, что ухудшает механическую стабильность крепления. Поэтому неферромагнитные струны обычно используют в режиме заданной силы. В качестве материала применяют бериллиевую бронзу, вольфрамые сплавы, а также специальный железокобальтовый сплав. Струны из вольфрамых сплавов бывают как круглыми, так и ленточными. Другие материалы обычно используют в виде лент.

При выборе размеров струны исходят из следующих противоречивых требований. При малой длине уменьшаются габариты датчиков, повышаются чувствительность и виброустойчивость. Однако при этом увеличивается погрешность из-за несовершенства крепления и влияния собственной жесткости струны. Для обеспечения малой погрешности от собственной жесткости следует стремиться к выполнению условия  $l/d \geq 300 \div 500$ , где  $l$  — длина струны,  $d$  — диаметр круглой или толщина ленточной струны. Обычно не рекомендуется выбирать длину струны  $l$  менее 20 мм. Сечение струны выбирается по требуемому пределу изменения натяжения и целесообразному механическому напряжению в струне. Например, для бронзы рекомендуется выбирать напряжение не более 0,5 % от модуля упругости.

Конструкция и материал крепления струны играют первостепенную роль для обеспечения стабильности струнного датчика. При малых механических напряжениях (до 200 Н/мм<sup>2</sup>) более хорошие результаты дают способы крепления, показанные на рис. 11.2. Крепление с помощью винта (рис. 11.2, а) приводит к значительному смятию струны и ухудшению стабильности. Более хорошие результаты дает крепление в щели (рис. 11.2, б). Ленточные струны закрепляют между двумя хорошо обработанными и подогнанными параллельными плоскостями (рис. 11.2, в). Таким же способом можно крепить и круглые струны. Для высокоточных датчиков применяют более сложные конструкции крепления струны. Для снятия механических напряжений при установке крепления используют температурное старение в виде нескольких циклов нагрева до 80—100 °С (по 4—8 ч каждый).

С помощью струнных датчиков возможно автоматическое измерение силы, давления, перемещения, ускорения, температуры и других неэлектрических величин. На базе струнных датчиков созданы также цифровые электроизмерительные приборы постоянного и

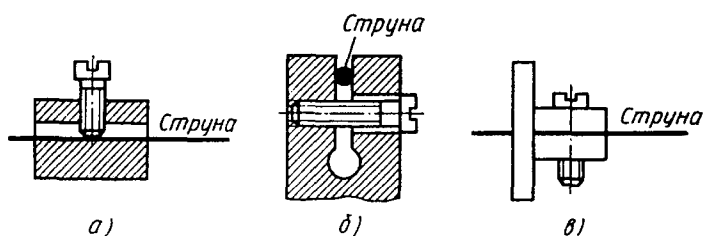


Рис. 11.2. Способы крепления струны

переменного тока. Диапазон изменения выходного сигнала — частоты — составляет 300—500 Гц. Для исключения помех промышленной частоты стремятся увеличить минимальное значение частоты. Высокая частота облегчает и преобразование ее в цифровой код. Например, для получения погрешности дискретности счета, не превышающей 0,1 %, при частоте в 1000 Гц достаточно производить счет импульсов выходного сигнала датчика в течение 1 с. Наибольшее распространение получили струнные тензометры. Рассмотрим схему измерения с помощью струнного тензометра (рис. 11.3, а). В корпусе 1 закреплена струна 2, начальное натяжение которой может устанавливаться с помощью регулировочного винта 3. Колебания струны возбуждаются с помощью электромагнита 4. Выходной сигнал приемника 5, в качестве которого используется, например, электромагнитный трансформаторный датчик, измеряется частотомером. В струнных тензометрах применяются струны длиной 20—200 мм с начальным механическим напряжением 300—400 Н/мм<sup>2</sup> и максимальным до 800 Н/мм<sup>2</sup>. С их помощью может быть обеспечена чувствительность измерения относительной деформации в  $1 \cdot 10^{-6}$ .

На рис. 11.3, б показаны диаграммы напряжения, подаваемого на обмотку электромагнита 4, и напряжения, снимаемого с приемника 5 в режиме работы по запросу. Периодически посылаются сигналы запроса в виде одиночного импульса, а сигнал ответа имеет вид затухающих колебаний с частотой  $f$ , определяемой силой, приложенной к струне. Как следует из уравнения (11.1), эта зависимость имеет нелинейный характер. С помощью некоторых конструктивных мер можно уменьшить эту нелинейность. Но в датчиках с одной струной довольно трудно обеспечить нелинейность меньше чем 2—3 % от диапазона изменения частоты.

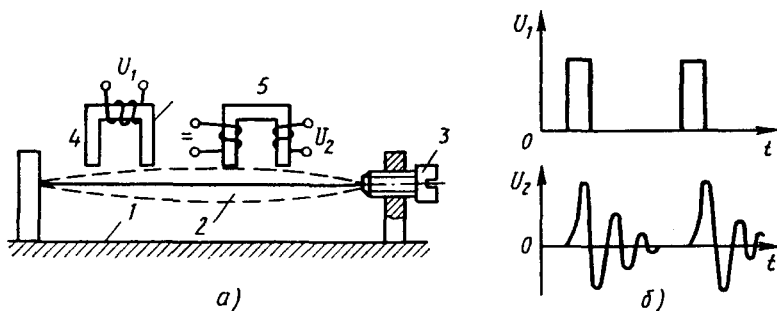


Рис. 11.3. Струнный тензометр

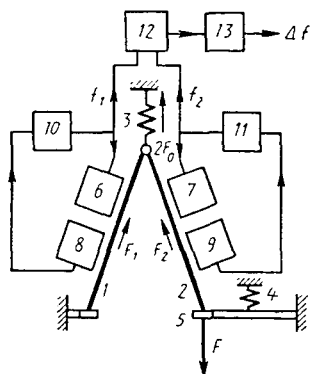


Рис. 11.4. Дифференциальный струнный датчик

Для увеличения точности преобразования и повышения линейности используют двухструнные дифференциальные датчики. Преобразователь силы в частоту (рис. 11.4) состоит из двух струн 1 и 2, размещенных под малым углом друг к другу и натянутых с силой  $2F_0$ , создаваемой пружиной 3.

Пружина 4 уравнивает начальное натяжение  $F_0$  в струне 2. Измеряемая сила  $F$ , приложенная к рычагу 5, перераспределяет суммарную силу натяжения  $2F_0$ , увеличивая натяжение  $F_2$  струны 2 и уменьшая натяжение  $F_1$  струны 1. Под струнами 1 и 2 расположены возбуждители колебаний 6 и 7 и приемники колебаний 8 и 9. Приемники подключены на вход усилителей 10 и 11, а возбуждители — на выход этих усилителей. Напряжения с усилителей 10 и 11 с частотами соответственно  $f_1$  и  $f_2$  поступают на смеситель 12 и фильтр 13, на выходе которого получается сигнал разностной частоты  $\Delta f = f_2 - f_1$ . Для уменьшения нелинейности струна, работающая на укорочение, выбирается несколько большей длины.

## Контрольные вопросы

1. В чем достоинство частотного метода измерения?
2. Как зависит частота колебаний натянутой струны от силы натяжения и от длины струны?

## Глава 12

### ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ

#### § 12.1. Назначение. Типы фотоэлектрических датчиков

Фотоэлектрические датчики реагируют на изменение освещенности. Как правило, фотоэлектрический датчик состоит из источника и приемника светового потока (ПСП). Источником светового потока может быть сам объект измерения или специальный осветитель (на-

пример, в виде обычной лампы накаливания). Опытный сталевар, рассматривая через темно-синий светофильтр расплавленный металл, может определить «на глаз» его температуру, необходимость внесения каких-либо добавок.

По световому потоку, исходящему от раскаленного или расплавленного металла, фотоэлектрический пирометр автоматически измеряет температуру. В данном случае источником светового потока является сам объект измерения (рис. 12.1, а).

Однако чаще используются лампы накаливания, создающие постоянный световой поток, а его изменение происходит под влиянием перемещения шторки (рис. 12.1, б), прохождения света через контролируемую среду (рис. 12.1, в), под влиянием свойств контролируемого объекта, от которого отражается световой поток (рис. 12.1, г). В соответствии с этими возможными вариантами изменения светового потока с помощью фотоэлектрических датчиков можно измерять перемещение и подсчитывать число предметов, определять уровень, прозрачность, задымленность, цвет различных материалов, оценивать качество обработанной поверхности (блеск, шероховатость, окраска). Фотоэлектрические датчики используют в оптико-электронных преобразователях различных величин. Здесь следует напомнить, что более 75 % всей информации, которую получает человек, воспринимается с помощью зрения. Поэтому и фотоэлектрические датчики, воспринимающие оптическую информацию, находят широкое применение. С помощью фотоэлектрических датчиков осуществляется и так называемое «техническое зрение».

В приемниках светового потока фотоэлектрических датчиков используется фотоэффект. Под фотоэффектом понимают изменение свойств материала при изменении его освещенности. Различают внешний, внутренний и вентильный фотоэффект. *Внешний фотоэффект* состоит в том, что под влиянием потока излучения электроны вылетают из катода электронной лампы и ток эмиссии зависит от освещенности катода. *Внутренний фотоэффект* проявляется в том,

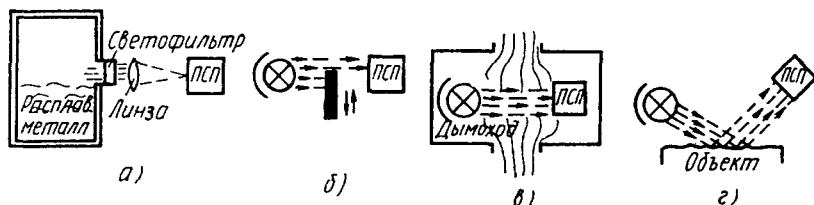


Рис. 12.1. Применение фотоэлектрических датчиков (ПСП — приемник светового потока)

что активное сопротивление полупроводникового материала зависит от его освещенности. При *вентильном фотоэффекте* между слоями освещенного проводника и неосвещенного полупроводника, разделенных тонким изоляционным слоем, возникает ЭДС, которая зависит от освещенности. При внешнем фотоэффекте носители тока выходят за пределы материала, при внутреннем — остаются внутри полупроводника. Вентильный фотоэффект, строго говоря, тоже является внутренним фотоэффектом.

Все фотоэлектрические датчики являются селективными (избирательными), т. е. их чувствительность зависит от частоты светового излучения. Иными словами, эти датчики реагируют на определенный цвет: красный, зеленый, синий или другой, включая и невидимую часть спектра (инфракрасное и ультрафиолетовое излучения). Диапазон длин волн видимого света  $\lambda = 0,38 \div 0,78$  мкм. Более короткие волны относятся к ультрафиолетовому диапазону, более длинные — к инфракрасному.

## § 12.2. Приемники излучения фотоэлектрических датчиков

К приемникам излучения на основе внешнего фотоэффекта относятся электровакуумные или газонаполненные фотоэлементы, фотоэлектронные умножители и передающие электронно-лучевые трубки. К приемникам излучения на основе внутреннего фотоэффекта относятся фоторезисторы, фотодиоды и фототриоды. Все приемники излучения являются электронными и полупроводниковыми приборами и изучаются в курсе электроники. Здесь будут рассмотрены только краткие физические основы их работы и характеристики тех приемников излучения, которые нашли применение в системах автоматики.

На рис. 12.2 приведена схема включения вакуумного фотоэлемента. Анод  $A$  и катод  $K$  фотоэлемента находятся в стеклянном баллоне, из которого откачан воздух. Когда световой поток падает на катод, покрытый активным слоем, электроны получают энергию, позволяющую им вылететь из катода. Это явление называется *фотоэлектронной эмиссией*. Под действием источника питания с ЭДС  $E$  между катодом и анодом создается электрическое поле, которое и заставляет электроны перемещаться от катода к аноду.

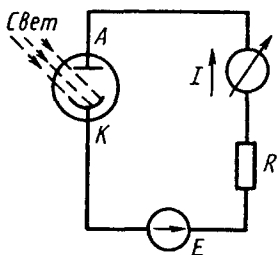


Рис. 12.2. Схема включения фотоэлемента



В электрической цепи создается электрический ток, называемый *фототоком*. Когда действие света прекращается, ток в фотоэлементе и внешней электрической цепи исчезает.

Зависимость фототока от светового потока называется *световой характеристикой*. Эта характеристика при постоянных значениях  $E$  и  $R$  практически линейная. Фотоэлемент характеризуется также чувствительностью, которая равна отношению фототока (в микроамперах) к световому потоку (в люменах). В газонаполненных фотоэлементах благодаря ионизации молекул газа, заполняющего баллон, фототок увеличивается. Поэтому чувствительность газонаполненных фотоэлементов больше, чем у вакуумных. Однако световая характеристика вакуумного фотоэлемента более стабильна, менее зависима от колебаний напряжения питания, чем у газонаполненных элементов. Поэтому для целей автоматического измерения чаще применяются вакуумные фотоэлементы.

Промышленностью серийно выпускаются электровакуумные фотоэлементы типа СЦВ (сурьмяно-цезиевый, вакуумный) и типа Ф разных модификаций. Например, фотоэлемент типа Ф-1 имеет наилучшую чувствительность при  $\lambda = 0,215$  мкм, Ф-3 — при  $\lambda = 0,750$  мкм, Ф-5 — при  $\lambda = 1,1$  мкм. Это означает, что фотоэлемент Ф-1 реагирует на ультрафиолетовое излучение, Ф-3 — на ви-

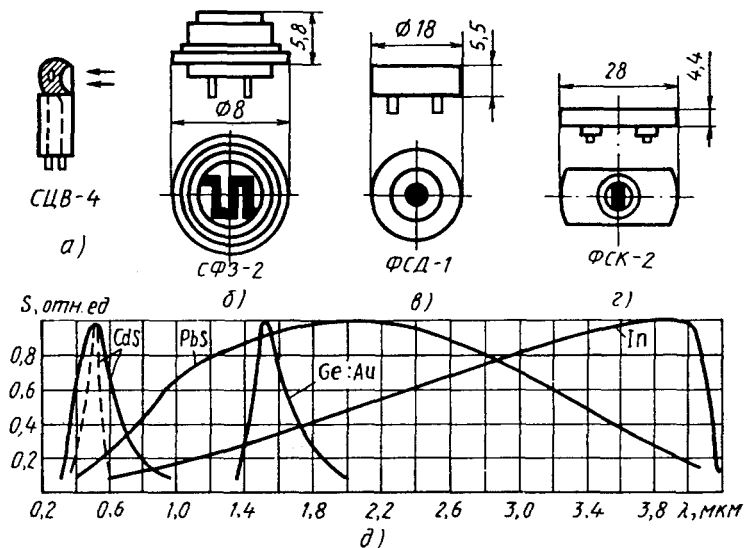


Рис. 12.3. Конструкции фотоэлементов (а, б, в, г) и спектральные характеристики (д)

димый свет, Ф-5 — на инфракрасный цвет. Фотоэлементы работоспособны и при других длинах волн, но выходной сигнал при этом будет меньше. На рис. 12.3, а показан фотоэлемент типа СЦВ-4, имеющий размеры диаметр 27 мм и длину 62 мм и интегральную чувствительность 80 мкА/лм. Фотоэлектронные умножители (ФЭУ) в отличие от фотоэлементов имеют дополнительные электроды. Благодаря вторичной эмиссии электронов из этих электродов чувствительность ФЭУ во много раз превышает чувствительность фотоэлементов. Однако для ФЭУ требуется и значительно большее напряжение питания.

*Фоторезистор* состоит из светочувствительного слоя полупроводника толщиной около микрометра, нанесенного на стеклянную или кварцевую пластинку. Токосъемные электроды выполнены с применением драгоценных металлов. При внутреннем фотоэффекте под действием светового потока в полупроводнике появляются дополнительные свободные электроны, благодаря чему увеличивается электропроводность, а сопротивление фоторезистора уменьшается.

Промышленностью выпускаются фоторезисторы типов СФ, ФР, ФС различных модификаций. В них используются полупроводниковые материалы: сернистый кадмий, сернистый свинец, германий, индий и др.

На рис. 12.3, б, в, г показан внешний вид некоторых фоторезисторов, а на рис. 12.3, д — спектральные характеристики фоторезисторов из некоторых полупроводниковых материалов. По вертикальной оси отложена чувствительность в относительных единицах, а по горизонтальной — длина волны монохроматического (т. е. определенного цвета) светового потока. Вид кривой (острый пик или пологая вершина) зависит и от технологии изготовления полупроводникового материала.

Надо отметить, что чувствительность схем с фоторезисторами во много раз больше, чем схем с фотоэлементами. Например, фоторезистор типа СФЗ-2А имеет в освещенном состоянии ток в 3 мА. При отсутствии света и напряжении на фоторезисторе в 10 В через него протекает ток в 2 мкА. Таким образом, кратность изменения сопротивления может достигать  $3 \cdot 10^{-3} / (2 \cdot 10^{-6}) = 1500$ .

Для автоматического измерения фоторезисторы используют чаще всего в мостовой схеме. Для исключения погрешности из-за потока излучения фона в два плеча моста включают одинаковые фоторезисторы, один из которых воспринимает только излучение фона, а другой освещается одновременно измеряемым объектом и фоном.

К недостаткам фоторезисторов следует отнести их инерционность. Она заключается в том, что при освещении фоторезистора фототок не сразу достигает своего конечного значения, а при прекращении освещения ток снижается до первоначального значения также не мгновенно, а по истечении определенного времени. Постоянная времени фоторезисторов составляет десятые и сотые доли секунды. Еще один недостаток фоторезисторов — зависимость сопротивления от температуры.

*Фотодиодами* называются полупроводниковые приборы, основанные на внутреннем фотоэффекте и использующие одностороннюю проводимость *p-n*-перехода.

Различают два режима работы фотодиодов: *фотогальванический* и *фотодиодный*. В фотогальваническом режиме не требуется источник питания, поскольку при освещении *p-n*-перехода появляется ЭДС, под действием которой возникает ток во внешней цепи. В этом режиме фотодиод непосредственно преобразует энергию света в электрическую энергию. При освещенности в  $8 \cdot 10^3$  лк фотоЭДС составляет около 0,1 В. В фотодиодном режиме к фотодиоду прикладывается напряжение обратной полярности, т. е. такое, при котором обычный диод не проводил бы ток. При освещении фотодиода (его *n*-области) обратный ток резко увеличивается, фотодиод начинает проводить ток в обратном направлении.

Промышленностью выпускаются фотодиоды типа ФД различных модификаций. В качестве материала чувствительного слоя используются германий, кремний, селен. На рис. 12.4, *а*, *б* показаны конструкции некоторых фотодиодов, на рис. 12.4, *в* — его устройство. На металлическую пластинку 1 наносится слой полупроводника 2, поверх которого осаждается полупрозрачная пленка золота 3. Между золотой пленкой и полупроводником создается запирающий слой. Поверх пленки 3 накладывается защитный слой прозрачного лака 4. С внешней цепью фотодиод соединяется с помо-

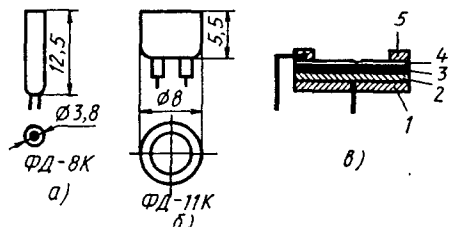


Рис. 12.4. Конструкции и устройство фотодиодов

шью выводов, одним из которых является контактное металлическое кольцо 5.

При замыкании фотодиода на сопротивление нагрузки по внешней цепи потечет ток, зависящий от светового потока. Такой режим работы фотодиода называется фотогальваническим. В этом режиме фотодиод непосредственно преобразует энергию света в электроэнергию. Чувствительность фотодиода к суммарному световому потоку при коротком замыкании селеновых фотоэлементов довольно велика и составляет 0,5 мА на 1 лм. При увеличении внешнего сопротивления в цепи фотодиода его чувствительность падает. Инерционность фотодиодов примерно на порядок меньше, чем у фоторезисторов.

Фотодиоды чаще используются не для целей автоматического измерения, а в схемах фотореле. Для этих же целей используются и фототранзисторы, совмещающие свойства фотодиода и усилительного транзистора.

### § 12.3. Применение фотоэлектрических датчиков

Фотоэлектрические датчики получили очень широкое распространение в системах автоматики и имеют хорошую перспективу дальнейшего распространения. Наиболее часто они используются в схемах релейного действия, где выдают дискретный сигнал: «Освещено» или «Затемнено».

*Фотореле* состоит из осветителя, создающего световой поток, и приемника излучения (фотоэлемента, фоторезистора, фотодиода или фототранзистора). Приемник излучения включен в цепь обмотки электромеханического реле (непосредственно или чаще через усилитель). При попадании светового потока на приемник скачком изменяется фототок и срабатывает реле, осуществляя необходимые переключения в схеме управления каким-либо устройством. Такие фотореле используются в турникетах, пропускающих пассажиров в метро, фиксируют достижение различными механизмами определенных положений, очень широко применяются в автоматических устройствах защиты обслуживающего персонала от производственных травм. Когда рука рабочего случайно пересекает световой барьер, ограждающий опасную зону, подается предупреждающий сигнал или механизм вообще останавливается. С помощью фотодатчиков осуществляется считывание дискретной информации с перфоленты. Информация на такой ленте записана с помощью отверстий, пробиваемых в определенных местах. Наличие отверстия означает циф-

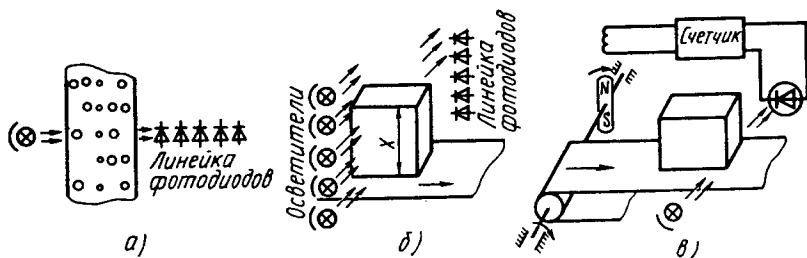


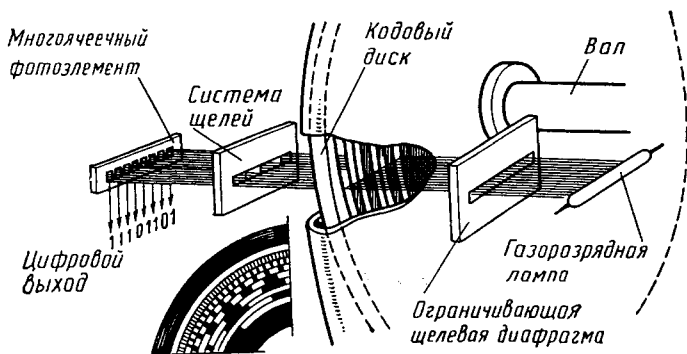
Рис. 12.5. Применение фотодиодов

ру 1, а отсутствие отверстия — цифру 0 в двоичном коде. Каждому разряду в двоичной форме счисления соответствует место расположения отверстий на перфоленте. Перфолента прокручивается между осветительной лампой и несколькими фотодатчиками (рис. 12.5, а), количество которых соответствует числу считываемых разрядов. Для таких целей могут использоваться специальные полупроводниковые приборы, объединяющие в одной конструкции несколько фотодатчиков. Эти фотодатчики располагаются в одну линию друг за другом, например, так называемая *линейка фотодиодов*. Имеются и фотодиодные матрицы, где фотодатчики расположены, как клетки в таблице.

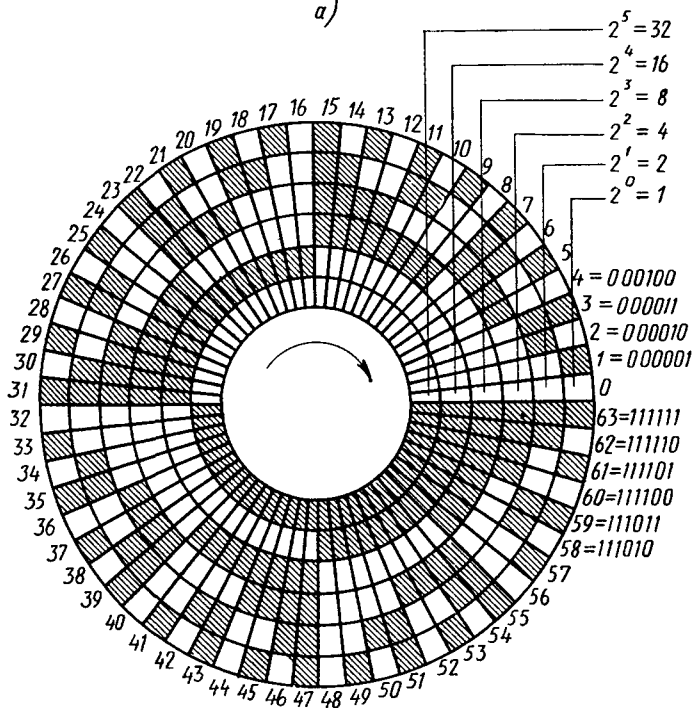
Линейку фотодиодов используют для измерения размеров детали, перемещаемой на конвейере. Деталь перекрывает световой поток (рис. 12.5, б) и затемняет такое количество фотодиодов, которое соответствует высоте детали.

Измерение длины перемещаемой детали может выполняться и по сигналу одного фотодатчика (рис. 12.5, в). Деталь, пересекая передней кромкой световой барьер, дает сигнал на подсчет числа импульсов. Когда фотодатчик снова освещается, подсчет импульсов заканчивается. По зафиксированному счетчиком количеству импульсов определяется длина движущегося предмета. Датчик импульсов кинематически связан с приводом конвейера. Поэтому колебания скорости движения детали не влияют на точность измерения ее длины.

Рассмотрим применение фотоэлектрических датчиков для преобразования угла поворота в цифровой код (рис. 12.6, а, б). Осветитель направляет световой поток через прозрачный диск, на который фотохимическим способом нанесена кодовая шкала с прозрачными и непрозрачными участками. С другой стороны диска расположены фотоприемники, количество которых равно числу разрядов двоичного числа. На рис. 12.6 показан кодовый диск с шестью разрядами.



а)



б)

Рис. 12.6. Фотоэлектрический датчик для преобразования угла поворота в цифровой код

Самый старший разряд расположен ближе всего к центру диска. Прозрачный участок означает двоичную цифру «1», непрозрачный — двоичную цифру «0». Если во всех разрядах стоит «0», то это двоичный код числа 0. Если во всех разрядах стоит «1», то это двоичный код десятичного числа 63 ( $111111_2 = 63_{10}$ ). Свет, проходя через кодový диск, попадает на фотоприемники. Наличие выходного сигнала с фотоприемника принимается за «1», отсутствие — за «0». Такое устройство называется аналого-цифровым преобразователем или кодовым датчиком.

Для измерения крутящего момента применяются фотоэлектрические *торзиометры*. Перед проволочными тензометрами они имеют то преимущество, что не нуждаются в токосъемном устройстве. Они обеспечивают бесконтактный съем сигнала с вращающегося вала. Принцип действия фотоэлектрического торзиометра показан на рис. 12.7. На испытуемом валу 1 укреплены два диска 2, имеющие прорезы (окна) в радиальном направлении. Эти диски вращаются вместе с валом. Под действием момента нагрузки вал скручивается и диски смещаются друг относительно друга на угол, пропорциональный моменту и расстоянию между дисками. На неподвижной части торзиометра расположены источник света 3 (лампа накаливания) и два фотоприемника 4. Лампа помещена посередине между дисками, а фотоприемники расположены по обе стороны дисков. При отсутствии крутящего момента прорезы правого и левого дисков находятся на одной оси и световой поток одновременно попадает на оба фотоприемника. Следовательно, в этом случае фототоки обоих приемников будут совпадать по фазе. При увеличении крутящего момента диски смещаются друг относительно друга и освещение фотоприемников будет происходить не одновременно, а со сдвигом во времени. Поэтому фототоки приемников 4 окажутся сдвинутыми по фазе. Количество прорезей на каждом

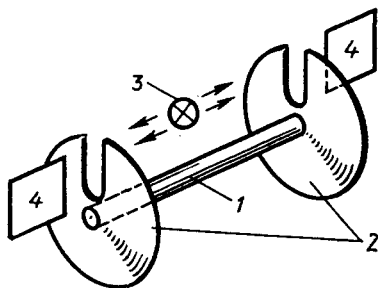


Рис. 12.7. Фотоэлектрический датчик крутящего момента

диске и расстояние между ними обычно выбирают так, чтобы при максимальном крутящем моменте фазовый сдвиг между фототоками составлял  $180^\circ$ . Измерительная цепь прибора осуществляет измерение фазового сдвига между токами, или измерение времени между импульсами фототоков.

В последнее время в качестве источников света для фотоэлектрических датчиков все чаще применяются не лампы накаливания, а светодиоды, имеющие большую надежность и очень малое потребление электроэнергии для питания.

Вообще надо отметить, что сейчас очень быстро развивается *оптоэлектронная* техника, которая обеспечивает как преобразование энергии света в электроэнергию, так и обратное преобразование. В качестве датчиков положения, определения качества поверхностей, для считывания графической информации начинают применяться отражательные оптроны.

Для высокоточных измерений малых перемещений используют фотоэлектрические датчики, у которых между источником света и фотоприемником помещаются диски или линейки из прозрачного материала с нанесенными на них непрозрачными штрихами. В настоящее время известны линейки, имеющие до тысячи штрихов на 1 мм длины. Поэтому даже при малом перемещении линейки возникает значительное изменение сигнала фотоприемника. Еще более высокую чувствительность можно получить с использованием двух линеек, штрихи одной из которых выполнены с небольшим наклоном. При взаимном перемещении таких линеек возникает так называемый «муаровый» эффект. При незначительном перемещении линеек появляются темные «муаровые» полосы и световой поток, падающий на фотоприемник, резко изменяется.

Во всех рассмотренных выше примерах сам фототок не влиял на точность измерения или преобразования. Фотоприемники работали не в аналоговом, а в дискретном режиме. Такой режим позволяет иметь более простые конструкции и схемы приборов, так как не требуется обеспечить высокую стабильность светового потока и напряжения питания.

Однако фотоэлектрические датчики используются и в аналоговом режиме, когда именно по значению фототока определяется измеряемая неэлектрическая величина. При измерении высоких температур (более  $1000^\circ\text{C}$ ) широкое распространение получили пирометры, использующие лучистую энергию тел, температура которых измеряется. С помощью фотоэлектрических датчиков построены яркостные пирометры и цветковые пирометры.



Фотоэлектрический яркостный пирометр основан на использовании зависимости между током  $I$  фотоэлемента и температурой  $T$  источника излучения, освещающего фотоэлемент. Эта зависимость имеет вид  $I = aT^n$ , где коэффициент  $a$  зависит от чувствительности фотоэлемента, а  $n$  — от его спектральной характеристики. Коэффициент  $n$  достигает 10—12 и может быть увеличен подбором соответствующих светофильтров. При использовании в качестве фотоприемников фоторезисторов их включают в мостовую схему (рис. 12.8). На фоторезистор ФР1 падает световой поток от контролируемого объекта. На фоторезистор ФР2 падает световой поток от лампочки накаливания. При нарушении баланса моста напряжение с его измерительной диагонали подается на усилитель, который питает лампу накаливания и изменяет ее накал таким образом, чтобы уменьшить разбаланс моста. Амперметр в цепи лампы накаливания может быть проградуирован в единицах температуры. Градуировка проводится по показаниям образцового пирометра.

В основу работы фотоэлектрических *цветовых пирометров* положено следующее физическое явление, называемое законом смещения. При нагреве тело излучает световой поток, где присутствуют разные цвета, т. е. имеются электромагнитные колебания с разными длинами волн. Однако каждой температуре соответствует определенная длина волны, на которой интенсивность излучения максимальна.

В цветowych пирометрах определяется отношение интенсивностей излучения данного тела в лучах двух заранее выбранных длин волн. Это отношение для каждой температуры будет различным, оно однозначно определяет температуру тела.

На рис. 12.9 показана схема фотоэлектрического цветового пирометра. Излучение от объекта измерения  $A$  поступает на фотоэлемент  $I$  через диск  $2$ , в котором попеременно расположены красные

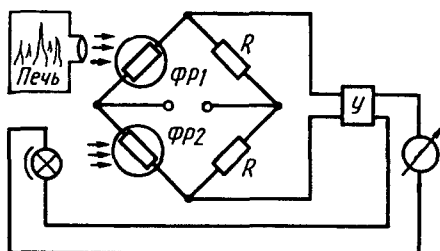


Рис. 12.8. Фотоэлектрический яркостный пирометр — датчик высоких температур

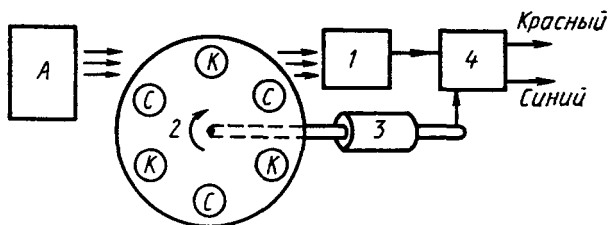


Рис. 12.9. Фотоэлектрический цветовой пирометр

и синие светофильтры. Диск приводится во вращение с постоянной скоростью электродвигателем 3. Таким образом, на фотоэлемент попеременно попадают то красные, то синие лучи. Синхронно с вращением диска 2 усиленный сигнал с фотоэлемента переключается коммутатором 4, выделяющим два сигнала: соответствующий интенсивности красных лучей и соответствующий интенсивности синих лучей. Измеритель отношения сигналов (например, логометрического типа) проградуирован в единицах температуры.

Представляет интерес использование фотоэлектрического датчика в измерителе влажности (*психрометре*). Влажность можно определить по так называемой «точке росы». Известно, что водяной пар, имеющийся в газе, начинает конденсироваться (осаждаться в виде росы) при определенной температуре, зависящей от влажности. Для определения начала осаждения росы и служит фотодатчик. Луч осветителя падает на маленькое зеркальце и отражается на фотоприемник. Поверхность зеркальца может охлаждаться и нагреваться системой терморегулирования, включаемой по сигналу фотодатчика. Если температура зеркала понижается до точки росы, то появляющийся на поверхности зеркала туман уменьшает световой поток, падающий на фотоприемник, и фототок резко уменьшается. Срабатывает реле, включающее нагреватель зеркала. Спустя некоторое время температура зеркала повысится, туман на нем исчезнет, фототок резко возрастет и сработает реле, включающее охладитель зеркала. Таким образом, температура зеркальца будет непрерывно колебаться относительно точки росы. Измеряя ее с помощью терморезистора или термопары, можно определить влажность.

Фотоэлектрические датчики применяют для измерения различных неэлектрических величин. В машиностроении применяются фотоэлектрические датчики размеров деталей. С помощью оптических систем можно спроецировать контур маленькой детали на весьма большую площадь, что существенно повышает чувствительность и точность измерения. В механических контактных датчиках

для этого потребовались бы рычажные системы, которые бы оказывали силовое воздействие на деталь. А фотоэлектрический датчик не нагружает деталь. С его помощью можно контролировать размеры хрупких и непрочных деталей и узлов.

Применяются фотоэлектрические датчики для определения задымленности и загазованности при промышленных выбросах в атмосферу, что очень важно для охраны природы и здоровья людей. Фотоэлектрические колориметры, блескомеры, нефелометры позволяют объективно оценить качество изготовления и отделки различных изделий по их цвету, полировке, прозрачности соответственно. С помощью фотоэлектрических датчиков выполняется автоматическое прочтение машинописных и рукописных буквенных и цифровых текстов.

### Контрольные вопросы

1. Расскажите о различных проявлениях фотоэффекта: о внешнем, внутреннем и вентильном фотоэффектах.
2. Что такое спектральная характеристика?
3. Приведите примеры применения фотоэлектрических датчиков в повседневной жизни.

## Глава 13

### УЛЬТРАЗВУКОВЫЕ ДАТЧИКИ

#### § 13.1. Принцип действия и назначение

Работа ультразвуковых датчиков основана на взаимодействии ультразвуковых колебаний с измеряемой средой. К ультразвуковым относят механические колебания, происходящие с частотой более 20 000 Гц, т. е. выше верхнего предела звуковых колебаний, воспринимаемых человеческим ухом. Распространение ультразвуковых колебаний в твердых, жидких и газообразных средах зависит от свойств среды. Например, скорость распространения этих колебаний для разных газов находится в пределах от 200 до 1300 м/с, для жидкостей — от 1100 до 2000, для твердых материалов — от 1500 до 8000 м/с. Очень сильно выражена зависимость скорости колебаний в газах от давления.

Различны коэффициенты отражения ультразвуковых волн на границе раздела разных сред, различна и звукопоглощательная способность разных сред. Поэтому в ультразвуковых датчиках информация о различных неэлектрических величинах получается благодаря измерению параметров ультразвуковых колебаний: времени их распространения, затухания амплитуды этих колебаний, фазового сдвига этих колебаний.

Ультразвуковые методы измерения относятся к электрическим методам постольку, поскольку возбуждение ультразвуковых колебаний и прием этих колебаний выполняются электрическим способом. Обычно для этого используют пьезоэлементы и магнитострикционные преобразователи. В гл. 7 были рассмотрены пьезоэлектрические датчики, преобразующие давление в электрический сигнал. Это прямой пьезоэффект. Он используется в приемниках ультразвукового излучения. Обратный пьезоэлектрический эффект заключается в сжатии и растяжении пьезокристалла, к которому приложено переменное напряжение. Для возбуждения ультразвуковых колебаний и используется этот эффект. Таким образом, пьезоэлемент может использоваться попеременно то излучателем, то приемником ультразвуковых колебаний.

Магнитострикционные излучатели ультразвука используют явление деформации ферромагнитов в переменном магнитном поле.

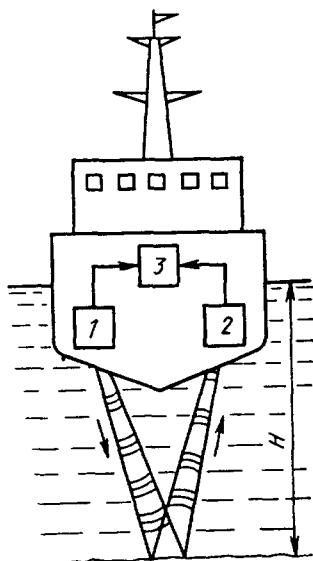


Рис. 13.1. Эхолот с ультразвуковым датчиком

Поясним работу ультразвукового датчика на примере эхолота — прибора для измерения глубины моря (рис. 13.1). При подаче переменного напряжения на пьезоэлемент 1 возбуждаются ультразвуковые колебания, направленные вертикально вниз. Отраженный ультразвуковой импульс воспринимается пьезоэлементом 2. Электрический прибор 3 измеряет время  $t$  между посылаемым и принимаемым импульсами. Глубина моря пропорциональна этому времени и скорости распространения звука  $v$  в воде:

$$H = vt/2. \quad (13.1)$$

Шкала прибора градуируется непосредственно в метрах. Аналогично действует ультразвуковой лоцатор, опреде-

ляющий расстояние до препятствия на пути корабля в горизонтальном направлении. Некоторые животные (например, летучие мыши и дельфины) имеют органы ориентировки, действующие по принципу ультразвукового лоатора.

Ультразвуковые колебания имеют энергию значительно большую, чем звуковые, поскольку энергия пропорциональна квадрату частоты. Кроме того, сравнительно просто осуществляется направленное излучение ультразвука.

С помощью ультразвуковых датчиков обнаруживают дефекты в металлических деталях: трещины в изделиях, полости в отливках и т. д. Ультразвуковые датчики играют важную роль в дефектоскопии, в неразрушающих методах контроля. Кроме того, ультразвуковые датчики используются в приборах для измерения расхода, уровня, давления.

### § 13.2. Излучатели ультразвуковых колебаний

В ультразвуковых электрических датчиках наибольшее распространение получили магнитострикционные и пьезоэлектрические излучатели, возбуждаемые с помощью полупроводниковых и электронных генераторов, вырабатывающих переменное напряжение с частотой более 10 кГц. Часто применяется и импульсное возбуждение ультразвуковых излучателей.

Магнитострикционный излучатель стержневого типа (рис. 13.2, а) представляет собой набор тонких листов из ферромагнитного материала, на который намотана обмотка возбуждения. Чаще всего в магнитострикционных излучателях используется никель и его сплавы (инвар и монель), а также ферриты. Форма пластины показана на рис. 13.2, б.

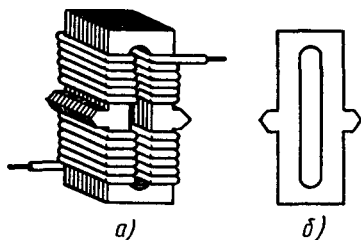


Рис. 13.2. Магнитострикционный излучатель

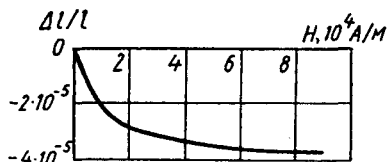


Рис. 13.3. Зависимость относительного изменения длины от напряженности магнитного поля

Если стержень из ферромагнитного материала находится в переменном магнитном поле, то он будет попеременно сжиматься и растягиваться, т. е. деформироваться. Зависимость относительного изменения длины  $\Delta l/l$  стержня из никеля от напряженности магнитного поля  $H$  показана на рис. 13.3. Так как знак деформации не зависит от направления поля, то частота колебаний деформации будет в два раза больше частоты переменного возбуждающего поля. Для получения больших механических деформаций используют постоянное подмагничивание стержня, чтобы работать на наиболее крутом участке кривой (рис. 13.3).

Магнитострикционные излучатели работают в условиях резонанса, когда частота возбуждающего поля совпадает (настроена в резонанс) с частотой собственных упругих колебаний стержня, которая определяется по формуле

$$f = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{E}{\rho}}, \quad (13.2)$$

где  $l$  — длина стержня;  $E$  — модуль упругости;  $\rho$  — плотность материала.

Для никелевого стержня длиной  $l = 100$  мм частота собственных колебаний составляет 24,3 кГц, амплитуда достигает примерно 1 мкм. Наивысшая частота, на которой еще удается возбудить достаточно интенсивные колебания, составляет 60 кГц, что соответствует длине 40 мм. Помимо основной частоты в стержне можно возбудить и колебания на высших гармониках (при соответствующем креплении стержня), но с меньшей амплитудой.

В пьезоэлектрическом излучателе ультразвуковых колебаний используется пластина кварца (рис. 13.4), к которой приложено переменное напряжение  $U_x$ , создающее электрическое поле в направлении электрической оси  $X$  (см. рис. 7.1). Продольный обратный пьезоэффект заключается в деформации пластины по оси  $X$ .

При этом относительное изменение толщины пластины

$$\Delta a/a = k U_x/a. \quad (13.3)$$

Поперечный обратный пьезоэффект заключается в деформации пластины в направлении механической оси  $Y$ . При этом относительное изменение длины пластины

$$\Delta l/l = -k U_x/a. \quad (13.4)$$

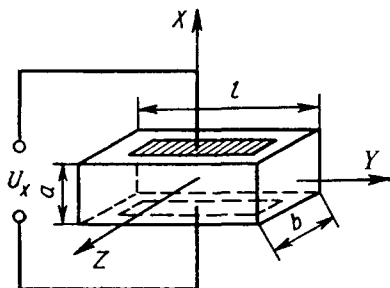


Рис. 13.4. Пьезоэлектрический излучатель ультразвуковых колебаний

Как видно из (13.3), продольная деформация не зависит от размеров пластины, а поперечная деформация, как следует из (13.4), увеличивается с ростом отношения  $l/a$ . При напряжениях до 2,5 кВ сохраняется прямая пропорциональность между величиной деформации и напряжением. При больших напряжениях деформация увеличивается не столь быстро и при  $U_x = 25$  кВ оказывается на 30 % меньшей, чем рассчитанная по (13.3) и (13.4). Амплитуда колебаний достигает максимума при равенстве частоты приложенного напряжения и частоты собственных колебаний пластины.

Частота собственных продольных колебаний определяется по формуле, аналогичной (13.4), где модуль упругости берется в направлении оси  $X$ :

$$f_a = \frac{1}{2a} \sqrt{\frac{E_x}{\rho}}. \quad (13.5)$$

Частота собственных поперечных колебаний зависит от модуля упругости в направлении оси  $Y$ :

$$f_l = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{E_y}{\rho}}. \quad (13.6)$$

Для кварцевых пластин  $f_a = 285/a$  [кГц] и  $f_l = 272,6/l$  [кГц], где размеры пластины выражены в сантиметрах.

По сравнению с магнитострикционными пьезоэлектрические излучатели обеспечивают значительно бóльшую (на 1–2 порядка) частоту ультразвуковых колебаний.

### § 13.3. Применение ультразвуковых датчиков

В ультразвуковых уровнемерах и дефектоскопах используется свойство ультразвука отражаться от границы двух сред. Соотношение между энергиями отраженных и падающих колебаний называется *коэффициентом отражения*. Этот коэффициент весьма велик для сред, существенно отличающихся по плотности и скорости распространения звука. Например, коэффициент отражения на границе вода — сталь составляет 88, а на границе вода — трансформаторное масло он равен 0,6. Но даже и при малых коэффициентах отражения полученный отраженный сигнал вполне достаточен для измерения положения уровня раздела двух сред. Мерой уровня является время распространения колебаний от источника излучения к границе раздела и обратно к приемнику. Эти величины уровня и времени связаны между собой соотношением (13.1). Благодаря свойству ульт-

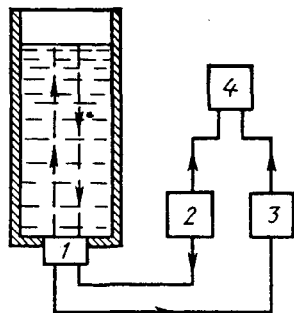


Рис. 13.5. Ультразвуковой датчик уровня

тразвуковых колебаний распространяться в любых упругих средах между излучателем и измеряемой средой может находиться металлическая стенка, что позволяет вести измерение без контакта измерительных элементов с контролируемой средой и без электрических вводов в резервуар.

В ультразвуковых уровнемерах используется в основном импульсный режим передачи колебаний в среду. При этом пьезоэлемент может попеременно работать то излучателем, то приемником ультразвука. Схема ультразвукового уровнемера показана на рис. 13.5. Электрические высокочастотные импульсы от генератора 2 подаются по кабелю к пьезоэлементу датчика 1, который излучает ультразвуковые колебания в измеряемую среду. Эти колебания отражаются от границы раздела сред и возвращаются к пьезоэлементу, который преобразует их в электрический сигнал. Этот сигнал усиливается усилителем 3 и подается на измерительное устройство 4, определяющее время между посылкой импульса генератором 2 и приходом импульса в усилитель 3. В результате многократного отражения посланного импульса могут вернуться три-четыре сигнала, убывающие по амплитуде и запаздывающие друг относительно друга на одинаковое время. Частота посылаемых импульсов должна быть не слишком большой, чтобы все отраженные сигналы успели вернуться до посылки следующего импульса. Ультразвуковые уровнемеры обеспечивают точность в 1 % при измерениях уровня в 5—10 м в условиях высокой температуры, высокого давления, большой химической активности контролируемой среды. В воздухе ультразвуковые колебания затухают во много раз быстрее, чем в жидких (и вообще в более плотных) средах. Поэтому предпочтительнее располагать излучатель и приемник под резервуаром, а не сверху (рис. 13.5).

В ультразвуковом расходомере используется эффект сложения скорости распространения ультразвука в упругой среде со скоростью движения этой среды. Схема ультразвукового расходомера показана на рис. 13.6. Пьезоэлементы 1 и 2 располагаются вдоль трубопровода и возбуждаются от генератора 3 на частоте в несколько сотен кГц. Каждый из пьезоэлементов попеременно с помощью переключателя 4 работает то излучателем, то приемником. Таким образом, ультразвуковые колебания посылаются то по потоку



среды, то навстречу ему. В первом случае скорости колебаний и потока складываются, во втором случае — вычитаются. После прохождения по среде сигналы, принятые пьезоэлементами, усиливаются усилителем 5 и поступают попеременно на измерительное устройство 6. Разность фаз принятых колебаний будет пропорциональна скорости среды. Градуировка прибора выполняется для определенной среды. При использовании прибора для измерений расхода среды с другим значением скорости распространения ультразвука изменяется и градуировка.

Следует отметить, что измерительные схемы для ультразвуковых датчиков довольно сложны.

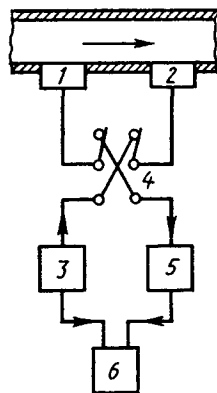


Рис. 13.6. Ультразвуковой датчик расхода

### Контрольные вопросы

1. Поясните принцип действия эхолота.
2. Как работает излучатель ультразвуковых колебаний?

## Глава 14

### ДАТЧИКИ ХОЛЛА И МАГНИТОСОПРОТИВЛЕНИЯ

#### § 14.1. Физические основы эффекта Холла и эффекта магнитосопротивления

Эффект Холла — это физическое явление, которое заключается в следующем. Рассмотрим пластинку (рис. 14.1) из проводящего материала, вдоль которой проходит ток  $I$ . Если перпендикулярно плоскости пластинки и направлению тока действует магнитное поле напряженностью  $H$ , то в пластине возникает ЭДС, пропорциональная току, и напряженности магнитного поля:

$$E = KIH, \quad (14.1)$$

где  $K = k_x / d$  — коэффициент, зависящий от материала и толщины пластины  $d$ ;  $k_x$  — постоянная Холла.

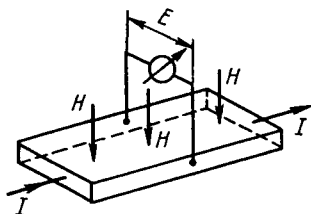


Рис. 14.1. Датчик Холла

Направление этой ЭДС, которая называется ЭДС Холла, перпендикулярно току и полю, т. е. ее можно измерить между боковыми продольными гранями пластины (рис. 14.1) с помощью электроизмерительного прибора. Причина появления ЭДС Холла в том, что на движущиеся заряды в магнитном поле действует сила Лоренца. Ток в пластине — это и есть упорядоченное движение зарядов (в металле — электронов). Под действием магнитного поля они смещаются перпендикулярно направлению своего движения и вблизи одной продольной грани возникает избыток зарядов, а вблизи другой — недостаток. В обычных проводниковых материалах ЭДС Холла очень мала, что объясняется малой скоростью (точнее — подвижностью) носителей тока из-за их большой концентрации. Хотя эффект Холла известен уже более ста лет, практическое применение его началось лишь в итоге развития технологии получения полупроводников. Именно в чистых полупроводниках обеспечивается высокая подвижность носителей тока, поэтому постоянная Холла для чистых полупроводников во много раз больше, чем для металлов.

*Эффект магнитосопротивления* — это другое физическое явление, заключающееся в изменении сопротивления проводящих тел в магнитном поле. Объясняется это тем, что в присутствии магнитного поля на носители тока действует сила Лоренца, изменяющая траекторию их движения. Если бы не было магнитного поля, то под действием приложенного к проводящему телу напряжения носители тока перемещались бы по кратчайшему направлению. Изменение траектории под действием магнитного поля всегда удлиняет путь носителей тока, что проявляется как увеличение сопротивления. В сильных поперечных магнитных полях некоторые вещества могут иметь относительное увеличение сопротивления  $\alpha = \Delta R/R$  в десятки раз. Чаще всего величина  $\alpha$  связана с напряженностью магнитного поля  $H$  квадратичной зависимостью

$$\alpha = k_R H^2, \quad (14.2)$$

где  $k_R$  — коэффициент, зависящий от материала и размеров.

Эффекты Холла и магнитосопротивления используются в датчиках, с помощью которых могут быть измерены различные электрические и магнитные величины. Кроме того, они могут использоваться для математической обработки электрических сигналов: слож-

ния, умножения, деления, возведения в квадрат и извлечения корня; для различных преобразований электрических сигналов.

### § 14.2. Материалы для датчиков Холла и датчиков магнитосопротивления

Использование датчиков Холла для целей автоматического измерения будет рациональным в том случае, если они имеют достаточно высокую чувствительность и мало подвержены влиянию температуры. Чувствительность датчика зависит от выходной ЭДС, т. е. от постоянной Холла, которая, в свою очередь, определяется подвижностью носителей тока. В проводящих телах носителями тока являются электроны. При обычных температурах электроны находятся в хаотическом тепловом движении с самыми различными скоростями. Однако если вдоль тела создать электрическое поле  $E$ , приложив напряжение  $U$ , то все электроны начнут передвигаться в направлении поля с некоторой средней скоростью  $v$  (при этом отдельные электроны могут иметь как большую, так и меньшую скорости). Подвижность носителей тока ( $m$ ) определяется как отношение скорости  $v$  к напряженности электрического поля  $E$ :

$$\mu = v/E. \quad (14.3)$$

Подвижность зависит от того, как часто электрон при своем движении сталкивается с решеткой твердого тела. Следует особо отметить, что большое значение ЭДС Холла еще не означает, что в этом веществе велик эффект Холла и оно годится для технических применений. Большое значение ЭДС может быть получено за счет большого напряжения  $U$ , т. е. больших затрат электрической энергии. В то же время в другом материале такая же ЭДС Холла и те же скорости носителей тока могут быть получены при меньшем напряжении только за счет большей подвижности. Такой материал выгоднее для применения в датчике Холла.

Короче говоря, основным требованием, предъявляемым к материалам для датчиков, является сочетание большой подвижности носителей тока с минимальными температурными зависимостями.

В зависимости от технологии изготовления различают кристаллические (в форме пластинки) и пленочные датчики.

В качестве материала кристаллических датчиков используются различные соединения индия: мышьяковистый индий  $InAs$ , фосфид индия  $InP$ , сурьмянистый индий  $InSb$ , а также германий  $Ge$  и кремний  $Si$ .

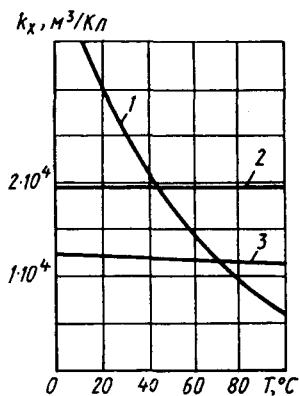


Рис. 14.2. Зависимости постоянной Холла от температуры

Наибольшее значение постоянной Холла у материала InSb, но оно сильно зависит от температуры. На рис. 14.2 показаны зависимости постоянной Холла от температуры для разных материалов (1 — InSb, 2 — InAs, 3 — твердый раствор InAs и InP). Для германия постоянная Холла в десятки раз меньше, но он обладает значительно большим удельным сопротивлением. Из германия можно делать датчики с сопротивлением в несколько килоом. Еще большим удельным сопротивлением обладает кремний, но его труднее очистить от примесей. Высокую степень очистки полупроводниковых материалов получают при плавке в космических лабораториях.

Для размещения в узких зазорах очень удобны пленочные датчики Холла. Для их изготовления используется метод испарения в вакууме исходного вещества с последующим осаждением на подложку из слюды. Толщина пленочных датчиков составляет 10—30 мкм, что в сотни раз меньше, чем у кристаллических датчиков. Материалом для пленочных датчиков служат соединения ртути: селенид ртути HgSe и теллурид ртути HgTe. Чем тоньше пленка, тем меньше постоянная Холла. По своим возможностям применения в системах автоматики пленочные датчики примерно равноценны с германиевыми и даже лучше по температурной стабильности. Но они очень дорогие. В настоящее время проводятся исследования новых материалов, пригодных для использования в датчиках Холла и магнитосопротивления.

### § 14.3. Применение датчиков Холла и датчиков магнитосопротивления

Основное применение датчики Холла и датчики магнитосопротивления находят для измерения магнитных полей. Они применяются в очень широком диапазоне напряженности магнитного поля: от 1 до  $10^9$  А/м. С их помощью можно определять кривые намагничивания магнитных материалов, распределение магнитных полей в электрических машинах и электромагнитных устройствах. При измерениях в сильных магнитных полях ( $H > 10^7$  А/м) ЭДС Холла составляет десятые доли вольт и может быть измерена вольтметром с большим

внутренним сопротивлением или с помощью компенсационной схемы. Регулировка чувствительности производится изменением напряжения, питающего датчик. Для увеличения выходного сигнала используют последовательное соединение нескольких датчиков Холла. При измерениях в средних магнитных полях ( $10^5 \text{ А/м} < H < 10^7 \text{ А/м}$ ) требуется усиление выходного напряжения датчика. При измерениях в слабых магнитных полях ( $H < 10^5 \text{ А/м}$ ) используют так называемые концентраторы магнитного поля. В качестве таких концентраторов используют круглые длинные стержни с узким зазором между ними, куда и помещается датчик. Стержни изготавливают из материалов с высокой магнитной проницаемостью, чаще всего из пермаллоя. При длине стержней в 1 метр, диаметре 5 мм и зазоре в 0,3 мм можно получить коэффициент усиления магнитного поля в 1500 раз. Датчики Холла с концентраторами магнитного поля способны чувствовать напряженность магнитного поля в 0,1 А/м. С их помощью можно исследовать даже очень слабое магнитное поле Земли. Однако надо отметить, что измерения средних и слабых магнитных полей с помощью датчиков Холла пока целесообразны лишь в лабораторных, а не промышленных условиях.

В средних и слабых магнитных полях датчики Холла очень чувствительны к колебаниям температуры и нуждаются в стабильном питании и сложных измерительных схемах. Например, термоЭДС между материалом датчика и его выводами соизмерима с выходным сигналом. Да и при измерениях в сильных магнитных полях используют схемы термокомпенсации погрешности с помощью терморезисторов, а порой даже и термостатирование, т. е. измерения проводят в камере, где автоматически поддерживается постоянная температура.

По существу, датчик Холла является элементарным умножающим устройством, поскольку его выходной сигнал пропорционален произведению напряженности на ток. На этом, в сущности, и основаны все возможные применения датчика Холла. При постоянном токе через датчик выходной сигнал пропорционален напряженности магнитного поля. А поместив датчик в постоянное магнитное поле, можно измерять ток, проходящий через него, по значению ЭДС Холла. Это единственный способ определения распределения токов в электролитических ваннах.

Датчики магнитосопротивления также вначале использовались для измерения магнитных полей, но затем были вытеснены более совершенными датчиками Холла на новых полупроводниковых материалах. Однако датчики магнитосопротивления по устройству проще датчиков Холла. Наилучшей формой для датчика магнитосопротивления является диск с одним выводом в центре и другим

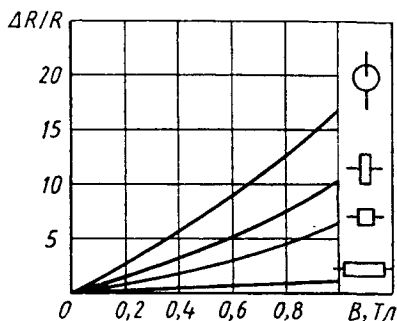


Рис. 14.3. Характеристики датчиков магнитосопротивления

на окружности. Зависимости относительного изменения сопротивления датчиков магнитосопротивления разной формы от магнитной индукции показаны на рис. 14.3.

Основным достоинством датчика магнитосопротивления является возможность бесконтактного изменения активного сопротивления.

Одним из возможных применений датчиков магнитосопротивления является создание бесконтактных клавишных выключателей. При нажатии на кнопку такого выключателя перемещается магнит и изменяется магнитный поток, воздействующий на датчик магнитосопротивления.

Известны также применения датчиков Холла и магнитосопротивления в системах автоматики в качестве измерителей тока в токоведущих шинах, бесконтактных потенциометров для преобразования механического перемещения (линейного или углового) в пропорциональный электрический сигнал. Удобно применять датчики Холла в автоматических устройствах, контролирующих состояние стальных канатов.

Пока еще датчики Холла и датчики магнитосопротивления сравнительно мало применяются в системах промышленной автоматики. Но бурное развитие полупроводниковой технологии ведет к расширению их применения.

Следует отметить, что в последнее время к таким датчикам прибавились еще и близкие по принципу действия магнитодиодные и гальваномагнитно-рекомбинационные преобразователи.

## Контрольные вопросы

1. Как проявляется эффект Холла?
2. Почему в магнитном поле изменяется сопротивление проводника?

# **Раздел III**

## **КОММУТАЦИОННЫЕ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ**

### **Глава 15**

#### **КОММУТАЦИОННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ**

##### **§ 15.1. Назначение. Основные понятия**

Коммутационные элементы предназначены для включения, отключения и переключения электрических цепей. Под коммутацией обычно понимают выполнение этих трех операций. Различают коммутационные элементы ручного и автоматического управления. Коммутационные элементы ручного управления срабатывают при непосредственном механическом воздействии на их органы управления. Автоматические коммутационные элементы срабатывают под воздействием электромагнитных сил на их приводные органы. Основной частью таких элементов обычно является электромагнит, входным сигналом для них служит электрический ток или напряжение. Автоматические коммутационные элементы используются в системах автоматики и при дистанционном управлении различными механизмами и устройствами. Они рассматриваются в последующих главах данного раздела.

В этой главе рассмотрены коммутационные элементы с механическим приводом. Используются они, как правило, для местного управления и для подачи сигналов о достижении каких-либо промежуточных и конечных положений. По своему назначению коммутационные элементы подразделяют на два вида: для коммутации силовых цепей (обмоток электродвигателей, мощных электромагнитов, трансформаторов, нагревателей и других потребителей) и для коммутации цепей управления (обмоток релейно-контактной аппаратуры, устройств контроля, регулирования и сигнализации). Такое разделение обусловлено различными значениями токов и напряжений в коммутируемых цепях, что, в свою очередь, влияет на конструктивное исполнение и габаритные размеры. Изучение коммутаци-

онных элементов для силовых цепей не входит в нашу задачу. Отметим только, что наибольшее распространение для этих целей получили рубильники и переключатели рубящего типа, обеспечивающие быстрое размыкание и имеющие специальные устройства для гашения электрической дуги.

Все коммутационные элементы, используемые в цепях управления, обязательно имеют следующие узлы: неподвижные контакты, подвижные контакты и орган управления. Кроме того, они могут иметь элементы фиксации, монтажа и настройки, дугогашения и т. п. Необходимые коммутационные элементы выбирают по допустимым значениям тока и напряжения. Но наиболее важной для практики характеристикой коммутационных элементов является их надежность, т. е. сохранение работоспособности при большом числе срабатываний.

Коммутационные элементы различают по числу коммутируемых цепей (одноцепные и многоцепные) и по числу фиксированных положений, причем имеются коммутационные элементы с самовозвратом в исходное положение, т. е. без фиксации переключенного положения, что может быть необходимо для ряда схем управления.

К коммутационным элементам с механическим приводом относятся кнопки управления, микропереключатели, тумблеры, клавишные, поворотные, рычажные и кулачковые переключатели, а также концевые и путевые выключатели.

## § 15.2. Кнопки управления и тумблеры

Кнопки управления — это аппараты, подвижные контакты которых перемещаются и срабатывают при нажатии на толкатель кнопки. Комплект кнопок, смонтированных на общей панели, представляет собой кнопочную станцию. Используемые в схемах автоматики кнопки управления различают по числу и типу контактов (от 1 до 4 замыкающих и размыкающих), форме толкателя (цилиндрический, прямоугольный и грибовидный), способу защиты от воздействия окружающей среды (открытые, закрытые, герметичные, взрывобезопасные и т. д.).

Независимо от конструкции и габаритных размеров кнопок (рис. 15.1, *а*, *б*) все они имеют неподвижные контакты 1 и подвижные контакты 6, перемещаемые с помощью толкателя 3. Внешняя цепь подсоединяется к кнопке с помощью винтовых зажимов 7. Корпус 2 кнопки фиксируется на панели управления гайками 4 и 5.



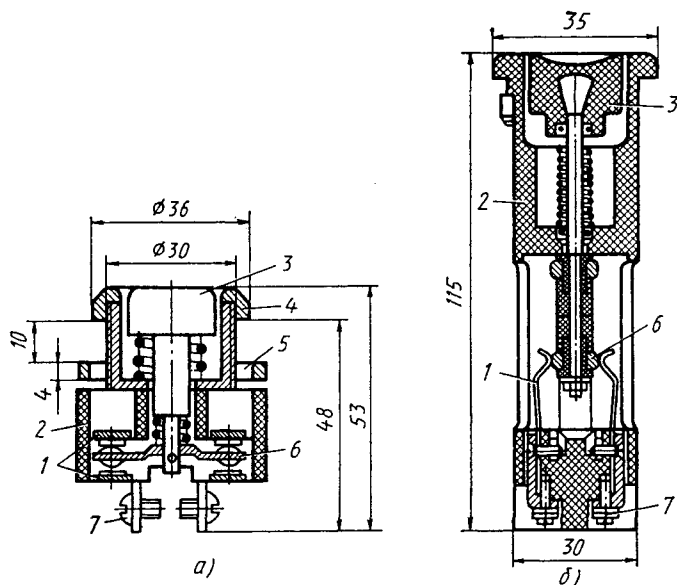


Рис. 15.1. Конструкции кнопок управления

Электрические параметры наиболее распространенных кнопок приведены в табл. 15.1. Кнопки управления общепромышленного применения серий КУ и КЕ имеют различные исполнения и формы толкателей.

Таблица 15.1. Электрические параметры кнопок управления различных типов

Наименование параметров	Типы кнопок				
	КУ 0	КУ 1, КУ 2	КЕ	БК 14-21	К 20, К 03
Номинальное напряжение, В: переменного тока постоянного тока	380	500	500	660	380
	220	440	220	440	220
Минимальное напряжение, В	24	24	24	12	—
Номинальный ток, А	2,5	5	6	10	5
Разрываемый переменный ток, А	2,5	12	9,6	16	6

Для коммутации цепей электроники выпускаются специальные кнопки (например, типа ВК14-21). Малогабаритные кнопки управ-

ления выполняют на основе микровыключателя типа МП, который используют в качестве исполнительного контактного элемента в тумблерах типа МТІ и МТП. Долговечность и надежность кнопок управления оценивают коммутационной износостойкостью, которую выражают в гарантированном числе циклов включений-отключений под нагрузкой. Этот параметр различен для разных кнопок и условий эксплуатации. Например, для кнопок типа ВК14-21 с медными контактами он составляет  $0,25 \cdot 10^6$  циклов, с биметаллическими контактами —  $2,5 \cdot 10^6$ , с серебряными контактами —  $4 \cdot 10^6$  циклов. Механическая износостойкость всегда превышает коммутационную. В последнее время все большее распространение получили кнопки управления с прямоугольной формой толкателя — их называют клавишами.

На основе кнопок управления изготавливают кнопочные станции, содержащие до 12 кнопок различного исполнения, собранных на общей панели или в одном корпусе. Такие коммутационные устройства называют кнопочными или клавишными переключателями (рис. 15.2).

Переключатель представляет собой наборную панель из кнопок 1 (или клавиш), смонтированных на общем каркасе 2 и снабженных механизмом фиксации, который может быть независимым для каждой кнопки (клавиши) или взаимно заблокированным. Кнопки могут также иметь самовозврат в исходное положение или чередование включенного и отключенного фиксированных поло-

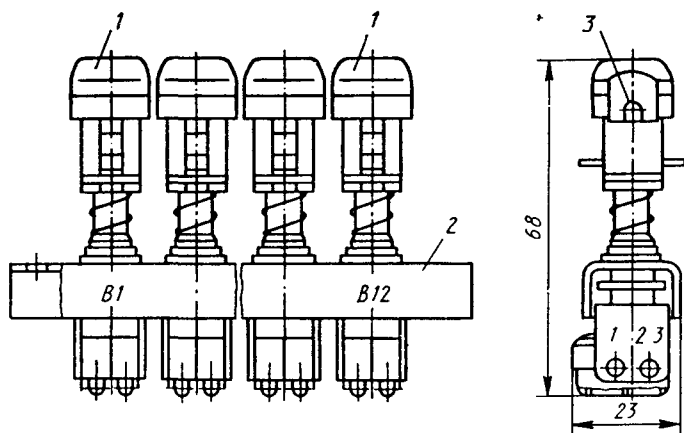


Рис. 15.2. Кнопочный переключатель

жений. Каждая кнопка или клавиша осуществляет коммутацию одной или нескольких цепей. Некоторые типы переключателей снабжают специальной кнопкой возврата (сброса) включенных кнопок в исходное положение. В этом случае возможно включенное положение нескольких кнопок одновременно. Особенностью этих переключателей является двухпозиционное положение (включено, отключено) каждой кнопки или клавиши. Необходимый режим или программа управления задается путем набора включенных и отключенных положений соответствующих кнопок (клавиш). При этом положение кнопок или клавиш (поднятое или утопленное) играет роль указателя. Для этой цели используют также световые сигнализаторы 3 (лампы или светодиоды), вмонтированные в корпус блока переключателя (рис. 15.2). Закрытое исполнение и использование высококачественных материалов (биметаллов, сплавов серебра и т. п.) для контактов обеспечивают малые переходные сопротивления, что весьма важно при установке этих переключателей в низковольтных и слаботочных цепях автоматики и электроники.

Для более мощных цепей автоматики применяют тумблеры, используемые в качестве выключателей, а также двух- и трехпозиционных переключателей. На рис. 15.3 показано устройство двухпозиционного тумблера. Мостиковый контакт, выполненный в виде токопроводящего ролика 1, замыкает одну из двух пар неподвижных контактов 2. Переключение контактов тумблера осуществляется воздействием на рычаг 3, а ускорение срабатывания (мгновенное действие) обеспечивается пружиной 4. Номинальный ток тумблера 1 и 2 А при напряжении 220 В, масса их не превышает 30 г.

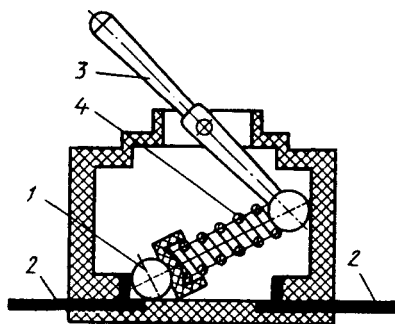


Рис. 15.3. Двухпозиционный тумблер

### § 15.3. Пакетные переключатели

Для коммутации нескольких цепей при нескольких фиксированных положениях для выбора различных режимов работы используются пакетные переключатели. Такой переключатель (рис. 15.4, а) состоит из ряда слоев — пакетов 3 (показан отдельно на рис. 15.4, б), внутри которых находятся подвижный 5 и неподвижный 4 контакты. Подвижный контакт 5 закреплен на оси 2, вращающейся с помощью рукоятки 1 и имеющей ряд фиксированных положений, в которых замыкаются неподвижные контакты одного из пакетов. Выводы 6 неподвижных контактов закреплены в корпусе переключателя. Недостаток таких пакетных переключателей — низкая надежность скользящих контактов.

Пакетные переключатели кулачкового типа, в которых электрическая цепь замыкается неподвижными контактами, более надежны. Подвижными у них являются диэлектрические кулачки, которые и замыкают контакты в зависимости от профиля кулачка и положения оси.

Конструкции пакетных переключателей, предназначенных для цепей управления, позволяют получить десятки и сотни вариантов разнообразных схем соединений при числе коммутируемых цепей до 24 (12 пакетов) и количестве фиксированных положений до 8 (через 45, 60 или 90°).

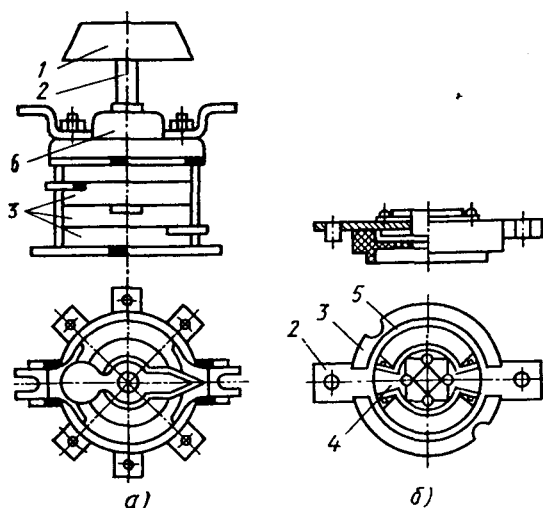


Рис. 15.4. Пакетный переключатель

Имеются переключатели и без фиксации переключаемого положения — с самовозвратом в исходное положение. Особенность этих переключателей — наличие запирающего (на ключ) устройства, что исключает бесконтрольное переключение.

Наиболее распространенными переключателями цепей управления являются аппараты серий ПКУ2 и ПКУ3. Номинальный (длительно допустимый) ток переключателей серии ПКУ2 — 6 А при напряжении 380 В переменного тока и 220 В постоянного тока, а для переключателей серии ПКУ3 — 10 А при 500 В переменного тока. Как видно по техническим параметрам, такие переключатели пригодны и для непосредственного включения и отключения довольно мощных потребителей электроэнергии, например электродвигателей мощностью в несколько киловатт.

Меньшими габаритами обладают переключатели серий ПУ и ПЭ, имеющие поворотные механизмы привода на два или три положения. Среди них имеется исполнение с выемным ключом-рукояткой. Такими переключателями, как правило, блокируют подачу напряжения в схему управления, изменяют режимы и способы управления. При этом предусмотрена возможность запирания переключателя как в отключенном, так и в других его положениях. Номинальный ток переключателей серий ПУ и ПЭ — 5 А при напряжении 220 В переменного тока и 1 А при 110 В постоянного тока.

Системы автоматического и программного управления требуют весьма сложных переключений, для которых необходимы многопозиционные и многоцепные переключатели (при числе цепей и положений порой в несколько десятков). Конструктивно такие коммутационные элементы выполнены в виде двух, четырех (и более) неподвижных секций, смонтированных на платах, и подвижных контактов, закрепленных на общем валу и фиксируемых специальным пружинно-шариковым фиксатором в заданных позициях.

На рис. 15.5 показаны наиболее распространенные ползунковые переключатели серии ПП однопанельного исполнения на 35 цепей. Переключатели в открытом исполнении предназначены для встраиваемого монтажа за панелью управления. Аналогичные щеточные переключатели, но закрытого исполнения, имеют от 1 до 4 секций при числе контактов в каждой секции от 4 до 24. Они обеспечивают надежную коммутацию при токе нагрузки до 1 А цепей переменного (напряжением 380 В) и постоянного (напряжением 220 В) тока.

В радиоэлектронной аппаратуре используются аналогичные пакетным переключатели — так называемые галетные. Они имеют от 2 до 11 положений при числе секций (галет) от 1 до 4. На рис. 15.6 показан переключатель серии ПГС на 10 положений.

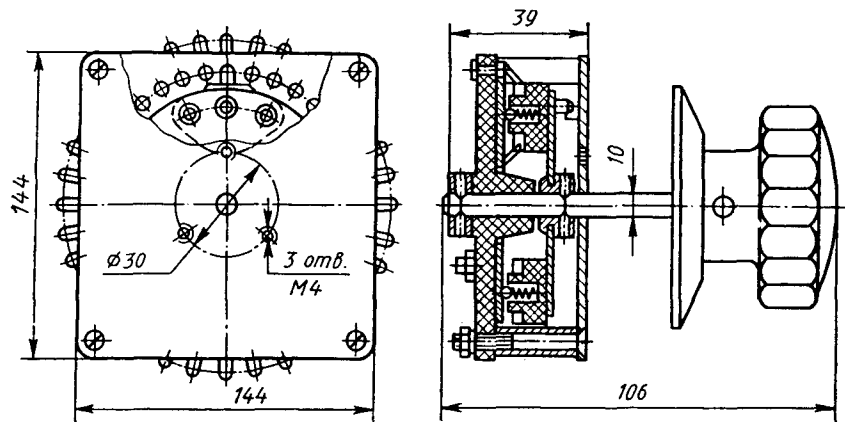


Рис. 15.5. Ползунковый переключатель

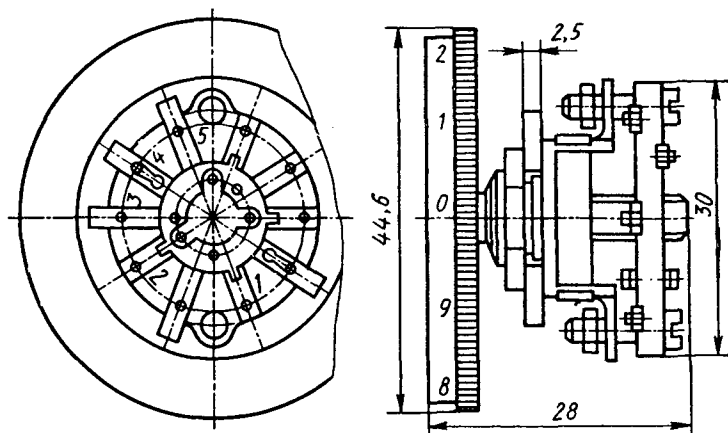


Рис. 15.6. Галетный переключатель

В последнее время в автоматике все шире используются достижения микроэлектроники, например большие интегральные схемы. Для коммутации в цепях, содержащих подобные элементы, необходимы переключатели, контакты которых обеспечивали бы надежное прохождение очень слабых токов (мили- или микроамперы) при пониженных значениях напряжений (до 5 В). Рассмотренные в данном параграфе переключатели, как правило, такими свойствами не

обладают, так как их контакты имеют значительные (порой в несколько ом) переходные сопротивления. В этом случае предпочтительнее применение клавишных переключателей с биметаллическими или серебряными контактами.

#### § 15.4. Путевые и конечные выключатели

Путевые и конечные выключатели представляют собой коммутационные элементы, кинематически связанные с рабочей машиной и срабатывающие в зависимости от перемещения подвижной части рабочей машины. Путевые выключатели срабатывают в определенных промежуточных точках на пути перемещения, конечные выключатели срабатывают в крайних точках: в начале и конце пути. Особенно широко путевые и конечные выключатели используются в схемах автоматизированного электропривода различных производственных механизмов. С их помощью происходят автоматическое управление приводом на отдельных участках пути и автоматическое отключение в крайних положениях механизма.

В зависимости от устройства, осуществляющего замыкание или размыкание контактов, путевые и конечные выключатели можно подразделить на кнопочные (нажимные), рычажные, шпindelные и вращающиеся. Переключение контактов в этих выключателях осуществляется следующим образом. В кнопочных — нажатием рабочего органа механизма на шток, с которым связаны контакты выключателя. В рычажных — воздействием рабочего органа механизма на рычаг, с которым связаны контакты. В шпindelных — перемещением гайки по винту, связанному через передачи с валом механизма. Во вращающихся — переключающими кулачковыми шайбами, связанными с валом механизма.

В штоковых выключателях скорость переключения контактов определяется скоростью перемещения производственного механизма. При малой скорости взаимное перемещение подвижных и неподвижных контактов происходит медленно, что приводит к длительному горению дуги, возникающей между размыкающимися контактами, и их быстрому разрушению из-за оплавления и усиленного окисления. Для нормальной работы такого выключателя скорость перемещения механизма должна быть не менее 0,5 м/мин. А для обеспечения мгновенного переключения контактов используются специальные пружинные механизмы, освобождающиеся с помощью спусковых механизмов (собачек). Пружины также используются для обеспечения необходимой силы контактного нажатия. На рис. 15.7

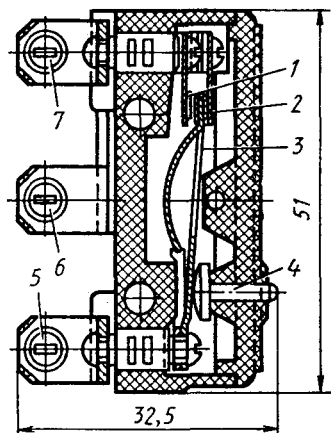


Рис. 15.7. Конечный микро-выключатель с мгновенным переключением контактов

показано устройство простого конечного выключателя. Закрепляется он таким образом, чтобы упор на подвижной части производственного механизма находился напротив штока 4. При нажатии упора на шток 4 последний давит на пружину 3. При достижении определенной силы нажатия пружина 3 перебрасывается влево, размыкая контакт 2 и замыкая контакт 1. При этом ток пойдет по другой цепи управления. Внешние соединения выключателя выполняются с помощью пайки к выводам: 5 — неподвижный контакт (общий); 6 — размыкающийся контакт 2; 7 — замыкающийся контакт 1. Плоская пружина 3 выполнена из трех частей. Средняя часть длиннее крайних, поэтому она всегда находится

в изогнутом состоянии и стремится прижимать контакты в их крайних положениях (1 или 2). Переключатель способен работать в цепях с напряжением до 380 В при токе до 3 А. Перемещение штока составляет 0,5—0,7 мм, необходимое усилие для срабатывания не более 5—7 Н. Время срабатывания 0,01—0,02 с при частоте включений до двух раз в минуту.

На рис. 15.8 показан конечный выключатель типа ВК-111 с мостиковыми контактами. Переключение контактов производится нажатием на шток 1, а возврат контактов в исходное положение осуществляется пружиной 2. Использование мостикового контакта 3 уменьшает вероятность возникновения дуги, поскольку цепь разрывается в двух точках. Такие выключатели могут работать при токе включения до 20 А и длительном токе 6 А. Износоустойчивость выключателей —  $10^6$  срабатываний. Допустимая частота — 600 включений в час.

На рис. 15.9 показан выключатель с малым временем срабатывания (моментного действия). Контакты подобных выключателей переключаются с постоянной скоростью при определенном положении производственного механизма независимо от скорости движения. Поэтому их применяют при малых скоростях (до 0,5 м/мин) или при необходимости повышенной точности срабатывания (до 0,05 мм).

При нажатии упора на ролик 1 рычаг 2 поворачивается и давит на набор спиральных пружин 3, мгновенно действующих на пово-



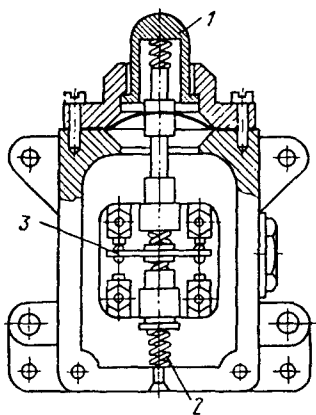


Рис. 15.8. Конечный выключатель типа ВК-111 с мостиковыми контактами

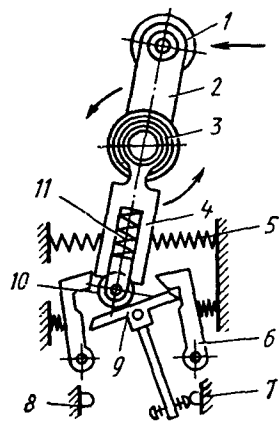


Рис. 15.9. Путьевой выключатель моментного действия

док 4. Поводок поворачивается, и ролик 10, сжимая пружину 11, движется по планке 9, занимая положение правее от оси поворота планки 9. При этом собачка 6 отводится и контактный мостик под действием пружины 11 и ролика 10 перебрасывается в другое положение, размыкая контакт 7 и замыкая контакт 8. После отхода упора от ролика 1 поводок 4 и контактный мостик возвращаются в исходное положение под действием пружины 5.

В некоторых случаях используют многопозиционные трех- и пятиконтактные датчики, последовательно управляющие несколькими управляющими цепями. Конструкции таких датчиков сложнее, и они значительно дороже двухконтактных.

Рассмотренные путьевые и конечные выключатели имеют сравнительно низкую надежность, связанную с повышенным износом контактной пары. Более высокая надежность обеспечивается при использовании бесконтактных датчиков (например, индуктивного или фотоэлектрического типов), мгновенность срабатывания которых обеспечивается с помощью электронных схем.

### Контрольные вопросы

1. Что такое коммутация?
2. Какие коммутационные элементы вы используете у себя дома?
3. Как осуществляется моментное действие выключателя?

## Глава 16

## ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ КОНТАКТЫ

## § 16.1. Режим работы контактов

В коммутационных и электромеханических элементах, предназначенных для переключений электрических цепей при ручном и автоматическом управлении, основным является *контактный узел*. Именно надежность контактного узла определяет работоспособность любой коммутационной аппаратуры.

Контактный узел состоит из подвижного и неподвижного контактов. Эти контакты могут находиться в замкнутом и разомкнутом состоянии. В замкнутом состоянии сопротивление между контактами должно быть минимальным. Это сопротивление называют сопротивлением контактного перехода. Казалось бы, для того чтобы обеспечить малое сопротивление контактного перехода, надо увеличить площадь соприкосновения контактов. Однако даже при самой тщательной шлифовке поверхности контактов остается много микровыступов и микровпадин (рис. 16.1). Поэтому площадь реально контактирующей поверхности меньше площади контактов. Для того чтобы увеличить реальную контактирующую поверхность, надо приложить силу, прижимающую контакты друг к другу. В первый момент при сближении контактов они соприкасаются лишь в одной точке (рис. 16.1, а), площадь которой очень мала, а сопротивление контактного перехода велико. Усилие прижима  $F_c$  создает на малой площади большое удельное давление, что приводит к смятию материала контактов, увеличению площади соприкосновения и появлению новых точек соприкосновения (рис. 16.1, б). Удельное давление

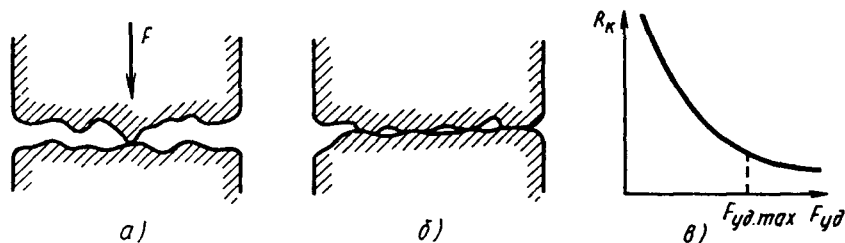


Рис. 16.1. Изменение сопротивления контактного перехода в зависимости от усилия прижима

уменьшается, и процесс сближения контактов и смятия их материала завершится тогда, когда это удельное давление сравняется с пределом прочности материала на смятие. Характер зависимости сопротивления контактного перехода  $R_k$  от удельного контактного давления  $F_{уд}$  (рис. 16.1, в) показывает, что увеличение  $F_{уд}$  целесообразно только до некоторого предела, при котором сопротивление  $R_k$  уже достаточно близко к минимально возможному, определяемому электропроводностью материала контактов. Через замкнутые контакты проходит ток  $I$ , и они нагреваются под действием выделяющейся теплоты, соответствующей мощности потерь в контактном переходе:  $P_k = I^2 R_k$ . Поэтому допустимое значение тока, проходящего через контакты, зависит от термической прочности контактов и от условий теплоотвода, т. е. от конструкции и размеров контактов.

В разомкнутом состоянии сопротивление контактов должно стремиться к бесконечности (практически миллионы ом), что обеспечивается изолирующими свойствами среды в контактном промежутке и расстоянием между контактами. В разомкнутом состоянии контакты подвергаются химическому воздействию окружающей среды, происходит их *коррозия*. Эта коррозия заключается в образовании оксидных (под действием кислорода воздуха) и сульфидных (под действием серы воздуха) пленок. У некоторых материалов (например, у меди) эти пленки обладают большим сопротивлением, что приводит к увеличению сопротивления контактного перехода при замыкании контактов.

Наиболее тяжелый режим работы контактов связан с размыканием электрической цепи, поскольку при размыкании контактов между ними возникает электрическая дуга. При этом происходит расплавление контактов и их износ, который называется *электрической эрозией*.

Таким образом, в процессе работы контакты подвергаются механическому истиранию, химической коррозии и электрической эрозии. Уменьшить отрицательное влияние этих факторов можно при правильном выборе конструкции контактов и их материала.

## § 16.2. Конструктивные типы контактов

По форме контактирующих поверхностей все конструкции контактов могут быть подразделены на три основных типа: точечные, линейные и поверхностные. *Точечные* контакты (рис. 16.2, а) имеют вид конусов или полусфер, соприкасающихся с плоскостью или полусферой в одной точке. Такие контакты предназначены для пере-

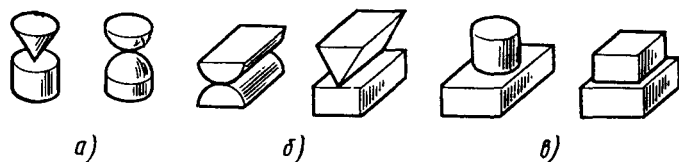


Рис. 16.2. Основные типы контактов

ключения малых токов. *Линейные* контакты (рис. 16.2, б) имеют вид двух цилиндрических поверхностей, или призмы и плоскости, соприкасающихся по линии. Они предназначены для средних и больших токов. *Плоскостные* контакты (рис. 16.2, в) имеют соприкосновение по плоскости и предназначены для больших токов.

Контактные узлы включают в себя кроме контактов витые или плоские пружины, обеспечивающие силу прижима между контактами.

На рис. 16.3 показан рычажный контактный узел, состоящий из двух плоских пружин с неподвижным 1 и подвижным 2 контактами.

Пружины жестко закреплены одним концом в изоляционном основании 3. Перемещение подвижного контакта 2 происходит под действием упора 4. После того как подвижный контакт 2 переместится на величину раствора контактов  $x_0$ , произойдет замыкание контактов. Обе пружины получают дополнительный прогиб на величину провала контактов  $x_n$ , поскольку движение упора 4 немного продолжится. За счет этого произойдет проскальзывание контактов (его еще называют притиранием), которое необходимо для удаления пыли и оксидной пленки с поверхности контактов.

На рис. 16.4 показан мостиковый контактный узел, обеспечивающий разрыв электрической цепи в двух местах, что повышает надежность работы. При перемещении упора 1 мостик с двумя подвижными контактами 3 перемещается в направлении двух неподвижных контактов 4 до соприкосновения контактов. Витая пружина 2 обеспечивает усилие прижима и возможность самоустановки.

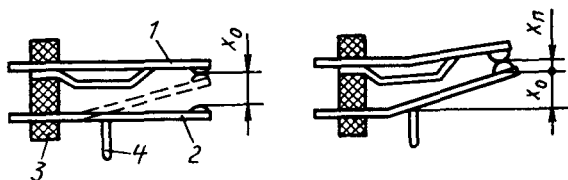


Рис. 16.3. Рычажный контактный узел

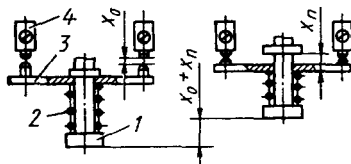


Рис. 16.4. Мостиковый контактный узел

новки подвижных контактов относительно неподвижных, что компенсирует износ контактов и некоторые неточности при их изготовлении. Полный ход упора  $1$  состоит из раствора контактов  $x_0$  и провала  $x_n$  (аналогично контактному узлу по рис. 16.3).

На рис. 16.5 показан рычажный контактный узел с шарнирным закреплением подвижного контакта  $2$ , соприкасающимся с неподвижным контактом  $3$  по линии. Контактное нажатие осуществляется с помощью пружины  $4$ . Перемещение подвижного контакта происходит при повороте рычага  $1$  против часовой стрелки относительно оси  $O_1$ . Сначала подвижный контакт  $2$  перемещается на величину раствора контакта до соприкосновения с неподвижным контактом  $3$  в точке  $A$ . После этого подвижный контакт совершает сложное движение, поворачиваясь одновременно относительно оси  $O_2$  и вместе с рычагом  $1$  относительно оси  $O_1$ . В результате подвижный контакт  $2$  перекачивается по неподвижному  $3$ . В замкнутом положении контактирование происходит в точке  $B$ . Перекачивание способствует очищению контактов от окисных пленок, а главное — точка  $B$  не подвергается электрической эрозии в момент замыкания контактов.

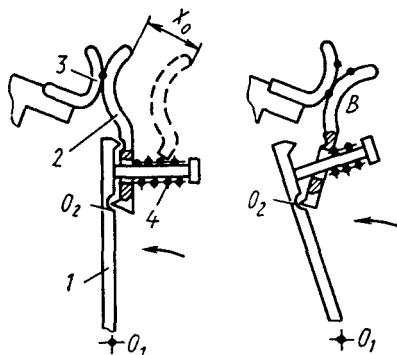


Рис. 16.5. Рычажный контактный узел с перекачивающимися контактами

### § 16.3. Материалы контактов

При выборе материала контактов необходимо обеспечить выполнение целого ряда требований: большая механическая прочность, высокая температура плавления, хорошие теплопроводность и электропроводность, устойчивость против коррозии и эрозии. Низкая стоимость, конечно, желательна, но она не относится к основным требованиям. Основные требования — это те, которые обеспечивают высокую надежность. Известны случаи, когда отказ одного-единственного контакта приводил к потерям, в миллионы раз превышающим стоимость этого контакта.

Перечисленным выше требованиям в наибольшей степени удовлетворяют серебро, золото, платина и их сплавы, вольфрам, медь (табл. 16.1).

Таблица 16.1. Материалы для контактов

Материалы	Плотность, г/см <sup>3</sup>	Твердость по Виккерсу	Точка плавления, °С	Удельное сопротивление, Ом·см·10 <sup>6</sup>	Теплопроводность, Вт/(см·с·град)
Серебро	10,5	26	960	1,6	4,186
Платина	21,3	65	1770	11,6	0,71
Палладий	11,9	40	1554	10,7	0,71
Золото	19,3	20	1063	2,4	2,92
Серебро – золото (10 %)	11,4	29	965	3,6	1,98
Серебро – палладий (10 %)	10,6	40	1000	6,8	1,46
Серебро – медь (10 %)	10,3	62	778	2,0	3,42
Платина – иридий (20 %)	21,6	120	1780	24,5	0,3
Платина – серебро (40 %)	11,0	95	1290	35,8	0,312
Золото – серебро (30 %)	16,6	32	1025	10,4	0,667

Сопротивление контактного перехода определяется по формуле

$$R_k = a/F^b, \quad (16.1)$$

где  $a$  — коэффициент, зависящий от материала и обработки поверхности контакта;  $F$  — контактное усилие;  $b$  — коэффициент формы контактов.

Для точечных контактов  $b \approx 0,5$ ; для линейных  $b = 0,55 \div 0,7$ ; для плоскостных  $b \approx 1,0$ .

Коэффициент  $a$  для меди, например, находится в пределах от 0,07 до 0,28, т. е. может изменяться в четыре раза. Наименьшие значения  $a$  (и соответственно сопротивления  $R_k$ ) обеспечиваются при покрытии меди слоем олова (лужение). Слой олова препятствует образованию оксида, поэтому для луженых медных контактов коэффициент  $a < 0,1$ . Большие значения  $a$  получаются для нелуженых плоскостных медных контактов, поскольку у них имеются участки, покрытые слоем окиси. Для серебряных контактов  $a = 0,06$ . Интересно отметить, что электропроводность оксида серебра и чистого серебра примерно равны.

Для малых контактных усилий в высокочувствительных реле применяются благородные металлы (платина, золото, платиноиридий) при контактных усилиях  $F = 0,01 \div 0,05$  Н. Эти материалы не окисляются и мало подвержены эрозии. При контактных усилиях  $F = 0,05 \div 1$  Н и малой частоте срабатывания применяется серебро, которое имеет хорошую электропроводность, легко обрабатывается, но имеет невысокую твердость и подвержено эрозии. При контактных усилиях  $F = 0,3 \div 1$  Н и большой частоте срабатывания используются металлокерамические контакты, получаемые методами порошковой металлургии (путем спекания смеси порошков двух металлов: серебра с вольфрамом, молибденом или никелем, меди с вольфрамом или молибденом). При контактных усилиях  $F > 1$  Н и большой частоте срабатывания применяется вольфрам.

Наиболее дешевым материалом является медь, она применяется для мощных контактов, имеющих сравнительно большие размеры и требующих большого расхода материала. Контактные усилия для меди  $F > 3$  Н. Для защиты от коррозии кроме лужения применяется серебрение или кадмирование медных контактов.

### Контрольные вопросы

1. От каких факторов зависит сопротивление контактного перехода?
2. Какие конструкции контактного узла применяют для повышения надежности его работы?
3. Какие материалы используют для контактов?

## Глава 17

## ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ НЕЙТРАЛЬНЫЕ РЕЛЕ

## § 17.1. Назначение. Принцип действия

В системах автоматики одним из наиболее распространенных элементов является *реле* — устройство, в котором при плавном изменении входного (управляющего) сигнала осуществляется скачкообразное изменение (переключение) выходного сигнала.

В электромеханических реле изменение (переключение) выходного сигнала осуществляется посредством контактов, а усилие, перемещающее контакты, создается электромеханическим преобразователем электрической энергии в механическую. Простейшим из таких преобразователей является электромагнит. Поэтому из электромеханических реле наибольшее распространение получили электромагнитные реле.

Пусть входной сигнал  $x_{вх}$  изменяется во времени непрерывно (т. е. может принимать любые значения) от нуля до некоторого значения, а затем также непрерывно уменьшается, как показано на рис. 17.1, а. Сначала при малых значениях  $x_{вх}$  выходной сигнал  $x_{вых}$  равен нулю. Но когда входной сигнал увеличится до некоторого значения  $x_{вх.сп}$ , выходной сигнал скачком примет значение  $x_{вых.сп}$  (рис. 17.1, б). При дальнейшем увеличении входного сигнала выходной сигнал не изменяется и остается равным  $x_{вых.сп}$ . При уменьшении сигнала  $x_{вх}$  значение выходного сигнала не изменяется, но при

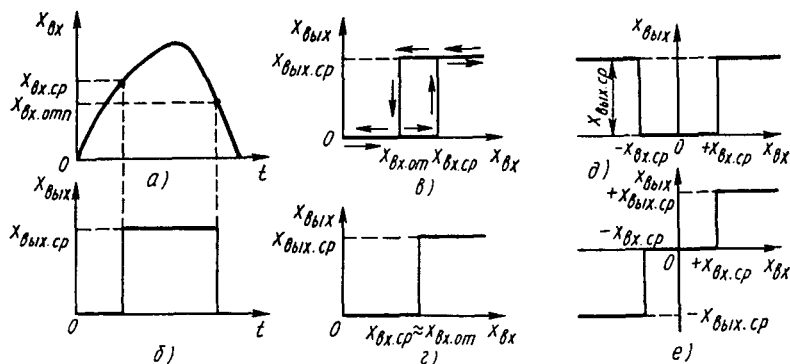


Рис. 17.1. Характеристики реле



уменьшении его до значения  $x_{\text{вых.отп}}$  выходной сигнал скачком уменьшается до нуля. При дальнейшем уменьшении входного сигнала нулевое значение выходного сигнала сохраняется. Зависимость выходного сигнала от входного показана на рис. 17.1, в.

Значение входного сигнала  $x_{\text{вх.ср}}$ , при котором выходной сигнал скачком изменяется от 0 до  $x_{\text{вых.ср}}$ , называется сигналом *срабатывания*. Значение входного сигнала  $x_{\text{вх.отп}}$ , при котором выходной сигнал скачком изменяется от  $x_{\text{вых.ср}}$  до 0, называется сигналом *отпускания*. Как правило, сигнал срабатывания больше сигнала отпускания ( $x_{\text{вх.ср}} > x_{\text{вх.отп}}$ ). Поэтому изменение  $x_{\text{вых}}$  при увеличении  $x_{\text{вх}}$  происходит по одному графику, а при уменьшении  $x_{\text{вх}}$  — по другому (рис. 17.1, в). В этом случае можно сказать, что характеристика реле имеет петлю гистерезиса. В ряде случаев, когда значения сигналов срабатывания и отпускания близки, гистерезисом можно пренебречь. В этом случае зависимость  $x_{\text{вых}} = f(x_{\text{вх}})$  показана на рис. 17.1, г. Теперь рассмотрим изменение выходного сигнала при изменении полярности входного сигнала. Если полярность входного сигнала не влияет на полярность выходного сигнала, то при  $x_{\text{вх}} = -x_{\text{вх.ср}}$  выходной сигнал скачком изменяется от нуля до  $x_{\text{вых.ср}}$  (рис. 17.1, д). Такую характеристику имеют *нейтральные реле*. Если полярность выходного сигнала влияет на полярность выходного сигнала, то при  $x_{\text{вх}} = -x_{\text{вх.ср}}$  выходной сигнал скачком изменяется от нуля до  $-x_{\text{вых.ср}}$  (рис. 17.1, е). Такую характеристику и подобные ей имеют *поляризованные реле*.

По принципу действия различают электромагнитные реле, магнитные бесконтактные реле, электронные, полупроводниковые и фотоэлектрические реле и др.

Реле применяются в схемах автоматического управления, а также для сигнализации, защиты и блокировки.

Рассмотрим работу реле на примере схемы сигнализации, показанной на рис. 17.2, с использованием реле. Реле состоит из обмотки 1, размещенной на неподвижном сердечнике 2, подвижного якоря 3 и контактов 4, 5, 6. Сердечник с обмоткой и якорем представляет собой электромагнит. Когда под действием напряжения  $U$  по обмотке 1 проходит ток  $I$ , якорь 3 притягивается к сердечнику 2 и перемещает подвижный контакт 6 влево. При этом контакты 5 и

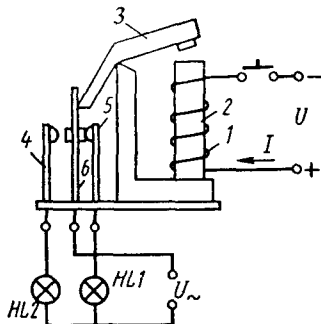


Рис. 17.2. Схема сигнализации с электромагнитным реле

6 размыкаются, а контакты 6 и 4 замыкаются. Контакт 6 размещен на плоской пружине. Когда ток в обмотке 1 прекратится, сила притяжения якоря 3 к сердечнику 2 будет равна нулю и усилие сжатой пружины контакта 6 заставит якорь вернуться в прежнее положение. При этом снова замкнутся контакты 5, 6 и разомкнутся контакты 6 и 4. Таким образом, основными частями реле являются электромагнит, контактный узел и противодействующая пружина.

Сигнализация по схеме на рис. 17.2 работает следующим образом. Пока кнопка не нажата, ток в реле не поступает и горит лампа *HL1* (зеленая), которая питается напряжением сети переменного тока  $U$  через замкнутые контакты 5 и 6. Лампа *HL2* (красная) при этом не горит, поскольку контакты 6 и 4 разомкнуты. Если нажата кнопка, то ток идет в обмотку реле, оно срабатывает (т. е. в электромагните якорь 3 притягивается к сердечнику 2) и замыкаются контакты 6, 4, а контакты 5, 6 размыкаются. Загорается лампа *HL2* (красная), получая питание через контакты 6, 4, а лампа *HL1* гаснет. Так будет до тех пор, пока нажата кнопка. Если ее отпустить, то схема возвратится в исходное состояние.

На рис. 17.3 показана электрическая схема, соответствующая рис. 17.2, на которой использованы стандартные условные обозначения элементов. Обмотка реле обозначена прямоугольником. Контактные пары 5—6 и 6—4 показаны в том состоянии, в котором они находятся, когда ток по обмотке реле не проходит. Контакты 5—6 называются размыкающими, контакты 6—4 — замыкающими. Обратите внимание на то, что обмотка реле и его контакты обозначены одинаковыми буквами *K*. На электрической схеме они могут находиться в самых разных местах, хотя конструктивно относятся к одному и тому же устройству. Одно реле может иметь несколько замыкающих и размыкающих контактов, но все они должны обозначаться одинаковыми буквами (или буквами и цифрами, если в схеме используется несколько реле).

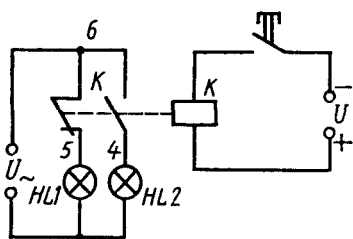


Рис. 17.3. Электрическая схема сигнализации (условное изображение)

Ток и мощность в цепи обмотки реле обычно значительно меньше, чем ток и мощность в цепи нагрузки, переключения в которой осуществляются с помощью контактов этого реле. Поэтому можно говорить об эффекте усиления, обеспечиваемом реле. Это значит, что кнопка в цепи обмотки реле может быть маломощной. Например, вместо нее можно применить путевой выключа-

тель или микропереключатель. А контакты реле уже могут быть достаточно мощными, но они размещены в более благоприятных условиях, чем управляющие контакты путевого выключателя, находящегося непосредственно на производственном механизме. Само реле находится обычно в каком-либо шкафу управления, а в конструкции реле предусмотрены меры по защите контактов.

## § 17.2. Основные параметры и типы электромагнитных реле

К основным параметрам электромагнитных реле относятся следующие.

*Ток срабатывания*  $I_{\text{ср}}$ , при протекании которого по обмотке реле происходит срабатывание электромагнита и переключение контактов.

*Рабочий ток*  $I_{\text{р}}$ , при котором обеспечивается надежное удержание контактов в переключенном состоянии. Обычно  $I_{\text{р}} > I_{\text{ср}}$ .

*Ток отпускания*  $I_{\text{отп}}$ , при котором электромагнит отпускает и контакты возвращаются в исходное состояние:  $I_{\text{отп}} < I_{\text{ср}}$ .

*Допустимый ток* через контакты  $I_{\text{к доп}}$ .

*Допустимое напряжение* между контактами  $U_{\text{к доп}}$ , которое ограничивается напряжением пробоя между разомкнутыми контактами.

*Время срабатывания*  $t_{\text{ср}}$  — промежуток времени с момента подачи напряжения на обмотку реле до момента переключения контактов.

*Время отпускания*  $t_{\text{отп}}$  — промежуток времени с момента снятия напряжения с обмотки реле до момента отпускания реле.

По мощности управления (электрической мощности, потребляемой обмоткой) реле разделяют на маломощные ( $P_{\text{к доп}} < 1$  Вт), средней мощности ( $P_{\text{к доп}} = 1 \div 10$  Вт) и мощные ( $P_{\text{к доп}} > 10$  Вт). Мощность управления определяется напряжением питания реле и током срабатывания.

По времени срабатывания электромагнитные реле подразделяются на быстросрабатывающие ( $t_{\text{ср}} < 50$  мс), нормальные ( $t_{\text{ср}} = 50 \div 150$  мс) и замедленные ( $t_{\text{ср}} = 0,15 \div 1$  с). Для получения задержки срабатывания на время больше секунды служат специальные реле времени.

В зависимости от питания обмотки реле и способа создания магнитного поля различают электромагнитные реле постоянного и переменного тока. В свою очередь, электромагнитные реле постоянного тока разделяются на нейтральные и поляризованные. В нейтральных реле независимо от направления тока в обмотке срабаты-

вают одни и те же группы контактов. В поляризованных реле при одном направлении тока в обмотке срабатывает одна группа контактов, при другом направлении тока — другая группа контактов.

По характеру движения якоря электромагнитные нейтральные реле разделяют на два типа: с поворотным якорем и с втяжным якорем.

Отечественная промышленность выпускает в большом количестве электромагнитные реле разных типов для разнообразного применения. Для промышленной автоматики в последнее время освоены промежуточные реле серий РП20, РП21 и РПЛ с приставками. Реле РП20 и РП21 применяются в цепях управления электроприводами с питанием от сети переменного тока напряжением до 440 В и от сети постоянного тока напряжением до 220 В. Они могут иметь устройства для гашения дуги и число контактов до 8. Реле РПЛ применяются для коммутации цепей переменного тока напряжением до 660 В и цепей постоянного тока напряжением до 440 В. К этим реле имеются приставки типа ПКЛ, отличающиеся числом контактов (до четырех размыкающих и замыкающих), приставки ПВЛ, обеспечивающие выдержку времени от 0,1 до 180 с, приставки ППЛ, обеспечивающие удерживание контактной системы реле во включенном состоянии после обесточивания обмотки реле.

Наиболее разнообразны реле для радиоэлектроники. Самые большие из них (типов РКА, РПН, МКУ-48 и др.) применяются главным образом в аппаратуре связи, но могут использоваться и для промышленной автоматики. Самые маленькие (типа РЭС) называются миниатюрными. Например, реле РЭС 80 имеет массу 2 г и габаритные размеры 5,3×10,4×10,8 мм. Элементы контактного узла миниатюрных реле крепятся непосредственно на металлических выводах цоколя.

### § 17.3. Электромагнитные реле постоянного тока

Устройство электромагнитных реле постоянного тока показано на рис. 17.4: *а* — с поворотным якорем, *б* — с втяжным якорем. Основные детали и узлы реле имеют следующие обозначения: 1 — катушка на каркасе; 2 — ярмо; 3 — сердечник; 4 — якорь; 5 — штифт отлипания (немагнитная прокладка); 6 — возвратная пружина; 7 — подвижные контакты; 8' и 8'' — неподвижные контакты.

Магнитопровод электромагнитного механизма реле состоит из неподвижной и подвижной частей. Подвижная часть называется якорем. Неподвижная часть состоит из сердечника, который нахо-

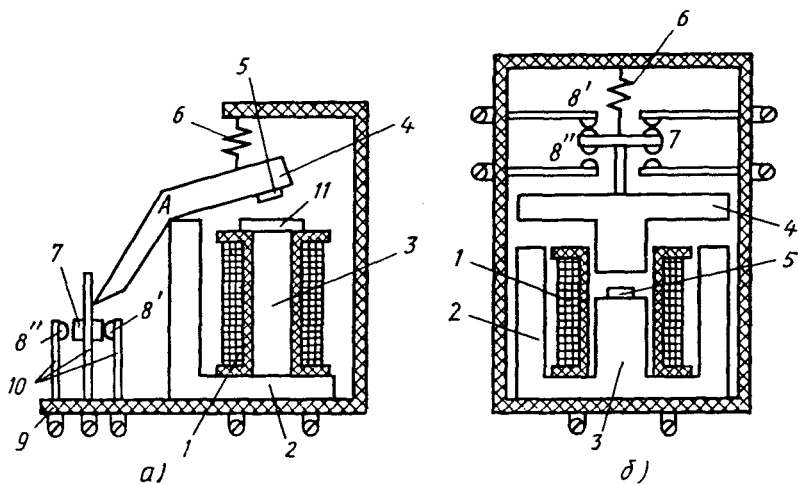


Рис. 17.4. Электромагнитные реле постоянного тока

дится внутри катушки, и ярма — той части магнитопровода, которая охватывает катушку.

В реле с поворотным ярком (рис. 17.4, а) электромагнитный механизм и контактный узел закреплены на общем изоляционном основании 9. При протекании тока по обмотке катушки 1 ярко 4 притягивается к сердечнику 3 и совершает поворот относительно точки опоры А. При этом ярко перемещает подвижный контакт 7, который размыкается с неподвижным контактом 8' и замыкается с неподвижным контактом 8''. Контакты закреплены на плоских пружинах 10, которые служат и для подсоединения к внешней цепи. Когда ток через обмотку реле прекращается, ярко поворачивается в исходное положение.

В некоторых реле это происходит под действием силы тяжести ярка, в некоторых — под действием контактных пружин или специальной возвратной пружины 6. Для того чтобы ярко при обесточивании обмотки не прилипал к сердечнику из-за остаточного намагничивания магнитопровода, на ярке устанавливается штифт отлипания 5 — пластинка из немагнитного материала, обеспечивающая зазор примерно в 0,1 мм между ярком и сердечником при срабатывании реле. Обычно сердечник имеет полюсный наконечник 11 для уменьшения магнитного сопротивления рабочего воздушного зазора.

В электромагнитном реле с втяжным ярком (рис. 17.4, б) при протекании тока по обмотке катушки 1 ярко 4 втягивается внутрь

ее до упора в сердечник 3. При этом подвижные мостиковые контакты 7 размыкаются с неподвижными контактами 8' и замыкаются с неподвижными контактами 8''. Возврат якоря 4 в исходное положение при обесточивании реле происходит под действием возвратной пружины 6. Как и в реле с поворотным якорем, для исключения залипания якоря служит штифт 5. Для возврата якоря в исходное положение может использоваться и сила тяжести якоря.

## § 17.4. Последовательность работы электромагнитного реле

Рассмотрим последовательность работы электромагнитного реле с момента подачи напряжения на обмотку реле до момента снятия напряжения с обмотки и возвращения якоря в исходное положение. Поскольку обмотка реле имеет индуктивное сопротивление, ток в ней не может измениться скачком. Изменение тока (как нарастание, так и убывание) происходит плавно по экспоненциальной кривой (рис. 17.5).

На рис. 17.5, показывающем изменение тока обмотки реле во времени, можно выделить четыре участка.

Участок I характеризует срабатывание реле. Он начинается с момента подачи напряжения на обмотку реле (точка O) и заканчивается в момент надежного замыкания контактов (точка A). На этом участке происходит срабатывание реле, и продолжительность его называется временем срабатывания  $t_{ср}$ . Сразу после подачи напряжения ток в обмотке реле нарастает довольно быстро, поскольку постоянная времени сравнительно мала. Постоянная времени катушки, имеющей сопротивление  $R$  и индуктивность  $L$ , равна отношению  $L/R$ , а пока якорь не начал приближаться к сердечнику, магнитная цепь имеет большой зазор и, следовательно, индуктивность мала. Когда ток в обмотке реле достигнет значения  $I_{тр}$ , при котором начинает движение (трогается) якорь, зазор начнет уменьшаться, индуктивность будет возрастать, а скорость нарастания тока будет уменьшаться. Время срабатывания состоит из времени трогания  $t_{тр}$  и времени движения яко-

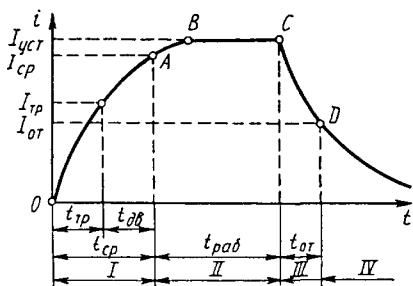


Рис. 17.5. График изменения тока в обмотке реле

ря  $t_{дв}$  ( $t_{ср} = t_{тр} + t_{дв}$ ). В точке  $A$  ток имеет значение  $I_{ср}$ . Ток срабатывания больше тока трогания, поскольку за время  $t_{дв}$  продолжалось его нарастание.

В точке  $A$  закончилось движение якоря. Начинается участок  $II$ , характеризующий реле в рабочем состоянии. Продолжительность этого участка  $t_{раб}$ . В начале этого участка ток продолжает увеличиваться. В точке  $B$  рост тока прекращается, значение его определяется отношением напряжения на обмотке  $U$  к активному сопротивлению обмотки  $R$ . Это установившийся ток  $I_{уст} = U/R$ . Участок  $AB$  необходим для того, чтобы обеспечить надежное притяжение якоря к сердечнику, исключаящее вибрацию якоря при сотрясениях реле. Отношение установившегося тока  $I_{уст}$  к току срабатывания  $I_{ср}$  называется коэффициентом запаса реле по срабатыванию  $K_{зап} = I_{уст} / I_{ср}$ ;  $K_{зап} = 1,5 \div 2$ . В то же время  $I_{уст}$  должен быть ограничен по соображениям нагрева.

Участок  $III$  начинается с момента снятия напряжения с обмотки реле. В точке  $C$  начинается уменьшение тока, и в точке  $D$  якорь начинает отходить от сердечника (отпускает). В этой точке ток  $I_{от}$  не обеспечивает такую силу притяжения, которая превышала бы противодействующую силу пружины. Время отпускания состоит из времени трогания и времени движения якоря до размыкания контактов:  $t_{от} = t_{тр} + t_{дв}$ . Отношение тока отпускания к току срабатывания называется коэффициентом возврата:  $K_{в} = I_{от} / I_{ср}$ ;  $K_{в} = 0,4 \div 0,8$ .

На участке  $IV$  якорь возвращается в исходное состояние и остается в нем до тех пор, пока не будет снова подано напряжение на обмотку реле.

### § 17.5. Тяговая и механическая характеристики электромагнитного реле

Перемещение якоря электромагнитного реле происходит под действием двух сил: силы тяги, обусловленной электромагнитным полем, и противодействующей силы, обусловленной упругой деформацией пружин. Обе эти силы зависят от перемещения якоря, т. е. от величины зазора  $\delta$  между якорем и сердечником.

Зависимость между электромагнитной силой тяги  $F_3$  и величиной зазора  $\delta$  называется *тяговой характеристикой*  $F_3 = f(\delta)$ . Зависимость между противодействующей силой  $F_m$  и величиной зазора  $\delta$  называется *механической характеристикой*:  $F_m = f(\delta)$ .

Рассмотрим сначала тяговую характеристику электромагнитного механизма реле. К обмотке реле, имеющей активное сопротивление

$R$  и число витков  $\omega$ , приложено напряжение  $u$ . Под действием этого напряжения по обмотке протекает ток  $i$  и создается магнитный поток  $\Phi$ .

Уравнение равновесия напряжения в процессе срабатывания реле записывается в соответствии со вторым законом Кирхгофа и законом электромагнитной индукции:

$$u = Ri + \omega d\Phi/dt. \quad (17.1)$$

Умножим выражение (17.1) почленно на  $idt$  и проинтегрируем его за время от 0 до  $t$ , в течение которого магнитный поток возрастает от 0 до  $\Phi$ :

$$\int_0^t ui dt = \int_0^t i^2 R dt + \omega \int_0^{\Phi} i d\Phi. \quad (17.2)$$

Левая часть уравнения (17.2) — это вся энергия, полученная от источника питания. Первое слагаемое в правой части — это энергия, расходуемая на нагрев обмотки. Второе слагаемое в правой части — это энергия, запасенная в магнитном поле реле:

$$W = \omega \int_0^{\Phi} i d\Phi. \quad (17.3)$$

Данный интеграл может быть представлен графически как площадь фигуры, заключенной между кривой намагничивания и осью ординат (рис. 17.6). Энергия магнитного поля состоит из энергии, которая сосредоточена в воздушном зазоре (заштрихованная площадь  $Ob\Phi$  на рис. 17.6, а), и энергии, распределенной в стальных частях магнитопровода (заштрихованная площадь  $Oab$  на рис. 17.6, а). Магнитопровод реле обычно не насыщен, т. е. работа реле происходит на прямолинейном участке кривой намагничивания. Поскольку воздушный зазор имеет сравнительно большую величину, можно пренебречь второй частью энергии (площадью  $Oab$ ).

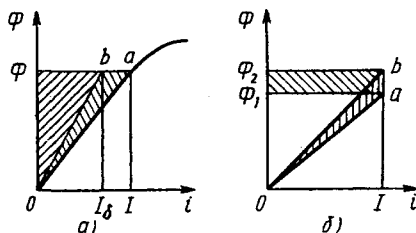


Рис. 17.6. Графическое изображение энергии, запасенной в магнитном поле реле



Магнитную энергию, запасенную в воздушном зазоре, приближенно определяем как площадь всего треугольника  $Oa\Phi$ :

$$W_{\delta} \approx I\omega\Phi/2. \quad (17.4)$$

Теперь рассмотрим процесс изменения энергии магнитного поля при перемещении якоря, полагая ток в обмотке реле неизменным:  $I = \text{const}$ . При перемещении якоря уменьшается зазор, а магнитный поток увеличивается от  $\Phi_1$  до  $\Phi_2$ . Следовательно, изменение энергии  $\Delta W$  можно приближенно определить как площадь прямоугольника  $\Phi_1 ab\Phi_2$  на рис. 17.6, б:

$$\Delta W = I\omega(\Phi_2 - \Phi_1). \quad (17.5)$$

До начала движения якоря энергия поля определялась площадью треугольника  $Oa\Phi_1$ , после перемещения якоря на  $\delta$  энергия поля определялась площадью треугольника  $Ob\Phi_2$ . Разница этих площадей и даст изменение магнитной энергии в воздушном зазоре:

$$\Delta W_{\delta} = I\omega\Phi_2/2 - I\omega\Phi_1/2 = I\omega(\Phi_2 - \Phi_1)/2. \quad (17.6)$$

Изменение энергии  $\Delta W$  по уравнению (17.5) произошло за счет поступления энергии из сети. Половина ее, как видно из уравнения (17.6), пошла на изменение энергии в воздушном зазоре. Куда же была израсходована вторая половина энергии  $\Delta W$ , численно примерно равная  $\Delta W_{\delta}$ ?

Эта вторая половина энергии (на рис. 17.6, б она соответствует площади треугольника  $Oab$ ) расходуется на создание механической работы  $A_{\text{мех}}$  при перемещении якоря под действием электромагнитной силы  $F_3$

$$A_{\text{мех}} = F_3\delta \approx \Delta W_{\delta}. \quad (17.7)$$

Подставляя в (17.7) выражение (17.6), получим

$$A_{\text{мех}} = I\omega(\Phi_2 - \Phi_1)/2,$$

откуда

$$F_3 = I\omega(\Phi_2 - \Phi_1)/(2\delta). \quad (17.8)$$

Магнитный поток в воздушном зазоре создается за счет магнитодвижущей силы (МДС)  $(I\omega)_{\delta}$  и пропорционален магнитной проводимости зазора  $G_{\delta}$ .

Так как мы приняли  $I = \text{const}$ , то и МДС  $(I\omega)_{\delta} = \text{const}$ , а изменение потока  $\Delta\Phi = \Phi_2 - \Phi_1$  происходит за счет изменения проводимости воздушного зазора  $\Delta G_{\delta}$ :

$$\Delta\Phi = (I\omega)_{\delta}\Delta G_{\delta}. \quad (17.9)$$

Подставляя (17.9) в (17.8), получим

$$F_3 = (I\omega)_\delta^2 \Delta G_\delta / (2\delta). \quad (17.10)$$

Для воздушного зазора длиной  $\delta$  между двумя плоскостями, площадь сечения которых  $s_\delta$ , магнитная проводимость определяется по формуле

$$G_\delta = \mu_0 s_\delta / \delta, \quad (17.11)$$

где  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м.

Подставляя (17.11) и значение  $\mu_0$  в (17.10), получим электромагнитную силу при изменении зазора от  $\delta$  до нуля:

$$F_3 = 2\pi 10^{-7} (I\omega)_\delta^2 s_\delta / \delta^2. \quad (17.12)$$

Эту формулу можно преобразовать, учитывая, что  $\Phi_\delta = B_\delta s_\delta = (I\omega)_\delta G_\delta s_\delta$ :

$$F_3 = \Phi_\delta^2 / (2\mu_0 s_\delta) \approx 4B_\delta^2 s_\delta 10^5. \quad (17.13)$$

Из (17.12) следует, что электромагнитное тяговое усилие прямо пропорционально квадрату МДС, т. е. не зависит от направления тока в обмотке реле. Эта сила тяги обратно пропорциональна квадрату длины  $\delta$  воздушного зазора. Тяговая характеристика  $F_3 = f(\delta)$  показана на рис. 17.7. В зоне малых зазоров реальная тяговая характеристика отличается от теоретической, построенной по (17.12), — штриховая кривая на рис. 17.7. Напомним, что мы выводили уравнение силы тяги, приняв некоторые допущения. При малых зазорах необходимо учитывать магнитное сопротивление стальных участков магнитопровода, которыми мы пренебрегли.

Рассмотрим теперь механическую характеристику реле. Перемещению якоря реле в направлении сердечника противодействуют силы упругих элементов. Такими упругими элементами являются возвратная и контактная пружины.

Подвижный контакт реле обычно размещается на плоской пружине, представляющей собой упругую металлическую пластину, один конец которой жестко закреплен, а другой — может перемещаться (см., например, контакт *б* на рис. 17.2). Противодействующая сила, развиваемая плоской пружиной, определяется по формуле

$$F_M = \frac{3EJ}{l^3} x, \quad (17.14)$$

где  $E$  — модуль упругости материала пружины

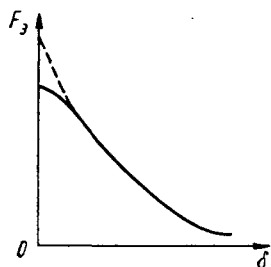


Рис. 17.7. Тяговая характеристика

жины;  $J = bh^3/12$  — момент инерции пружины;  $b$  — ширина;  $h$  — толщина пружины;  $l$  — расстояние от места закрепления пружины до точки приложения силы;  $x$  — перемещение пружины в точке приложения силы.

В исходном состоянии пружина не деформирована, сила равна нулю. Перемещение пружины  $x$  при срабатывании реле будет происходить в направлении уменьшения зазора, поэтому зависимость  $F_m(\delta)$  имеет вид

$$F_m = \frac{3EJ}{l^3}(\delta - x). \quad (17.15)$$

В качестве возвратных обычно используются витые пружины. Зависимость усилия, развиваемого винтовой пружиной, от перемещения имеет вид, аналогичный уравнению (17.15):

$$F_m = \frac{GJ}{2\pi r_n^3}(\delta - x) + F_{нач}, \quad (17.16)$$

где  $G$  — модуль упругости при сдвиге;  $J$  — момент инерции при кручении;  $r$  — радиус витка пружины;  $n$  — число витков;  $F_{нач}$  — сила предварительного натяга пружины.

Графики зависимости противодействующих сил пружин имеют вид прямых линий, поскольку эти силы пропорциональны деформации (перемещению) пружины.

Рассмотрим построение механической характеристики реле на примере контактной группы, показанной на рис. 17.8, а. При срабатывании реле якорь 1 сначала преодолевает натяжение винтовой пружины 4, затем, когда конец рычага доходит до контактной пластины 2, добавляется усилие от ее деформации, а когда контакт пластины 2 замыкается с контактом пластины 3, добавляется и усилие от деформации этой пластины 3. Механическая характеристика  $F_m = f(\delta)$  показана на рис. 17.8, б. В исходном состоянии на якорь действует лишь начальное усилие  $F_{нач}$  — предварительный натяг пружины 4.

При изменении зазора  $\delta$  на  $\delta_1$  будет холостой ход рычага якоря до соприкосновения с пластиной 2, противодействующая сила возрастает пропорционально деформации винтовой пружины 4 (участок  $ab$ ).

Затем наклон прямой резко возрастает, поскольку началась деформация пластины 2 (участок  $bc$ ). Такой наклон сохраняется при изменении зазора  $\delta$  на  $\delta_2$  — холостой ход пластины 2 до соприкосновения с пластиной 3. Затем наклон прямой еще возрастает, поскольку началась деформация пластины 3 (участок  $cd$ ). Рост проти-

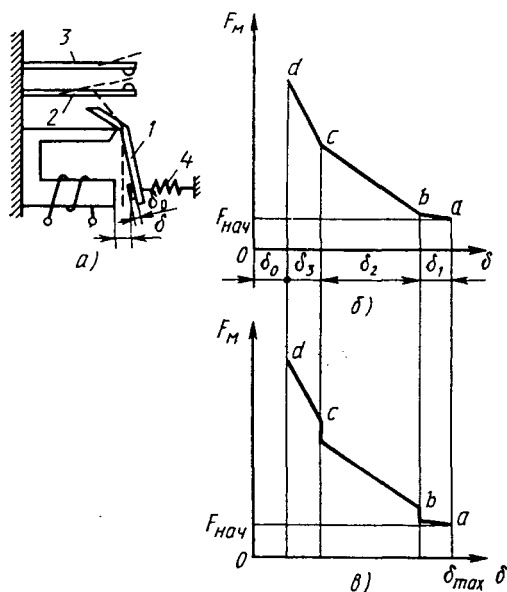


Рис. 17.8. Построение механической характеристики реле

в действующего усилия прекращается, когда якорь полностью притянется к сердечнику. Величина зазора при этом равна толщине штифта отлипания  $\delta_0$ . Из построения видно, что механическая характеристика имеет вид ломаной линии, где каждый отрезок характеризует работу какой-либо группы пружин.

В том случае, когда все пружины, создающие противодействующее усилие в контактной группе реле, имеют начальное натяжение, переход с одного отрезка на другой происходит скачком (в точках  $b$  и  $c$  на рис. 17.8, в).

Для работы реле необходимо, чтобы тяговая и механическая характеристики были согласованы. Для срабатывания реле необходимо, чтобы тяговая характеристика, соответствующая току срабатывания, везде находилась выше механической характеристики. При начальном зазоре эти характеристики имеют общую точку (точка  $A$  на рис. 17.9). Для

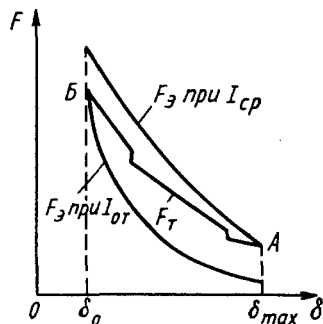


Рис. 17.9. Согласование тяговой и механической характеристик

отпускания реле необходимо, чтобы тяговая характеристика, соответствующая току отпускания, везде находилась ниже механической характеристики. При минимальном зазоре эти характеристики могут иметь общую точку (точка *Б* на рис. 17.9).

### § 17.6. Основы расчета магнитопровода электромагнитного реле

Для определения тяговой характеристики проводят расчет магнитной цепи реле. При этом определяют и необходимую намагничивающую силу обмотки реле. Используются аналитические (по формулам) и графические (с помощью построения графиков) методы расчета.

Расчет магнитных цепей проводится на основании законов, аналогичных по форме записи законам Ома и Кирхгофа для электрических цепей. В этом случае вместо тока берется магнитный поток, вместо источника ЭДС — источник МДС, вместо электрического сопротивления — магнитное. При расчете магнитных цепей обычно требуется учитывать магнитные потоки рассеяния, замыкающиеся по воздуху. На рис. 17.10, *а* показан эскиз магнитной цепи реле, а на рис. 17.10, *б* — соответствующая этой цепи схема замещения, где учтены магнитные сопротивления отдельных участков, имеющих постоянное сечение:  $R_{сер}$  — сердечника,  $R_{яр}$  — ярма (т. е. той части неподвижного магнитопровода, на которой не размещена катушка обмотки),  $R_{як}$  — якоря. Магнитное сопротивление воздушного зазора  $R_{з}$ , а магнитное сопротивление на пути потока рассеяния принято сосредоточенным и обозначено  $R_{\sigma}$ . На самом деле потоки рассеяния распределены в пространстве между сердечником и ярмом, их

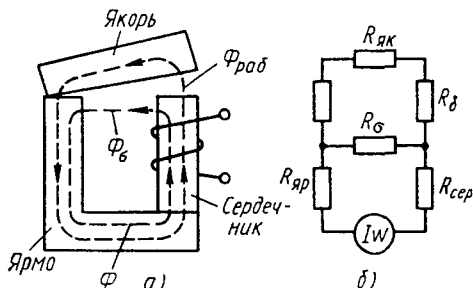


Рис. 17.10. Магнитная цепь реле и ее схема замещения

пути показаны на эскизе (рис. 17.10, а). Рабочий поток  $\Phi_{\text{раб}}$ , создающий тяговое усилие, проходит через зазор. Источник МДС (катушка реле с током) создает магнитный поток  $\Phi = \Phi_{\text{раб}} + \Phi_{\sigma}$ , часть которого не создает тягового усилия, рассеивается. Необходимо стремиться к тому, чтобы потоки рассеяния были минимальными.

Для различных типов конструкций магнитопровода реле рассчитаны коэффициенты рассеяния  $\sigma$ , показывающие, во сколько раз должен быть больше общий поток, чем поток рассеяния:

$$\sigma = \Phi / \Phi_{\text{раб}}.$$

Эта величина приводится в справочниках по расчету электрических аппаратов. Она находится в пределах от 1,3 до 2,5. Величина  $\sigma$  обычно увеличивается с увеличением хода якоря. Если задаться величиной  $\sigma$ , то схема замещения упрощается: из нее исключается магнитное сопротивление  $R_{\sigma}$ .

Сложность расчета магнитной цепи заключается в том, что магнитные сопротивления стальных участков не являются постоянными величинами, они зависят от степени насыщения, от магнитных свойств материала.

Для изготовления магнитопроводов электромагнитных реле используют магнитомягкие материалы с высокой магнитной проницаемостью в средних полях (с напряженностью 160—8000 А/м). Чаще всего применяют электротехнические кремнистые стали (горячекатаные и холоднокатаные), а для высокочувствительных реле — пермаллой (железоникелевые сплавы).

Рассмотрим аналитический метод расчета. Пусть заданы размеры и материалы каждого участка магнитной цепи. По заданному значению магнитного потока требуется определить МДС катушки.

1. Для каждого участка магнитной цепи определяется магнитная индукция  $B = \Phi/s$ , где  $s$  — площадь поперечного сечения участка.

По магнитной индукции определяют напряженность магнитного поля. Для участков из ферромагнитных материалов — по кривым намагничивания, для воздушных зазоров — по формуле  $H_{\delta} = B_{\delta} / \mu_0$ .

3. Требуемая МДС определяется как сумма падений МДС на всех участках последовательной магнитной цепи (т. е. по закону полного тока):

$$I\omega = \sum_{k=1}^{k=n} H_k l_k,$$

где  $l_k$  — длина  $k$ -го участка;  $H_k$  — напряженность магнитного поля на  $k$ -м участке.

Графический метод расчета обычно используется при решении обратной задачи: по заданной намагничивающей силе определить магнитный поток и соответствующую ему силу тяги. Заранее неизвестно, как распределены падения МДС на отдельных участках, чему равна магнитная индукция на этих участках, поскольку магнитный поток связан с МДС нелинейной зависимостью. Задача решается методом последовательных приближений. Задаем произвольно несколькими значениями магнитного потока и определяем соответствующие им значения МДС. По результатам расчета строим кривую намагничивания данной конкретной цепи  $\Phi = f(Iw)$ . По этой кривой уже нетрудно найти значение магнитного потока, соответствующее заданной МДС. Значения силы тяги можно затем рассчитать по формуле (17.12).

Для расчета магнитной цепи реле при разных значениях воздушного зазора используется следующий графоаналитический метод. По произвольно заданным значениям магнитного потока находят падение МДС на стальном участке цепи  $U_{м.ст}$  (т. е. в ярме и якоре, изготовленных из стали) и в воздушном зазоре  $U_{м.в}$ . Затем из начала координат строят кривую  $\Phi = f(U_{м.ст})$ . На оси абсцисс находят точку  $a$ , соответствующую заданному значению МДС ( $Iw$ ). Из этой точки проводят влево прямую  $\Phi = f(Iw - U_{м.в})$ . В точке пересечения этих кривых находят значение искомого потока, а по оси абсцисс — значения  $U_{м.ст}$  и  $U_{м.в}$  (рис. 17.11). Для построения тяговой характеристики проводят ряд прямых для разных значений зазоров. При этом определяется ряд значений индукции, соответствующих различным зазорам. По найденным значениям индукции в зазоре и уравнению (17.12) определяют силу тяги и строят тяговую характеристику.

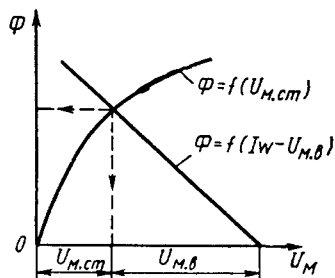


Рис. 17.11. К расчету магнитной цепи реле графоаналитическим методом

### § 17.7. Основы расчета обмотки реле

В задачу расчета обмотки реле входит определение диаметра провода и числа витков. Конструкция катушки фактически определена конструкцией и размерами магнитной системы реле. По форме различают круглые и прямоугольные катушки реле. Круглая катушка (рис. 17.12, *a*) характеризуется внутренним ( $D_{\text{вн}}$ ) и наружным ( $D_{\text{нар}}$ ) диаметрами намотки, длиной намотки  $l_n$ , длиной каркаса катушки  $L_k$ . Сечение катушки при продольном разрезе катушки называется окном намотки. Площадь окна намотки

$$Q_0 = l_n H, \quad (17.17)$$

где  $H = (D_{\text{нар}} - D_{\text{вн}})/2$  — высота окна намотки. Средняя длина витка

$$l_{\text{ср}} = \pi (D_{\text{нар}} + D_{\text{вн}})/2. \quad (17.18)$$

Прямоугольная катушка (на рис. 17.12, *б* показана с торца) характеризуется двумя внутренними размерами ( $a$  и  $b$ ) и двумя наружными размерами ( $A$  и  $B$ ). Остальные размеры совпадают с размерами круглой катушки.

Высота окна намотки  $H = (A - a)/2 = (B - b)/2$ . Средняя длина витка определяется по формуле

$$l_{\text{ср}} = 2(a + b) + \pi H, \quad (17.19)$$

где второе слагаемое учитывает закругление провода.

Для обмоток реле чаще всего применяют медные изолированные провода с удельным сопротивлением  $\rho = 0,0175 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$ . В зависимости от изоляции различают марки проводов ПЭЛ (эмалевая лаковой изоляция), ПЭВ (эмалевая винифлексовая изоля-

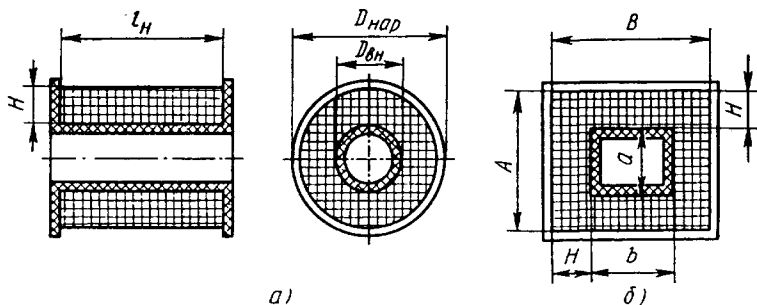


Рис. 17.12. Катушки реле



ция), ПЭЛШО (с шелковой оплеткой поверх эмалевой изоляции), ПЭТВ (теплостойкая изоляция).

Существует три способа намотки провода на катушку:

- 1) рядовая намотка (рис. 17.13, *а*), когда витки в ряду расположены плотно, а витки соседних рядов лежат точно друг над другом;
- 2) шахматная намотка (рис. 17.13, *б*), когда витки очередного ряда расположены в углублениях между витками нижнего ряда;
- 3) намотка навалом, неупорядоченная намотка, когда витки укладываются рядами без соблюдения соосности слоев.

Важной характеристикой намотки является коэффициент заполнения, который учитывает заполнение окна катушки медью провода.

Коэффициентом заполнения называется отношение сечения меди катушки к площади окна:

$$k_3 = \frac{\pi d^2}{4} \frac{\omega}{Q_0}, \quad (17.20)$$

где  $d$  — диаметр провода (без изоляции);  $\omega$  — число витков.

Коэффициент заполнения зависит от изоляции провода и катушки, способа намотки. Более высокие коэффициенты заполнения обеспечивает упорядоченная намотка (особенно шахматная). Однако для тонких проводов ( $d < 0,35$  мм) упорядоченную намотку выполнить трудно и применяется, как правило, намотка навалом. Для тонких проводов относительная толщина изоляции больше, чем для толстых проводов. Например, для провода диаметром  $d = 0,1$  мм диаметр с изоляцией ПЭЛ составляет 0,12 мм, с изоляцией ПЭВ-2 — 0,13 мм, с изоляцией ПЭЛШО — 0,175 мм, т. е. увеличивается соответственно в 1,2; 1,3; 1,75 раза. Для провода диаметром  $d = 1,0$  мм диаметр с изоляцией ПЭЛ составляет 1,07 мм, изоляцией ПЭВ-2 — 1,11 мм, с изоляцией ПЭЛШО — 1,135 мм, т. е. увеличивается соответственно в 1,07; 1,11; 1,135 раза. Поэтому для обмоток из толстых проводов коэффициент заполнения значительно выше, чем для тонких проводов. Надо также отметить, что для мощных реле используются бескаркасные обмотки. Они наматываются на временные

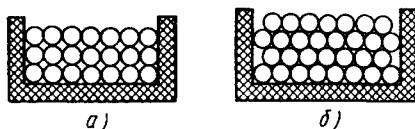


Рис. 17.13. Способы намотки провода

разъемные шаблоны, затем закрепляются с помощью изолирующей ленты и пропитки лаками и устанавливаются непосредственно на сердечник реле.

Сопротивление обмотки реле

$$R = 4\rho l_{\text{ср}} \omega / (\pi d^2) = \rho l_{\text{ср}} \omega / q, \quad (17.21)$$

где  $q = \pi d^2/4$  — сечение провода.

В зависимости от условий работы различают реле напряжения, работающие при неизменном напряжении ( $U = \text{const}$ ), и реле тока, работающие при заданном токе ( $I = \text{const}$ ).

Реле напряжения включается на полное напряжение источника питания и является в своей цепи единственной нагрузкой. Ток обмотки и, следовательно, МДС зависят от сопротивления обмотки. Если заданы напряжение  $U$  и МДС  $I\omega$ , то диаметр провода обмотки определяется по формуле

$$d = 2\sqrt{\rho l_{\text{ср}} (I\omega) / U\pi}. \quad (17.22)$$

По справочнику выбирается ближайший больший стандартный диаметр провода. Число витков определяется с учетом коэффициента заполнения, выбираемого из справочника. Ток в обмотке определяется по закону Ома:  $I = U/R$ .

Выбранный диаметр провода проверяется на нагрев по допустимой плотности тока  $\Delta_{\text{доп}} = 2,5 \div 3 \text{ А/мм}^2$  (для новейших марок проводов с улучшенной изоляцией допускается большая плотность тока):

$$I/q \leq \Delta_{\text{доп}}. \quad (17.23)$$

Реле тока может включаться последовательно с нагрузкой, имеющей значительно большее сопротивление, чем обмотка реле. Реле тока служат обычно для отключения нагрузки при аварийных значениях тока. Их называют максимальными реле. В практике используют также минимальные реле, действующие при уменьшении тока в нагрузке. При расчете обмотки токового реле число витков определяется по заданным значениям МДС и тока:  $\omega = I\omega/I$ .

Диаметр провода определяется с учетом коэффициента заполнения  $k_3$  на основании известной площади окна намотки  $Q_0$  с помощью уравнения (17.20):

$$d = 2\sqrt{\frac{k_3 Q_0}{\pi \omega}}. \quad (17.24)$$

После выбора стандартного диаметра (сечения) провода необходимо проверить его на нагрев по допустимой плотности тока.

### § 17.8. Электромагнитные реле переменного тока

В предыдущих параграфах рассматривалась работа реле при питании от сети постоянного тока. При подаче в обмотку реле переменного тока якорь также будет притягиваться к сердечнику. Это объясняется тем, что, согласно уравнению (17.12), электромагнитное тяговое усилие пропорционально квадрату МДС, а значит, и квадрату тока в обмотке. Поэтому, хотя переменный ток периодически меняет свое направление, знак тягового усилия не будет зависеть от направления тока. Таким образом, всегда будет действовать именно сила притяжения, а не сила отталкивания. Переменный ток, протекая по обмотке реле, создает в рабочем зазоре переменный магнитный поток

$$\Phi_{\delta} = \Phi_{\delta \max} \sin \omega t. \quad (17.25)$$

Подставляя (17.25) в уравнение (17.13), получим

$$F_{\delta} = F_{\delta \max} \sin^2 \omega t, \quad (17.26)$$

где

$$F_{\delta \max} = \Phi_{\delta \max}^2 / (2\mu_0 s_{\delta}). \quad (17.27)$$

На рис. 17.14 показаны графики изменения тока  $i$  от времени в обмотке реле и электромагнитного тягового усилия  $F_{\delta}$ . Якорь притягивается к сердечнику под действием среднего значения электромагнитного усилия, т. е. его постоянной составляющей  $F_{\delta \text{cp}}$ , показанной на рис. 17.14 прямой линией. Величина  $F_{\delta \text{cp}}$  определяется из уравнения (17.26), если заменить  $\sin^2 \omega t$  на  $(1 - \cos 2\omega t)/2$ :

$$F_{\delta} = 0,5F_{\delta \max}(1 - \cos 2\omega t) = F_{\delta \text{cp}} - 0,5F_{\delta \max} \cos 2\omega t, \quad (17.28)$$

где

$$F_{\delta \text{cp}} = F_{\delta \max} / 2 = \Phi_{\delta \max}^2 / (4\mu_0 s_{\delta}), \quad (17.29)$$

а переменная составляющая  $0,5F_{\delta \max} \cos 2\omega t$  изменяется с двойной частотой.

Из уравнения (17.29) видно, что при одинаковых конструктивных размерах реле и равных значениях максимальной магнитной индукции среднее значение электромагнитного усилия  $F_{\delta \text{cp}}$  реле переменного тока вдвое меньше, чем реле постоянного тока. Дважды за период электромагнитное усилие обращается в нуль. Следовательно, якорь реле может вибрировать, периодически оттягиваясь от сердечника возвратной пружиной. Конечно, из-за массы якоря сила инерции не позволяет ему совершать колебательные движения. Пе-

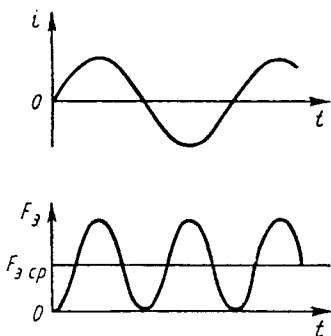


Рис. 17.14. Графики изменения тока и тягового усилия реле переменного тока

риодическое изменение силы тяги является именно как дрожание якоря, сопровождаемое характерным гудением на частоте 100 Гц (при питании от сети промышленной частоты 50 Гц). В реле переменного тока для устранения вибрации якоря применяются специальные конструктивные меры. Следует также отметить, что наличие переменного потока в магнитопроводе реле приводит к появлению вихревых токов в стали. Эти токи нагревают сердечник, ярмо и якорь реле, на что бесполезно расходуется энергия. Для уменьшения вихревых токов и потерь

энергии магнитопровод набирается из отдельных тонких (толщиной 0,5 или 0,35 мм) листов электротехнической стали, которые изолируют друг от друга, что увеличивает сопротивление на пути вихревых токов, уменьшает сечение стали на этом пути.

Реле постоянного тока получили большее распространение, чем реле переменного тока. Главное их преимущество — меньшие габариты и большая чувствительность. При наличии сети переменного тока можно включать реле постоянного тока через выпрямительные устройства.

Реле переменного тока имеет еще одну важную особенность по сравнению с реле постоянного тока. При питании обмотки реле от сети переменного тока сопротивление этой обмотки имеет как активную составляющую  $R$ , так и индуктивную составляющую  $X_L = \omega L$ , определяемую индуктивностью обмотки  $L$ . При подключении обмотки реле к постоянному напряжению ток не зависит от перемещения якоря, он остается постоянным и определяется сопротивлением  $R$ .

Рассмотрим три основных способа устранения вибрации реле переменного тока: применение короткозамкнутого витка; применение многофазной обмотки; применение массивного якоря.

Наиболее часто для исключения вибрации реле переменного тока используется короткозамкнутый виток, охватывающий часть сердечника (рис. 17.15, а, б). В сердечнике делается щель на небольшую глубину (обычно пропиливается). В эту щель вставляется одна сторона короткозамкнутого витка, обычно представляющего собой медную штампованную прямоугольную рамку. Принцип действия короткозамкнутого витка заключается в следующем. Переменный

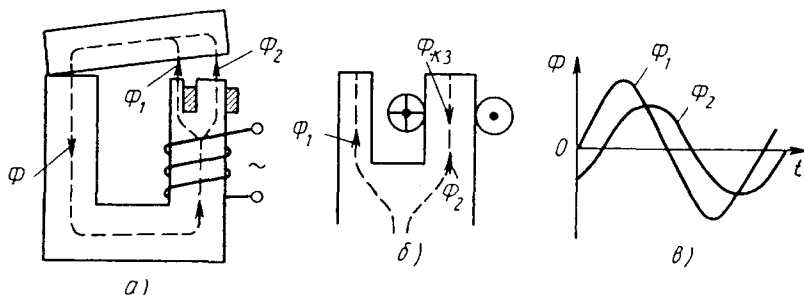


Рис. 17.15. Короткозамкнутый виток в реле переменного тока

магнитный поток  $\Phi$ , созданный током в обмотке реле, проходит по сердечнику и разветвляется на две части: один поток  $\Phi_1$  проходит по стали, не пронизывая плоскость витка; другой поток  $\Phi_2$  проходит по стали, наводя в витке переменную ЭДС, как во вторичной обмотке трансформатора. Так как виток замкнут накоротко, то в нем под действием наведенной ЭДС пойдет ток, создавая магнитный поток  $\Phi_{кз}$ , препятствующий изменению магнитного потока  $\Phi_2$  (правило Ленца). Это приводит к отставанию по фазе потока  $\Phi_2$  от потока  $\Phi_1$ . Следовательно, в рабочем зазоре реле переменного тока будут действовать два сдвинутых во времени потока (рис. 17.15, б). Поэтому электромагнитная тяговая сила ни в один из моментов времени не будет равна нулю; когда магнитный поток  $\Phi_1$  равен нулю, то сила создается еще не равным нулю потоком  $\Phi_2$ , а когда этот поток  $\Phi_2$  станет равен нулю, уже поток  $\Phi_1$  возрастет и обеспечит создание тяговой силы. С помощью короткозамкнутого витка удастся обеспечить отставание магнитного потока  $\Phi_2$  от  $\Phi_1$  на  $60\text{--}70^\circ$ . Но за счет встречно направленного потока  $\Phi_{кз}$  величина  $\Phi_2$  получается меньше, чем  $\Phi_1$ .

Обеспечить равенство потоков  $\Phi_2$  и  $\Phi_1$  и сдвиг их по фазе на  $90^\circ$  можно с помощью двухфазного реле. Такое реле имеет два сердечника с отдельными обмотками и общий якорь. В цепь одной из обмоток включается конденсатор, обеспечивающий сдвиг по фазе токов в обмотках на  $90^\circ$ . При таком сдвиге фаз и равенстве магнитных потоков результирующая сила притяжения якоря будет иметь постоянное значение. При наличии трехфазной сети электромагнитный механизм реле может быть выполнен в виде Ш-образного сердечника с тремя обмотками (на каждом стержне — одна обмотка) и плоского якоря. Обмотки обычно соединяются звездой и включаются в трехфазную сеть. Три магнитных потока в трех рабочих зазорах будут создавать постоянное тяговое усилие на якоре. Однако точка

приложения этого усилия будет перемещаться по якору; ведь сначала якорь сильнее притягивается к крайнему стержню, потом к среднему, к другому крайнему и т. д.

Утяжеленный якорь благодаря большой инерции не может вибрировать с удвоенной частотой ( $2\omega$ ), так как он не успевает отходить от сердечника в те моменты времени, когда ток в обмотке реле проходит через нуль и тяговое усилие равно нулю. Однако применение утяжеленного якоря приводит к увеличению размеров реле и уменьшению чувствительности. Этот способ применяется редко, например когда исполнительный механизм, связанный с якорем реле, имеет большую инерцию.

При подключении обмотки реле к переменному напряжению ток будет изменяться в зависимости от перемещения якоря. Действительно, электромагнитный механизм реле похож на электромагнитный датчик перемещения: его индуктивность  $L$  возрастает с уменьшением воздушного зазора. Следовательно, при притягивании якоря к сердечнику индуктивное сопротивление будет возрастать, а ток — уменьшаться. Поэтому тяговое усилие реле переменного тока в отличие от реле постоянного тока мало увеличивается или вообще не увеличивается по мере уменьшения воздушного зазора.

### § 17.9. Быстродействие электромагнитных реле

В § 17.2 в числе основных параметров электромагнитных реле были отмечены параметры, характеризующие быстродействие реле: время срабатывания  $t_{ср}$  и время отпускания  $t_{отп}$ . Эти параметры определяются при анализе переходных процессов, происходящих при включении и отключении реле. Рассмотрим эти процессы применительно к обмотке реле постоянного тока.

Цепь обмотки реле можно представить в виде последовательно-го соединения активного сопротивления  $R$  и индуктивности  $L$ . Переходный процесс при включении реле можно рассматривать как известный из электротехники случай включения катушки индуктивности на постоянное напряжение (рис. 17.16). С момента замыкания ключа  $K$  возникает переходный процесс, в течение которого ток в обмотке реле увеличивается от нуля до некоторого установившегося значения  $i = I_{уст}$ , изменяются и напряжения  $u_R$  и  $u_L$ . Электрическое состояние цепи по схеме рис. 17.16 в любой момент переходного процесса характеризуется уравнением

$$U = u_R + u_L = iR + L \frac{di}{dt}. \quad (17.30)$$

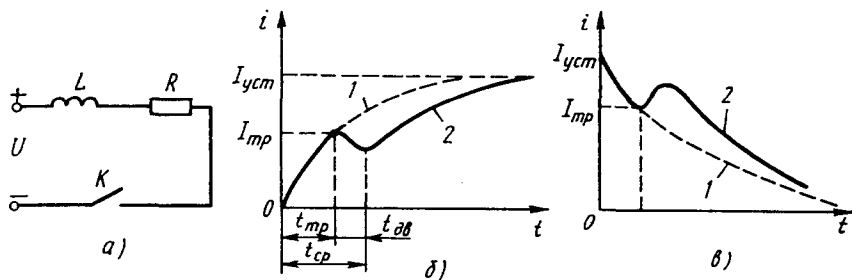


Рис. 17.16. Переходные процессы при включении и выключении реле постоянного тока

Решение этого уравнения относительно тока имеет вид

$$i = I_{уст}(1 - e^{-t/T}), \quad (17.31)$$

где  $I_{уст} = U/R$ ;  $T = L/R$  — постоянная времени цепи.

График зависимости  $i = f(t)$  представляет собой экспоненту (пунктирная кривая 1 на рис. 17.16, б). Формула (17.31) получена в предположении, что индуктивность  $L$  обмотки реле постоянна. В действительности в процессе движения якоря к сердечнику индуктивность  $L$  увеличивается (аналогично работе электромагнитного индуктивного датчика перемещения, рассмотренного в гл. 6). Изменение индуктивности начинается с того момента времени, когда ток в обмотке достиг значения тока трогания ( $i = I_{тр}$ ). Начинаящееся увеличение индуктивности приводит к увеличению постоянной времени  $T = L/R$ . Следовательно, рост тока замедляется. Кроме того, быстрое возрастание магнитного потока вызывает увеличение противоЭДС, т. е. напряжения на индуктивности  $u_L$ . Это приводит даже к уменьшению на некоторое время тока в цепи (см. сплошную кривую 2 на рис. 17.16, б). Как только якорь притянется к сердечнику, индуктивность обмотки перестает увеличиваться и ток снова возрастает по экспоненте, но с меньшей скоростью, чем на начальном участке, поскольку увеличилась постоянная времени.

Время срабатывания реле  $t_{сп}$  определяется двумя составляющими (рис. 17.16, б): временем трогания  $t_{тр}$  и временем движения  $t_{дв}$ , т. е.

$$t_{сп} = t_{тр} + t_{дв}. \quad (17.32)$$

Величину времени трогания получим, подставляя в (17.31) значение

$$I_{тр} = I_{уст}(1 - e^{-t_{тр}/T}), \quad (17.33)$$

откуда

$$t_{\text{тр}} = T \ln \frac{I_{\text{уст}}}{I_{\text{уст}} - I_{\text{тр}}}, \quad (17.34)$$

т. е. время трогания пропорционально постоянной времени.

Время движения  $t_{\text{дв}}$  зависит от механической инерционности электромагнитного механизма реле. Оно может быть определено на основании второго закона Ньютона  $a = F/m$ , где  $a$  — ускорение,  $m$  — масса. Для уменьшения времени движения необходимо стремиться к уменьшению массы якоря. Для данного типа реле можно считать величину  $t_{\text{дв}}$  приблизительно постоянной. Поэтому основным фактором, влияющим на время срабатывания реле  $t_{\text{ср}}$ , является постоянная времени  $T = L/R$ .

Рассмотрим способы ускорения срабатывания реле постоянного тока, основанные именно на изменении длительности переходного процесса. Последовательно с обмоткой реле включается добавочное активное сопротивление  $R_{\text{доб}}$  (рис. 17.17), а напряжение питания повышается на величину  $\Delta U$ , которая выбрана таким образом, чтобы установившееся значение тока осталось неизменным, т. е.

$$I_{\text{уст}} = \frac{U + \Delta U}{R + R_{\text{доб}}} = \frac{U}{R}.$$

Теперь постоянная времени уменьшилась  $\left( \frac{L}{R + R_{\text{доб}}} < \frac{L}{R} \right)$  и нарастание тока будет происходить по более крутой экспоненте (кривая 2 на рис. 17.17, б), чем без добавочного сопротивления (кривая 1 на рис. 17.17, б).

Еще большее ускорение срабатывания реле можно получить подключив параллельно добавочному сопротивлению  $R_{\text{доб}}$  конденса-

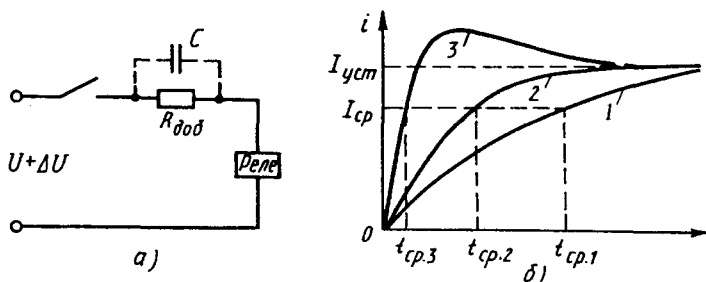


Рис. 17.17. Способы ускорения срабатывания реле постоянного тока



тор емкостью  $C$  (на рис. 17.17, *a* это включение показано пунктиром). При замыкании ключа  $K$  ток переходного процесса проходит через емкость в обход  $R_{доб}$ . Ведь до замыкания ключа напряжение на конденсаторе было равно нулю, а скачком оно измениться не может. Поэтому в первый момент времени все повышенное напряжение приложено именно к катушке реле. В цепи появляется значительный ток, но он не опасен для обмотки, поскольку действует короткое время. По окончании переходного процесса ток уменьшается до установившегося значения, поскольку он проходит через  $R_{доб}$  (через конденсатор постоянный ток не проходит). Емкость конденсатора (в мкФ) выбирается из условия

$$C = \frac{L}{R + R_{доб}} 10^6. \quad (17.35)$$

Теперь рассмотрим переходный процесс при отключении реле. При размыкании ключа  $K$  (рис. 17.16, *a*) ток в обмотке реле уменьшается от значения  $I_{уст}$  до нуля. Энергия, запасенная в магнитном поле обмотки реле, поддерживает некоторое время ток за счет дугового разряда между контактами ключа  $K$ . Уравнение тока переходного процесса получим, решая дифференциальное уравнение (17.30) при  $U = 0$ :

$$i = I_{уст} e^{-t/T}, \quad (17.36)$$

где  $T = L/R$ ;  $L$  — индуктивность обмотки реле при притянутом якоре.

График зависимости  $i = f(t)$  показан на рис. 17.16, *b* в виде экспоненты (пунктирная кривая 1). Кривая 2 показывает реальное изменение тока в обмотке реле при отключении. Всплеск тока на этой кривой объясняется изменением индуктивности обмотки при движении якоря (аналогично всплеску тока при включении реле).

К схемным методам замедления времени срабатывания и отпущения относится метод шунтирования обмотки реле конденсатором (рис. 17.18). При включении реле ток в его обмотке будет нарастать медленнее за счет процесса зарядки конденсатора. Время срабатывания может быть увеличено примерно до 1 с по сравнению с примерно 50 мс при включении без конденсатора. При отключении реле, наоборот, конденсатор будет разряжаться на обмотку реле, замедляя уменьшение в ней

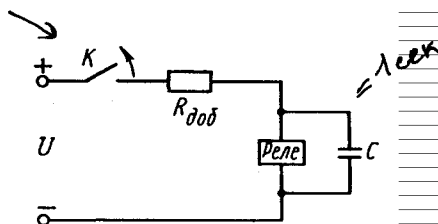


Рис. 17.18. Схема для замедления времени срабатывания

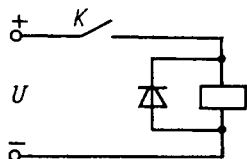


Рис. 17.19. Схема включения реле с шунтирующим диодом

тока. Дополнительное сопротивление  $R_{доб}$  необходимо для ограничения тока, потребляемого от источника питания.

Эффективным схемным методом замедления времени отпущения является включение параллельно обмотке реле диода (в непроводящем по отношению к направлению питания направлении). В этом случае (рис. 17.19) ЭДС самоиндукции, возникающая в обмотке реле при отключении, создает ток, протекающий через обмотку и реле и удерживающий якорь некоторое время в притянутом положении. Включение диода используется и для защиты обмотки реле от пробоя под действием перенапряжений при отключении.

Замедление работы реле обеспечивается и с помощью короткозамкнутого витка (или обмотки) на пути магнитного потока.

К конструктивным методам уменьшения временных параметров реле относятся уменьшение хода якоря, уменьшение вихревых токов за счет применения шихтованного (набранного из отдельных пластин) магнитопровода. Следует также напомнить, что реле постоянного тока являются более быстродействующими, чем реле переменного тока.

К конструктивным методам уменьшения временных параметров реле относятся уменьшение хода якоря, уменьшение вихревых токов за счет применения шихтованного (набранного из отдельных пластин) магнитопровода. Следует также напомнить, что реле постоянного тока являются более быстродействующими, чем реле переменного тока.

## Контрольные вопросы

1. Что такое реле?
2. Как работает электромагнитное реле?
3. Перечислите основные параметры электромагнитного реле.
4. Поясните график изменения тока в обмотке реле при его срабатывании и отключении.
5. Что такое тяговая и механическая характеристики реле?
6. Чем отличаются реле переменного тока от реле постоянного тока?
7. Какие способы позволяют повысить быстродействие реле?

## Глава 18

# ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПОЛЯРИЗОВАННЫЕ РЕЛЕ

### § 18.1. Назначение. Принцип действия

В автоматических системах очень часто требуется, чтобы элементы, в том числе и электромагнитные реле, реагировали не только на значение, но и на полярность тока на входе. Например, в системе автоматического регулирования температуры при температуре сверх требуемого значения (задания) должен включаться охладитель (например, вентилятор), а при температуре ниже требуемого значения должен включаться нагреватель. Следовательно, реле при одной полярности входного сигнала должно включать одну группу контактов, а при другой полярности — другую. Как известно из электротехники, при пропускании тока по катушке с сердечником создается магнитное поле и на находящиеся в этом поле стальные детали будет действовать сила притяжения. Направление тока или знак индукции магнитного поля не влияют на направление силы. Это всегда сила притяжения, а не отталкивания. В предыдущей главе приведены формулы для электромагнитной силы (17.12) и (17.13). В этих формулах значение тока или магнитного потока стоит в квадрате, что и доказывает математически неизменность направления электромагнитной силы при изменении знака тока или потока.

Для получения в электромагнитном механизме знакопеременной зависимости тяговой силы от направления входного сигнала необходимо наличие двух магнитных потоков: создаваемого током в обмотке реле и постоянного, неизменного по величине и направлению, создаваемого обычно постоянным магнитом. Таким образом, при одном направлении тока в обмотке реле магнитные потоки будут складываться, а при другом направлении тока — вычитаться. Следовательно, изменение направления тока приведет к изменению абсолютной величины магнитного потока, чего не было в электромагнитных нейтральных реле.

Чувствительность к направлению (*поляризация*) осуществляется именно за счет постоянного магнитного потока. Все *поляризованные реле* основаны на использовании в электромагнитном механизме двух потоков. По конструктивной схеме магнитной цепи различают поляризованные реле, построенные по *дифференциальной* и *мостовой* схемам. По числу устойчивых положений якоря различают *двухпозиционные* и *трехпозиционные* поляризованные реле.

## § 18.2. Магнитные цепи поляризованных реле

Поляризованное реле с дифференциальной схемой магнитной цепи показано на рис. 18.1. Рабочий (управляющий) магнитный поток  $\Phi_y$  создается при протекании тока  $I$  по обмотке реле, состоящей из двух одинаковых половин  $1$  и  $1'$ , включенных последовательно и согласно. Постоянный (поляризующий) магнитный поток  $\Phi_n$  создается постоянным магнитом  $2$ . Катушки реле  $1$  и  $1'$  размещены на неподвижном сердечнике (яре)  $3$ . Якорь  $4$  может поворачиваться относительно оси  $O$  в рабочем зазоре  $\delta$ . На якоре размещен подвижный контакт, который может замыкаться с неподвижными контактами  $5$  или  $5'$ .

Магнитный поток  $\Phi_y$  показан пунктиром, а магнитный поток  $\Phi_n$  — сплошной линией. Направление потока  $\Phi_n$  неизменно, а направление потока  $\Phi_y$  зависит от направления тока в катушке реле. На рис. 18.1 направление потока  $\Phi_y$  показано для указанного на этом рисунке направления тока  $I$ .

Поляризующий поток  $\Phi_n$  проходит по якору  $4$  и разветвляется на две части  $\Phi_{n1}$  и  $\Phi_{n2}$  в соответствии с проводимостями воздушных зазоров слева ( $\delta_n$ ) и справа ( $\delta_n$ ) от якоря. В зависимости от полярности тока  $I$  в обмотке реле рабочий поток  $\Phi_y$  вычитается из потока  $\Phi_{n1}$  в зазоре слева от якоря и складывается с потоком  $\Phi_{n2}$  в зазоре справа от якоря (как показано на рис. 18.1) или наоборот: потоки складываются в левом зазоре и вычитаются в правом зазоре при противоположном направлении тока. На якоре действуют две электромагнитные силы, направленные встречно, каждая из которых

пропорциональна в соответствии с уравнением (17.13) квадрату потока в соответствующей части зазора. Для направлений тока и магнитных потоков, показанных на рис. 18.1, результирующее тяговое усилие заставит якорь перекинуться из левого положения в правое. При отключении входного сигнала ( $I = 0$ ) якорь остается в том положении, которое он занимал до отключения сигнала. Реле, показанное на рис. 18.1, является двухпозиционным. Результирующее электромагнитное усилие, действующее на якорь поляризованного реле, направлено в сторону

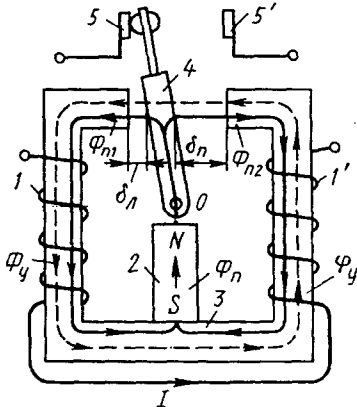


Рис. 18.1. Поляризованное реле

того зазора, где управляющий и поляризующий магнитные потоки складываются.

Рассмотрим усилия, действующие на якорь поляризованного реле. Определяются они в соответствии с уравнением (17.13). В среднем положении якоря магнитные проводимости левого и правого зазора одинаковы и поэтому поляризующий поток делится на две равные части:  $\Phi_{n1} = \Phi_{n2} = \Phi_n/2$ . При отсутствии управляющего потока на якорь будут действовать одинаковые усилия влево и вправо:

$$F_{эл} = F_{эн} = 4 \cdot 10^5 \left( \frac{\Phi_n}{2} \right)^2 \frac{1}{s_\delta} = 10^5 \frac{\Phi_n^2}{s_\delta}, \quad (18.1)$$

где  $s_\delta$  — площадь сечения воздушного зазора.

Результирующая сила, равная разности  $F_{эл}$  и  $F_{эн}$  при среднем положении якоря, будет равна нулю. Однако якорь в среднем положении находится в состоянии неустойчивого равновесия. Достаточно незначительного смещения якоря от среднего положения, чтобы произошло перераспределение потоков. Уменьшается магнитное сопротивление того зазора, в какую сторону сместился якорь. Следовательно, в ту же сторону увеличится магнитный поток, а значит, и сила, направленная в сторону уменьшения зазора. Полагая сечение воздушного зазора неизменным, рассмотрим перераспределение поляризующего потока в зависимости от магнитного сопротивления, которое будет в этом случае пропорционально величине зазора.

Отношение магнитных потоков в левом и правом зазоре обратно пропорционально отношению магнитных сопротивлений этих зазоров:

$$\Phi_{n1}/\Phi_{n2} = R_{m2}/R_{m1} = \delta_l/\delta_n. \quad (18.2)$$

Учитывая, что  $\Phi_{n1} + \Phi_{n2} = \Phi_n$ , а  $\delta_l + \delta_n = \delta$  (рис. 18.1), после преобразований получаем

$$\Phi_{n1} = \Phi_n \frac{\delta - \delta_l}{\delta};$$

$$\Phi_{n2} = \Phi_n \frac{\delta_l}{\delta}.$$

Соответственно электромагнитные силы притяжения якоря, направленные влево и вправо

$$F_{эл} = 4 \cdot 10^5 \frac{\Phi_n^2 (\delta - \delta_l)^2}{s_\delta \delta^2}; \quad F_{эн} = 4 \cdot 10^5 \frac{\Phi_n^2 \delta_l^2}{s_\delta \delta^2}.$$

Результирующая сила определяется как разность этих сил:

$$F_3 = F_{3л} - F_{3п} = 4 \cdot 10^5 \frac{\Phi_n^2 \delta^2 - 2\delta\delta_л}{s_\delta^2} = 4 \cdot 10^5 \frac{\Phi_n \delta - 2\delta_л}{s_\delta \delta}. \quad (18.3)$$

При  $\delta_л < \delta/2$  (якорь ближе к левому крайнему положению) сила тянет якорь влево.

При  $\delta_л > \delta/2$  (якорь ближе к правому крайнему положению) сила тянет якорь вправо.

Контактное давление выключенного реле определяется силой при  $\delta_л = 0$

$$F_{30} = 4 \cdot 10^5 \frac{\Phi_n^2}{s_\delta}. \quad (18.4)$$

При подаче тока в обмотку поляризованного реле в магнитной цепи возникает магнитный поток  $\Phi_y$ , который (для полярности, показанной на рис. 18.1) складывается в правом зазоре с  $\Phi_{п2}$  и в левом вычитается из  $\Phi_{п1}$ .

При достижении  $\Phi_y$  значения, равного  $\Phi_n$ , контактное усилие будет равно нулю. Как только  $\Phi_y$  станет больше  $\Phi_n$ , якорь перекинется в крайнее правое положение. Ток, при котором якорь перебрасывается в новое положение, называется током срабатывания  $I_{ср}$ . В новом положении якоря произойдет перераспределение поляризующего магнитного потока между зазорами. Суммарный поток в новом положении якоря при  $I_{ср}$  будет равен  $\Sigma\Phi = \Phi_n + \Phi_y$ . Так как при срабатывании  $\Phi_y = \Phi_n$ , то  $\Sigma\Phi = 2\Phi_n$ , а усилие, пропорциональное квадрату магнитного потока, возрастет в четыре раза по сравнению с усилием в обесточенном реле. Таким образом, в процессе перемещения якоря из одного положения в другое происходит значительное увеличение тягового усилия. Этим и объясняется то, что поляризованные реле имеют очень высокое быстродействие: время срабатывания составляет несколько миллисекунд. Кроме того, дополнительное усилие, сжимая контакты, позволяет при очень малом управляющем сигнале управлять относительно мощными электрическими цепями. Однако главным достоинством поляризованных реле является их высокая чувствительность. Чаще всего не стремятся к увеличению разрывной мощности их контактов, поскольку это требует увеличения хода якоря, что приводит к потере чувствительности. Поэтому высокочувствительные поляризованные реле выполняются маломощными с ходом якоря от одного крайнего положения до другого порядка 0,1—0,2 мм.

Работа поляризованного реле с мостовой схемой магнитной цепи (рис. 18.2) происходит аналогично реле с дифференциальной схемой. Отличие заключается в том, что магнитная цепь для управляющего потока  $\Phi_y$ , создаваемого обмоткой реле, выполнена отдельно от магнитной цепи для поляризующего потока  $\Phi_n$ , создаваемого постоянным магнитом. Благодаря этому поляризованные реле мостового типа имеют более высокую стабильность параметров и устойчивее к внешним механическим воздействиям.

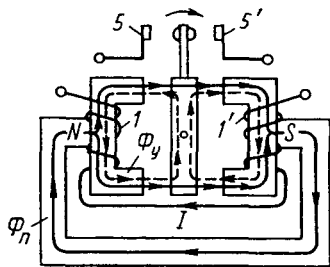


Рис. 18.2. Поляризованное реле с мостовой магнитной цепью

### § 18.3. Настройка контактов и устройство поляризованного реле

Кроме электромагнитного усилия на якорь поляризованного реле воздействует усилие пружин, не показанных на рис. 18.1 и 18.2. В зависимости от положения неподвижных контактов и натяжения (или сжатия) пружин поляризованные реле могут настраиваться на двух- или трехпозиционную работу.

Рассмотрим настройку контактов реле на двухпозиционную работу. Пружины с двух сторон воздействуют на якорь с равными усилиями в нейтральном положении. Если усилия пружин невелики и неподвижные контакты расположены симметрично относительно нейтрали, то при отсутствии входного сигнала (тока в обмотке реле) за счет одной из составляющих поляризующего потока ( $\Phi_{n1}$  или  $\Phi_{n2}$ ) якорь  $I$  остается в том же положении, в котором он находился до снятия входного сигнала. Следовательно, остаются замкнутыми соответствующие контакты реле (например, контакты 2—3 на рис. 18.3,а). В этом случае механическое усилие пружин, стремящееся вернуть якорь в нейтральное положение, меньше тягового усилия от потока постоянного магнита, стремящегося удерживать якорь в притянутом положении. При подаче тока обратной полярности в обмотку реле якорь перебрасывается в противоположное крайнее положение, размыкая контакты 2—3 и замыкая контакты 2—4. При снятии этого входного сигнала контакты 2—4 остаются замкнутыми. Даже если входной сигнал будет снят в тот момент, когда якорь находится в нейтральном положении, такое положение

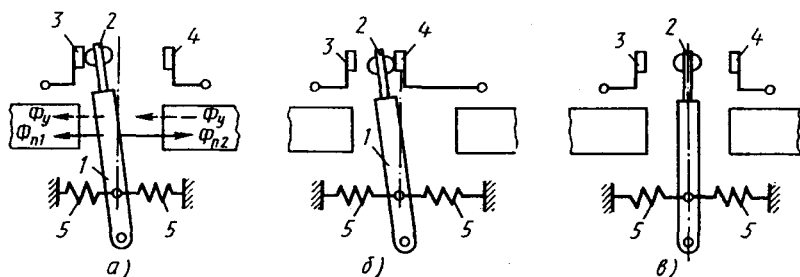


Рис. 18.3. Настройка контактов поляризованного реле

будет неустойчивым. При малейшем отклонении якоря от этого положения (например, из-за незначительного сотрясения или вибрации) возрастет поляризующий поток в том направлении, куда отклонился якорь, и соответствующее ему электромагнитное усилие переместит якорь до упора в том же направлении.

Таким образом, при такой настройке якорь реле занимает только два устойчивых симметричных положения (позиции): крайнее левое (замкнуты контакты 2—3) или крайнее правое (замкнуты контакты 2—4).

Возможна настройка на двухпозиционную работу с преобладанием (приоритетом) одной из позиций (рис. 18.3, б). Если неподвижный контакт, например 3, установить с той же стороны относительно нейтрали, что и второй неподвижный контакт 4, то тяговое усилие от потока поляризующего  $\Phi_{n1}$ , стремящееся удержать якорь реле в крайнем левом положении, будет намного меньше тягового усилия от поляризующего потока  $\Phi_{n2}$ , стремящегося удержать якорь в крайнем правом положении. В результате этого при снятии входного сигнала якорь реле под действием тягового усилия от потока  $\Phi_{n2}$  будет устанавливаться и удерживаться в крайнем правом положении. Таким образом, подобная настройка обеспечивает двухпозиционную настройку реле с приоритетом одной позиции. При подаче в обмотку реле тока соответствующей полярности якорь занимает крайнее левое положение (замкнуты контакты 2—3), а при подаче тока обратной полярности или при отсутствии тока в обмотке реле якорь занимает крайнее правое положение (замкнуты контакты 2—4).

Для настройки поляризованного реле на трехпозиционную работу необходимы пружины 5 большой жесткости, обеспечивающие превышение механического усилия над электромагнитным усилием от поляризующего магнита в крайних положениях якоря. В этом случае при отсутствии тока в обмотке реле его якорь будет установ-



ливаться в нейтральное положение при разомкнутых контактах (рис. 18.3, в). Таким образом, обеспечиваются три позиции (положения) якоря: 1) крайнее левое положение (замкнуты контакты 2—3) при подаче в обмотку тока соответствующей полярности; 2) крайнее правое положение (замкнуты контакты 2—4) при подаче в обмотку реле тока обратной полярности; 3) нейтральное среднее положение (все контакты разомкнуты) при снятии входного сигнала с обмотки реле.

Отечественной промышленностью выпускаются поляризованные реле различных типов и с различной настройкой контактов. Например, реле типа РП-4 — двухпозиционное (с нейтральной настройкой); реле типа РП-5 — трехпозиционное; реле типа РП-7 — двухпозиционное с преобладанием. Эти реле могут иметь несколько независимых обмоток, что расширяет их возможности применения в системах автоматики.

На рис. 18.4 показано поляризованное реле типа РП-7, состоящее из катушки 1, полюсных наконечников 2, якоря 3, контактных пружин с подвижными контактами 4, неподвижных контактов 5, магнитопровода 6, керамической колодки 7 со штырьковыми выводами, что позволяет быстро включать реле в рабочую схему, вставляя его в соответствующую соединительную колодку.

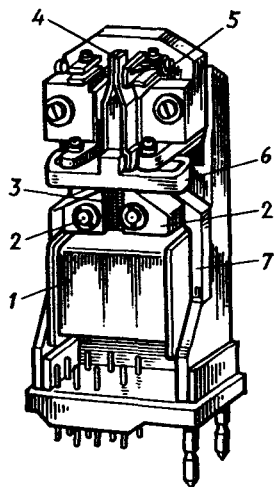


Рис. 18.4. Поляризованное реле типа РП-7

## § 18.4. Вибропреобразователи

Вибропреобразователь представляет собой электромагнитное устройство типа поляризованного реле; это реле работает в вибрационном режиме, поскольку его обмотка подключена к источнику переменного тока. Вибропреобразователи предназначены для преобразования постоянного тока в переменный. Они также могут применяться и для обратного преобразования — переменного тока в постоянный. В системах автоматики вибропреобразователи получили широкое применение при усилении слабых сигналов постоянных токов и напряжений, поступающих от датчиков (термопар, фотоэлементов, датчиков Холла и др.). Дело в том, что электронные и

полупроводниковые усилители, усиливающие непосредственно сигнал постоянного тока, имеют серьезный недостаток, который называется «дрейф нуля». Он заключается в том, что даже при отсутствии входного сигнала (при нулевом сигнале) на выходе усилителя постоянного тока появляется некоторое напряжение, вызванное нагревом, наводками, изменениями параметров отдельных элементов усилителя. Поэтому предпочитают предварительно преобразовать слабый сигнал постоянного тока в сигнал переменного тока, затем усилить его (усилители переменного тока не имеют дрейфа нуля), а потом снова выпрямить. Электрическое устройство, преобразующее сигнал постоянного тока в соответствующий ему сигнал переменного тока заданной частоты, называется *модулятором*. Вибропреобразователь нашел широкое применение именно в качестве модулятора.

Усиление сигналов постоянного тока выполняют по структурной схеме (рис. 18.5, а), состоящей из модулятора (М), усилителя (У) демодулятора (ДМ). Напряжение постоянного тока  $U_{вх=}$ , которое необходимо усилить, поступает на модулятор, который также получает питание от источника переменного напряжения  $U_{п\sim}$ , изменяю-

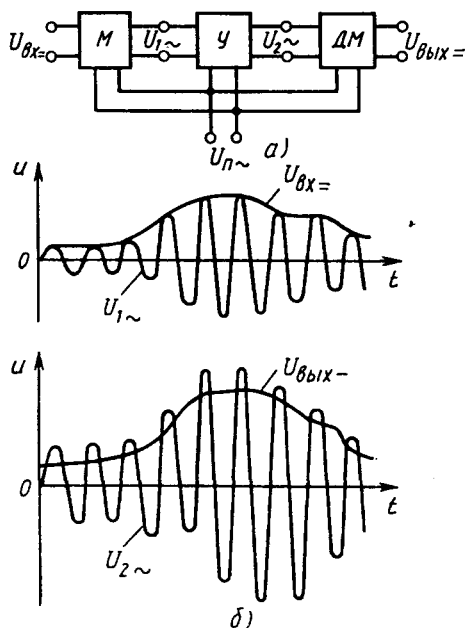


Рис. 18.5. Усиление сигнала постоянного тока с модуляцией и демодуляцией

щегося с частотой  $f$ . Переменное напряжение  $U_1$  на выходе модулятора будет также изменяться с частотой  $f$ , которая называется несущей частотой. Амплитуда этого переменного напряжения  $U_1$  будет пропорциональна входному сигналу постоянного тока  $U_{\text{вх}}$ . Затем усилитель переменного тока (У) усиливает напряжение  $U_1$  до значения  $U_2$  (рис. 18.5, б). Надо отметить, что обычно усиление происходит не только по напряжению, но и по мощности. Выходное переменное напряжение усилителя  $U_2$ , изменяющееся с частотой  $f$ , с помощью демодулятора (ДМ) преобразуется (выпрямляется) в пропорциональное напряжение постоянного тока  $U_{\text{вых}}$ . Таким образом, как на входе схемы, так и на выходе имеются напряжения постоянного тока, причем выходное напряжение больше и пропорционально входному напряжению. Однако сам процесс усиления постоянного тока заменяется усилением переменного тока.

Напомним, что процесс преобразования переменного напряжения по амплитуде (без усиления по мощности) выполняется очень просто — с помощью трансформатора. Постоянное же напряжение не трансформируется. Поэтому, когда требуется повысить напряжение постоянного тока, используют схему, состоящую из модулятора, трансформатора и выпрямителя. Такая задача возникает довольно часто на подвижных объектах, питаемых от аккумуляторов или батареек с напряжением 1,5—1,2 В. В этих случаях также можно использовать в качестве модулятора вибропреобразователь.

Устройство вибропреобразователя показано на рис. 18.6. Обмотка возбуждения  $1$  питается переменным током с частотой 50 Гц и создает переменный магнитный поток. Поляризующий магнитный поток создается постоянным магнитом  $2$ . В рабочем зазоре вибропреобразователя вибрирует с частотой 50 Гц якорь  $3$ , имеющий постоянное электрическое соединение с контактной упругой пластиной  $4$ . В крайних положениях якоря происходит замыкание его контактной пластины  $4$  со стержневыми контактами  $5$ , размещенными на упорных пластинах  $6$ . Для регулировки работы вибропреобразователя служит винт  $7$ . Включение вибропреобразователя в схему осуществляется с помощью стержневых

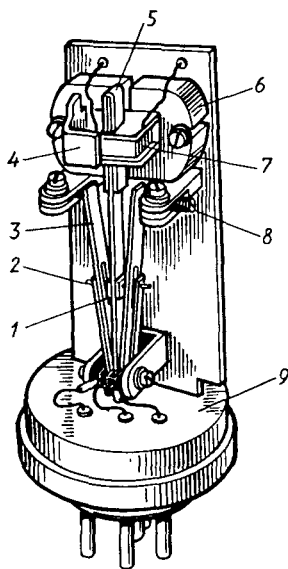


Рис. 18.6. Устройство вибропреобразователя

контактов 8, закрепленных на цоколе 9. Цоколь и стержневые контакты такие же, как у электронных ламп, что позволяет легко и быстро заменять вибропреобразователь, а несимметричное расположение стержней исключает возможность ошибочного подключения вибропреобразователя.

Так как в зазоре вибропреобразователя действует переменное магнитное поле, то якорь 3 будет периодически перемагничиваться. Поэтому он будет попеременно притягиваться то к северному, то к южному полюсу постоянного магнита 2. Следовательно, попеременно будет происходить замыкание контактной пластины 4 то с левым, то с правым контактом 5.

Схема включения вибропреобразователя для преобразования постоянного тока в переменный показана на рис. 18.7, а. На вход схемы подается постоянное напряжение  $U_{вх}$ , график которого показан на рис. 18.7, б. На обмотку вибропреобразователя подается переменное напряжение питания  $U_{\sim}$ . Под действием этого напряжения контакт 1 вибропреобразователя периодически замыкается то с контактом 2, то с контактом 3. При замыкании контактов 1 и 2 напряжение на выходе вибропреобразователя (точки а и б) равно входному напряжению:  $U_{аб} = U_{вх}$ . При замыкании контактов 1 и 3 напряжение на выходе вибропреобразователя равно нулю:  $U_{аб} = 0$ . Таким образом, напряжение на выходе вибропреобразователя  $U_{аб}$  имеет вид прямоугольных импульсов (рис. 18.7) с периодом следования  $T = t_n + t_p$ , где  $t_n$  — ширина импульса, определяемая длительностью замкнутого состояния контактов 1—2,  $t_p$  — ширина паузы, определяемая длительностью замкнутого состояния контактов 1—3. Обычно вибропреобразователь настраивается так, что  $t_n = t_p$ . Последовательность однополярных импульсов  $U_{аб}$  можно представить в виде суммы постоянной составляющей  $U_{аб}/2$  и переменной составляющей в виде симметричных прямоугольных колебаний напряже-

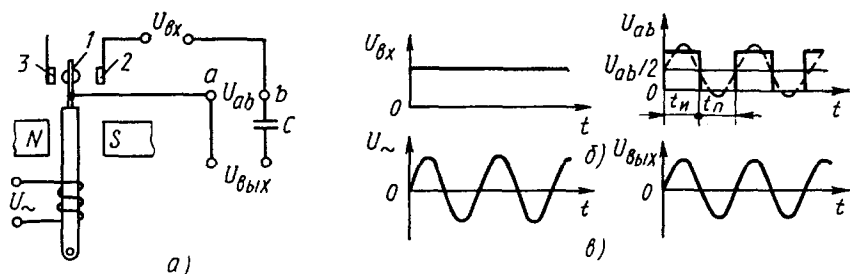


Рис. 18.7. Преобразование сигнала постоянного тока в переменный с помощью вибропреобразователя

ния с амплитудой  $U_{аб}/2$ . Разделительный конденсатор  $C$  пропускает только переменную составляющую, т. е. симметричные прямоугольные колебания с амплитудой  $U_{аб} = U_{вх}/2$  и периодом  $T$  (рис. 18.7). Эти колебания можно приблизительно представить в виде синусоидальных колебаний, показанных на рис. 18.7 пунктиром. Выражение для синусоиды выходного напряжения получают разложением периодических прямоугольных колебаний в тригонометрический ряд:

$$u_{\text{вых}} = \frac{2U_{\text{вх}}}{\pi} \sin \omega t,$$

где  $2U_{\text{вх}}/\pi$  — амплитуда синусоидальных колебаний;  $\omega = 2\pi/T$  — угловая частота колебаний.

На рис. 18.8 показана трансформаторная схема включения модулятора с вибропреобразователем. Входное постоянное напряжение подается на подвижный контакт вибропреобразователя  $I$  и среднюю точку первичной обмотки трансформатора  $Tr$ . В результате поочередного замыкания контактов  $1-2$  и  $1-3$  напряжение  $U_{\text{вх}}$  подается то на левую, то на правую половину первичной обмотки трансформатора, причем направление тока в этой обмотке каждый раз изменяется. Следовательно, в сердечнике трансформатора будет создан переменный магнитный поток, а в выходной обмотке трансформатора будет наводиться ЭДС, значение которой пропорционально входному напряжению (с учетом коэффициента трансформации), а частота изменения будет равна частоте напряжения  $U_{\sim}$ , поданного на обмотку вибропреобразователя. Для выделения синусоидального выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  служит конденсатор  $C$ , включаемый параллельно вторичной обмотке трансформатора. Вибропреобразователь, используемый в качестве электромагнитического модулятора, является источником электромагнитных помех, для борьбы с которыми вибропреобразователь помещают в экран. Так как вибропреобразователь работает с очень слабыми входными сигналами, то источником помех могут быть и термоЭДС, возникающие на контактах. Для борьбы с этими помехами в качестве материала для контактов используется золото и его сплавы.

Так как разрывная мощность контактов и напряжения на контактах очень малы, то зазор между контактами можно уменьшить до 10 мкм, что позволяет создать достаточно надежную кон-

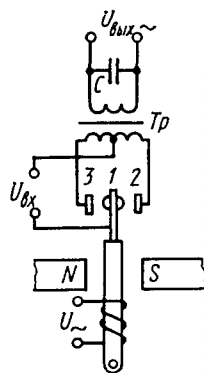


Рис. 18.8. Трансформаторная схема модулятора с вибропреобразователем

тактную систему, работающую без дребезга и с очень малым временем переключения цепи.

Отечественной промышленностью выпускаются вибропреобразователи типа ВП, питаемые напряжением 6,3 В при частоте 50 Гц, как и цепь накала обычных электронных ламп. Так же как и электронные лампы, вибропреобразователи имеют цоколь с выводами. Имеются также вибропреобразователи для питания от сети 400 Гц.

К достоинствам вибропреобразователей следует отнести высокую стабильность (отсутствие дрейфа нуля), возможность преобразования очень слабых сигналов постоянного тока (микровольты и миллиамперы), сравнительно малые габариты и вес, небольшую стоимость.

Недостатками вибропреобразователей считаются наличие высших гармоник в выходном сигнале, непригодность для преобразования быстропеременных сигналов постоянного тока (имеющих переменную составляющую с частотой, которая соизмерима с несущей частотой), наличие контактов, являющихся источниками помех и причиной выхода из строя.

Вместо вибропреобразователей находят применение полупроводниковые и магнитные модуляторы (последние рассмотрены в гл. 26).

## Контрольные вопросы

1. В чем разница между поляризованным и нейтральным реле?
2. Как выполняется настройка контактов поляризованного реле?
3. Зачем нужен вибропреобразователь?

## Глава 19

### СПЕЦИАЛЬНЫЕ ВИДЫ РЕЛЕ

#### § 19.1. Типы специальных реле

Наибольшее распространение в системах автоматики получили реле электромагнитного типа, рассмотренные в гл. 17 и 18. Однако находят применение и электрические реле других типов, в которых тяговое усилие, необходимое для переключения контактов, создается не с помощью электромагнита. Сюда относятся прежде всего

реле, аналогичные по принципу действия электроизмерительным приборам различных систем: *магнитоэлектрической, электродинамической, индукционной*. Если в электроизмерительном приборе подвижная часть перемещает по шкале стрелку или какой-либо указатель, то в реле соответствующего типа подвижная часть перемещает контакты.

Для получения значительных выдержек\* времени при замыкании и размыкании контактов используются специальные *реле времени*; некоторые из них имеют в основе электромагнитный механизм, но с добавлением различных устройств, обеспечивающих задержку срабатывания или отпущения.

Для автоматизации процессов нагрева и охлаждения применяются *электротермические реле*, в которых переключение электрических контактов обеспечивается температурной деформацией металлов или температурным расширением жидкостей и газов.

В системах автоматической защиты оборудования от аварийных режимов используются специальные реле, срабатывающие при определенном значении тока, напряжения, скорости, момента, давления и других параметров.

## § 19.2. Магнитоэлектрические реле

Принцип действия магнитоэлектрического реле основан на взаимодействии магнитного поля постоянного магнита с током, протекающим по обмотке, выполненной в виде поворотной рамки.

Магнитоэлектрическое реле (рис. 19.1) состоит из постоянного магнита 1, между полюсными наконечниками которого находится цилиндрический стальной сердечник 2. В кольцевом зазоре между полюсными наконечниками и сердечником создается равномерное радиально направленное магнитное поле. В зазоре размещена легкая алюминиевая рамка 3 с обмоткой из тонкого провода, к которой подводится ток по спиральным пружинам из фосфористой или оловянно-цинковой бронзы. Эти пружины создают противодействующий момент, стре-

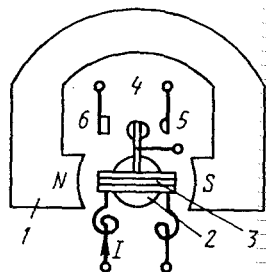


Рис. 19.1. Магнитоэлектрическое реле

\* Под выдержкой времени понимается промежуток времени между подачей напряжения на обмотку реле и срабатыванием его контактов.

мящийся установить рамку с обмоткой таким образом, чтобы ее плоскость была направлена по оси полюсов магнита  $I$ . При пропускании тока  $I$  по обмотке реле на рамку с обмоткой действует вращающий момент, заставляющий ее поворачиваться вокруг оси в направлении, определяемом полярностью тока. Жестко закрепленный на рамке подвижный контакт  $4$  замыкается с одним из неподвижных контактов  $5$  или  $6$ .

Сила, действующая на проводник длиной  $l$ , обтекаемый током  $I$  и помещенный в магнитное поле с индукцией  $B$ , определяется на основании закона Ампера:

$$F = BIl. \quad (19.1)$$

На рамку длиной  $l$ , шириной  $a$ , с числом витков  $\omega$  действует вращающий момент

$$M_{\text{вр}} = BIl\omega a. \quad (19.2)$$

Для конкретного реле  $Bl\omega a = K = \text{const}$ , следовательно,

$$M_{\text{вр}} = KI. \quad (19.3)$$

Из уравнения (19.3) видно, что при неизменных конструктивных параметрах реле и заданном токе  $I$  в его обмотке вращающий момент имеет постоянное значение.

В то же время противодействующий момент, создаваемый закручивающимися токоподводящими пружинами, пропорционален углу закрутки, т. е. углу поворота рамки. Поскольку направление поворота рамки определяется направлением тока в обмотке, магнитоэлектрическое реле является поляризованным и может быть выполнено трехпозиционным.

По сравнению с другими электромеханическими реле магнитоэлектрическое реле является наиболее чувствительным, оно срабатывает при мощности управления в доли милливатта. Усилие на контактах магнитоэлектрического реле невелико (порядка  $10^{-2}$  Н и меньше), поэтому для повышения надежности контакты выполняются из платины и платиноиридиевого сплава. При резком изменении усилия маломощные контакты быстро изнашиваются, поэтому магнитоэлектрические реле используются обычно в схемах, где сигнал постоянного тока изменяется медленно. Недостатком магнитоэлектрических реле является сравнительно большое время срабатывания (0,1—0,2 с). По своему быстрдействию они уступают нейтральным электромагнитным реле.



### § 19.3. Электродинамические реле

Принцип действия электродинамического реле основан на взаимодействии двух катушек с током, одна из которых подвижна, а другая неподвижна. От магнитоэлектрического реле электродинамическое реле отличается тем, что индукция в рабочем зазоре создается не постоянным магнитом, а неподвижной катушкой на сердечнике, т. е. электромагнитным способом. От электромагнитного реле электродинамическое реле отличается тем, что тяговое усилие воздействует не на стальной якорь, а на подвижную катушку.

Устройство электродинамического реле показано на рис. 19.2. На магнитопровод 3 надета неподвижная катушка 2, обтекаемая током  $I_2$ . Между полюсными наконечниками магнитопровода находится цилиндрический стальной сердечник 4. В кольцевом зазоре между полюсными наконечниками и сердечником создается равномерное радиально направленное магнитное поле. В зазоре размещена легкая алюминиевая рамка 1 с обмоткой из тонкого провода, к которой подводится ток  $I_1$  по спиральным пружинам, создающим противодействующий момент, стремящийся установить плоскость рамки 1 вдоль оси полюсных наконечников.

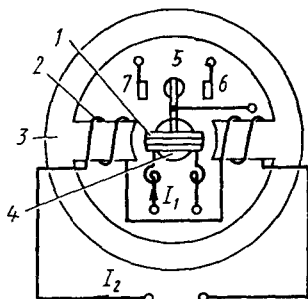


Рис. 19.2. Электродинамическое реле

При подаче управляющего тока  $I_1$  в обмотку рамки 1 она будет поворачиваться в зазоре между полюсными наконечниками и сердечником. Жестко закрепленный на рамке подвижный контакт 5 замыкается с одним из неподвижных контактов 6 и 7.

Сила, действующая на проводники рамки электродинамического реле, так же как и для магнитоэлектрического реле, определяется законом Ампера. Следовательно, будут справедливы уравнения (19.1) и (19.2). Однако входящая в эти уравнения индукция  $B$  не постоянна, а определяется намагничивающей силой, создаваемой катушкой 2 с током  $I_2$ :

$$B = I_2 \omega_2 / (R_m s_g), \quad (19.4)$$

где  $R_m$  — магнитное сопротивление на пути магнитного потока возбуждения;  $s_g$  — площадь поперечного сечения рабочего воздушного зазора.

Подставляя (19.4) в (19.2) и выразив через постоянный коэффициент  $K$  сочетание всех неизменных конструктивных и обмоточных данных реле, получим уравнение для вращающего момента электродинамического реле:

$$M_{\text{вр}} = KI_1I_2. \quad (19.5)$$

Из (19.5) видно, что направление поворота рамки зависит от направления токов в обеих обмотках реле, т. е. оно будет положительным при одинаковых направлениях токов и отрицательным при разных направлениях.

При работе реле на постоянном токе и питании его неизменным по значению и направлению током возбуждения  $I_2$  электродинамическое реле (как и магнитоэлектрическое) является поляризованным и трехпозиционным. В зависимости от направления управляющего тока  $I_1$  замыкается пара контактов 6—7 или 6—8, а при отсутствии тока  $I_1$  контакт 6 находится в среднем, незамкнутом, положении.

Однако в отличие от магнитоэлектрического реле электродинамическое может работать при питании переменным током. В этом случае на рамку воздействует переменный магнитный поток, а направление поворота определяется средним за период значением вращающего момента

$$M_{\text{вр ср}} = KI_1I_2 \cos \varphi, \quad (19.6)$$

где  $I_1$  и  $I_2$  — действующие значения токов в обмотках;  $\varphi$  — угол сдвига фаз между токами.

Из (19.6) следует, что электродинамическое реле реагирует на фазу входного сигнала, т. е. его можно использовать как реле сдвига фаз, срабатывающее при определенном значении  $\varphi$ . Это же реле может реагировать и на мощность переменного или постоянного тока. В этом случае на одну из обмоток подается ток, а на другую — напряжение цепи.

При последовательном соединении обмоток  $I_1 = I_2 = I$  вращающий момент

$$M_{\text{вр}} = KI^2, \quad (19.7)$$

т. е. зависимость тягового усилия от тока будет аналогична электромагнитному нейтральному реле.

К недостаткам электродинамических реле следует отнести их большие габариты и вес.

### § 19.4. Индукционные реле

Принцип действия индукционного реле основан на взаимодействиях переменных магнитных потоков с токами, индуцированными этими потоками.

Индукционное реле (рис. 19.3) состоит из двух неподвижных электромагнитов 1 и 2, по обмоткам которых протекают соответственно переменные токи  $I_1$  и  $I_2$ . В воздушном зазоре электромагнитов установлен алюминиевый или медный диск 3, который может поворачиваться относительно оси 4. Переменные магнитные потоки, создаваемые электромагнитами 1 и 2, индуцируют ЭДС в диске 3, под действием которых в диске создаются вихревые токи (так же, как в короткозамкнутом роторе асинхронного двигателя).

Для того чтобы взаимодействие магнитных потоков с вызванными ими же токами привело к созданию вращающего момента, необходимо наличие сдвига по фазе токов  $I_1$  и  $I_2$ . Только в этом случае в зазоре индукционного реле будет создано вращающееся магнитное поле, аналогично тому, как это происходит в двухфазном асинхронном двигателе. При сдвиге фаз между токами  $I_1$  и  $I_2$  в  $90^\circ$  сила взаимодействия магнитного потока электромагнита 1 с током, индуцированным в диске от потока электромагнита 2, будет всегда совпадать по направлению с силой взаимодействия магнитного потока электромагнита 2 с током, индуцированным в диске от потока электромагнита 1. При совпадении токов  $I_1$  и  $I_2$  по фазе в среднем за период результирующая сила будет равна нулю.

Вращающий момент, приложенный к диску, определяется так:

$$M_{\text{вр}} = KI_1 I_2 \sin \varphi, \quad (19.8)$$

где  $K$  — постоянный коэффициент, зависящий от конструктивных и обмоточных данных реле;  $\varphi$  — фазовый сдвиг между  $I_1$  и  $I_2$ .

Этот вращающий момент, преодолевая сопротивление пружины 4, поворачивает диск до тех пор, пока не замкнутся контакты 5.

Поскольку индукционное реле реагирует на фазу, его (как и электродинамическое) можно применять в качестве реле фазы. Малая инерция подвижной части позволяет использовать такие реле как быстродействующие в схемах автоматической защиты и блокировки. Особенно они распространены

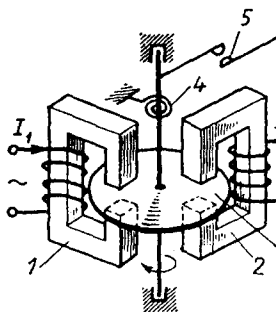


Рис. 19.3. Индукционное реле

ны в автоматике на железных дорогах. Они могут использоваться в качестве реле тока, напряжения, мощности, частоты, фазы, сопротивления. Достоинством их является то, что они не требуют подвода тока к подвижной части. Чувствительность индукционных реле невелика, для их срабатывания требуется мощность не менее 0,5 Вт.

Рассмотрим также применение индукционного реле в качестве реле скорости (рис. 19.4). Входной вал 5 реле связан с механизмом, скорость которого требуется контролировать. На валу 5 установлен цилиндрический постоянный магнит 4. При вращении поле магнита пересекает проводники короткозамкнутой обмотки 3 поворотного статора 6. В обмотке 3 наводится ЭДС, значение которой пропорционально скорости вращения входного вала 5. Под действием этой ЭДС по обмотке 3 проходит ток, сила взаимодействия которого с вращающимся полем магнита 4 стремится повернуть статор 6 в направлении вращения. При определенной скорости вращения сила возрастает настолько, что упор 2, преодолевая противодействие плоской пружины, переключает контакты реле. В зависимости от направления вращения переключается контактный узел 1 или 7. Точность работы индукционного реле скорости невелика. В точных системах контроля скорости необходимо использование более сложной схемы, включающей в себя индукционный датчик скорости и высокочувствительное поляризованное реле.

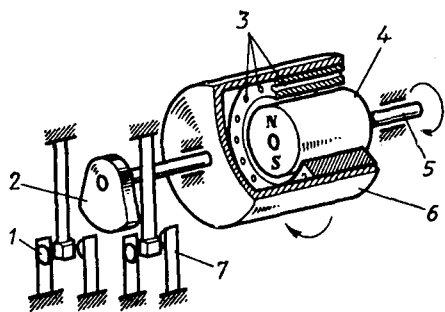


Рис. 19.4. Индукционное реле скорости

### § 19.5. Реле времени

Для получения больших задержек при включении и отключении контактов используются реле времени. В этих реле обычно используют электромагнит, который приводит в действие какое-либо механическое устройство, имеющее значительную инерционность, либо включает электродвигатель, перемещающий контакты через редуктор с большим передаточным отношением.

Рассмотрим в качестве примера несколько типов реле времени.

Маятниковое (часовое) реле времени (рис. 19.5) состоит из электромагнита с втяжным якорем 1, который при подаче входного

сигнала перемещает тягу 2 и, сжимая пружину 3, стремится переместить рычаг с зубчатым сектором 4 справа налево. Но спусковое зубчатое колесо 5 со скобой 6 может поворачиваться за каждое качание маятника 7 только на один зуб, благодаря чему скорость перемещения зубчатого сектора ограничивается. После того как все зубцы сектора 4 выйдут из зацепления с храповым колесом 8, сработает микропереключатель 9.

При снятии выходного сигнала с электромагнита 1 сектор 4 быстро возвращается в исходное положение под действием веса якоря электромагнита 1 и усилия пружины 3. Микропереключатель выключается без задержки времени. Таким образом, обеспечивается задержка времени только при срабатывании реле, но не при отпуске.

Грубая настройка времени срабатывания регулируется винтом 10, ограничивающим длину зацепления сектора 4 с храповым колесом 8. Точная настройка времени срабатывания регулируется перемещением груза маятника 7. Маятниковое реле обеспечивает выдержку времени до десятков секунд.

Пневматическое реле времени (рис. 19.6) также имеет электромагнит 1 и пневматическую приставку с микропереключателем 2. Герметическая камера 3 пневматической приставки сообщается с атмосферой через узкое отверстие 4. Камера 3 перегорожена эластичной плоской мембраной 5, выполненной из силиконовой резины. Мембрана соединена со штоком 6, который опирается на якорь электромагнита 1.

При подаче управляющего сигнала якорь электромагнита 1 втягивается. Шток 6, лишенный опоры, под действием пружины 11 медленно опускается вниз по мере заполнения полости приставки воздухом через отверстие 4. В конце хода штока рычаг 8 производит переключение контактов микропереключателя 2. Возврат реле в исходное положение происходит при снятии входного сигнала с электро-

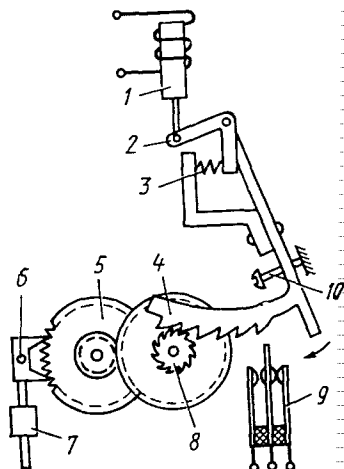


Рис. 19.5. Маятниковое реле времени с электромагнитом

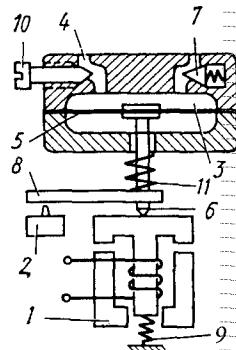


Рис. 19.6. Пневматическое реле времени с электромагнитом

магнита под действием пружины 9. При этом воздух из пневматической камеры мгновенно вытесняется через обратный клапан 7. Возврат контактов реле, следовательно, происходит без задержки времени. Если обратный клапан 7 размещен не в верхней, а в нижней камере, то соответственно с замедлением будет происходить не срабатывание реле, а отпускание. Для регулировки выдержки времени реле используется винт 10, изменяющий сечение дросселирующего отверстия 4. Пневматические реле обеспечивают выдержку времени до нескольких минут.

Для получения больших выдержек времени (десятки минут и часы) используют электродвигательные (моторные) реле времени. На рис. 19.7 показана схема устройства такого реле. При подаче управляющего сигнала на обмотку электромагнита 1 включается муфта сцепления 2 и вращение синхронного микроэлектродвигателя 3 через редуктор 4 передается кулачку с упором 5, который после поворота на некоторый угол включит микропереключатель 6. После снятия управляющего сигнала муфта сцепления разъединяет кинематическую цепь от электродвигателя к кулачку, а сам кулачок под действием пружины 7 возвращается в исходное положение, выключая при этом микропереключатель 6. Точная настройка времени срабатывания электродвигательного реле обеспечивается изменением начального положения кулачка с упором, а грубая — изменением передаточного отношения редуктора.

Существуют многоценные реле такого типа, в которых на валу установлено в разных положениях несколько кулачков, обеспечивающих независимые выдержки времени срабатывания и отключения соответствующего количества контактных групп. С помощью таких устройств (иногда их называют командоаппаратами) обеспечивается программное (по времени) управление комплектными электроустановками.

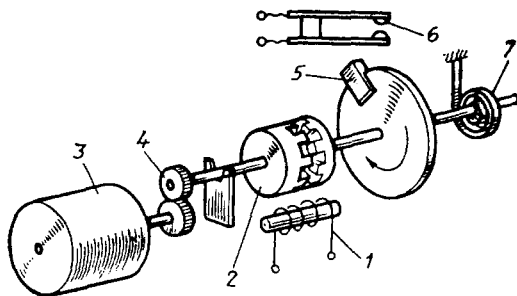


Рис. 19.7. Моторное реле времени с электромагнитом

## § 19.6. Электротермические реле

Электротермические реле предназначены для автоматического переключения электрических контактов в зависимости от температуры. Задача поддержания необходимой температуры или отключения какого-либо устройства при достижении некоторой температуры очень распространена в технике, причем не только в промышленной, но и в бытовой. Например, в холодильнике, в электроустье, в духовке электрической плиты установлены электротермические реле, которые также часто называют тепловыми реле. Потребность в тепловых реле исчисляется миллионами штук в год, поэтому главными требованиями к ним являются простота, дешевизна, надежность.

Наиболее широкое распространение получили биметаллические реле. Элементом, воспринимающим температуру, в таких реле является биметаллическая пластина (рис. 19.8, а). Она состоит из слоев двух металлов с разными температурными коэффициентами линейного расширения. Например, для латуни этот коэффициент почти в 20 раз больше, чем для инвара (сплав железа с никелем). Поэтому при увеличении температуры слой латуни удлиняется значительно больше, чем слой инвара. Эти слои соединены жестко (сваркой или пайкой), и вся биметаллическая пластина при нагреве изгибается в сторону инвара. Поскольку один конец биметаллической пластины закреплен, второй конец перемещается, размыкая одну пару контактов и замыкая другую.

С помощью тепловых реле осуществляется и токовая защита различных электроустановок. В электротермических реле для токовой защиты используется тепловое действие электрического тока. Нагрев биметаллической пластины производится с помощью нагревательной спирали, по которой проходит ток. На рис. 19.8, б показана схема реле защиты электродвигателя от перегрева. Через нагревательную спираль 1 проходит ток одной из фаз цепи питания электродвигателя. Если нагрузка электродвигателя возрастает сверх

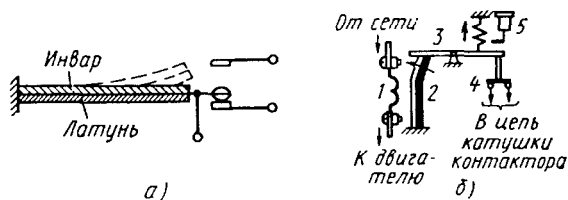


Рис. 19.8. Тепловое (электротермическое) реле

допустимых пределов, ток в спирали 1 увеличивается, температура растёт и биметаллическая пластина 2 изгибается влево, освобождая защёлку спускового механизма 3. Это приводит к размыканию контактов 4 реле, которые находятся в цепи питания аппаратуры включения электродвигателя. После остановки электродвигателя возврат контактов 4 реле и спускового механизма 3 в исходное положение выполняется вручную нажатием на кнопку 5 после остывания биметаллической пластины. Но для повторного запуска электродвигателя этого недостаточно, необходима подача специального сигнала на аппаратуру включения электродвигателя. Биметаллические реле обладают большой инерционностью и не реагируют на большие, но кратковременные увеличения тока. Поэтому пусковые токи электродвигателя не приводят к срабатыванию теплового реле.

В некоторых реле используется не косвенный нагрев биметаллической пластины с помощью спирали, а прямой — пропусканием тока непосредственно через пластину. Основным недостатком биметаллических реле является низкая точность. Но благодаря простоте и низкой стоимости они получили преимущественное распространение. Из числа других электротермических реле следует упомянуть электроконтактные термометры, в которых контакты замыкаются столбиком ртути, по уровню которой можно одновременно определить значение истинной температуры. Точность электроконтактных термометров выше, чем у биметаллических. Известны также электротермические реле с расширяющимся газом. В таких реле газ при нагреве вытесняет ртуть, находящуюся на дне баллона, и тем самым разрывает контакт.

### § 19.7. Шаговые искатели и распределители

Шаговые искатели и распределители под действием управляющего сигнала осуществляют поочередное переключение нескольких исполнительных цепей. В простейшем случае шаговый искатель (рис. 19.9, а) имеет один входной зажим и несколько выходных. При подаче управляющего импульса в обмотку электромагнита (ЭМ) входной зажим перемещается на один шаг, соединяясь с очередным выходным зажимом. Следовательно, номер подсоединённого выходного зажима определяется количеством импульсов, поступивших на обмотку электромагнита (ЭМ).

Устройство шагового искателя показано на рис. 19.9, б. По окружности расположен набор неподвижных контактов — ламелей 1.



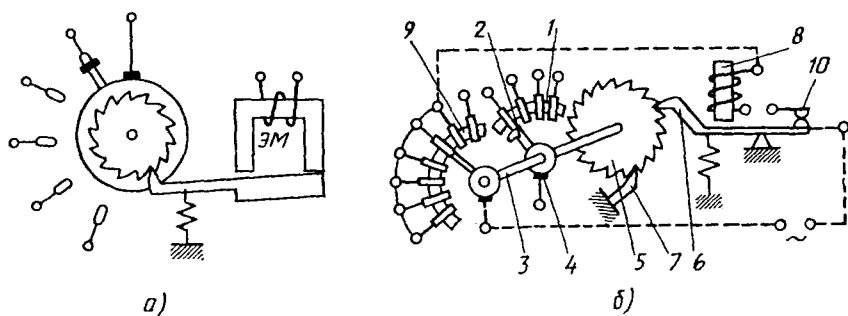


Рис. 19.9. Шаговые искатели

По этим ламелям скользит подвижный контакт 2, закрепленный на оси 3 и имеющий токоподвод с помощью кольца и щетки 4.

Шаговое перемещение контакта 2 осуществляется храповым механизмом, состоящим из храпового колеса 5, рабочей собачки 6 и формирующей собачки 7. Приводом храпового механизма служит электромагнит 8. При подаче в обмотку электромагнита управляющего импульса якорь притягивается к сердечнику и поворачивает храповое колесо на один зубец. В результате контакт 2 переходит с одной ламели на другую и происходит переключение во внешней цепи.

Шаговый искатель может иметь несколько рядов ламелей и контактов, укрепленных на одной оси, что позволяет увеличить число коммутируемых цепей. Шаговый механизм искателя может перемещаться лишь в одном направлении. Поэтому возврат подвижного контакта в исходное положение происходит после завершения полного оборота. Если число тактов в цикле работы шагового искателя меньше числа ламелей, то для ускоренного возврата в исходное положение используется специальный ряд ламелей 9 (рис. 19.9, б). Все ламели этого ряда, кроме нулевой, электрически соединены друг с другом. Цепь возврата образуется ламелями 4, катушкой электромагнита 8 и вспомогательными размыкающими контактами 10. При каждом срабатывании электромагнита 8 контакты 10 размыкаются и цепь возврата, показанная на рис. 19.9, б пунктиром, прерывается. Якорь электромагнита 8 возвращается в исходное положение, и контакты 10 вновь замыкаются, восстанавливая цепь возврата. В результате собачка 6 получает импульсное движение с частотой, определяемой собственной частотой электромеханической системы, и контакт 2 быстро перемещается по ламелям. Когда контакт 2 дойдет до нулевой ламели, цепь возврата размыкается и уско-

ренное движение шагового механизма прекращается. С помощью шагово-декадных распределителей осуществляется, например, автоматическая телефонная связь. Когда мы набираем номер вызываемого телефона, то диск телефонного аппарата дает столько импульсов, до какой цифры мы его повернули. При этом шагово-декадный распределитель произвел соединение с соответствующим выходным проводом и одновременно подключил очередную декаду ламелей (новый ряд из десяти ламелей).

В шаговых искателях разных типов число рядов ламелей может достигать 8, а число ламелей в ряду — 50. Все шаговые искатели рассчитаны на работу в импульсном режиме с частотой до 10 срабатываний в секунду.

## § 19. . Магнитоуправляемые контакты. Типы и устройство

В обычных электромагнитных реле наиболее часто отказ возникает из-за контактов, которые подвергаются вредным воздействиям окружающей среды (окислению, загрязнению, коррозии и др.). Существенно повысить надежность реле можно за счет герметизации контактов. Так как в этом случае невозможно механически связать контактный узел с электромагнитным приводом, то необходимо для перемещения герметизированных контактов использовать силы электромагнитного притяжения. Контактные пластины для этого изготавливаются из ферромагнитного материала. Таким образом, контакты становятся магнитоуправляемыми.

К магнитоуправляемым контактам относятся *герконы* (т. е. герметизированные контакты) и *ерри* *ы*. Применяются они для тех же целей, что и мощные электромагнитные реле. Они и возникли в результате совершенствования контактных электромагнитных устройств и стремления свести к минимуму их недостатки: сравнительно небольшой срок службы (до  $10^7$  срабатываний), невысокое быстродействие (десятки миллисекунд), потребление энергии в течение всего периода притяжения якоря и необходимость периодического обслуживания.

Геркон (рис. 19.10, *a*) представляет собой впаянные в стеклянную ампулу (баллон) пермаллоевые пластины *l*, служащие одновременно токоподводами, контактами и магнитопроводом. Пластины впаяны в ампулу таким образом, чтобы контакты, в качестве которых используются внутренние концы пластин, покрытые золотом, радием или вольфрамом, находились на некотором расстоянии друг от друга, т. е. были разомкнуты.

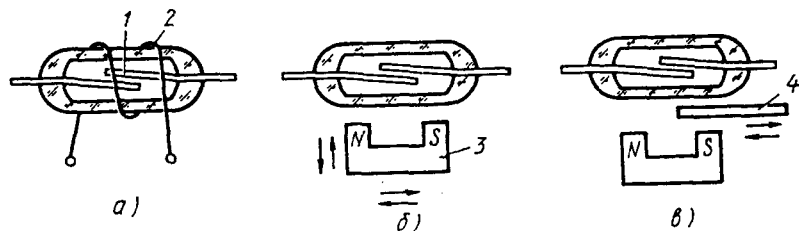


Рис. 19.10. Герконы — герметизированные магнитоуправляемые контакты

К наружным концам пластин припаивают провода, служащие для присоединения к внешней цепи. Если геркон поместить в магнитное поле, созданное током в обмотке 2, окружающей геркон, то на контакты будет действовать электромагнитная сила  $F_3$ . Если эта сила окажется больше противодействующего усилия упругих пластин, то произойдет замыкание контактов.

Электромагнитная сила притяжения контактов определяется аналогично силе притяжения, действующей в любом другом электромагнитном механизме:

$$F_3 = 0,5(I\omega)^2 \frac{dG_8}{d\delta}. \quad (19.9)$$

Принимая зазор между пластинами плоскопараллельным, можно записать выражение для производной проводимости:

$$dG_8/d\delta = -bl_1\mu_0/\delta^2. \quad (19.10)$$

После подстановки (19.10) в уравнение (19.9) получим

$$F_3 = 0,5(I\omega)^2 bl_1\mu_0/(l + \delta)^2, \quad (19.11)$$

где  $I$  — ток в обмотке;  $\omega$  — число витков;  $l$  — длина обмотки;  $l_1$  — перекрытие пластин;  $b$  — ширина пластин.

После отключения обмотки пластины под действием сил упругости возвращаются в исходное состояние, т. е. контакты размыкаются. Следовательно, удержать контакт в замкнутом состоянии можно только за счет потребления энергии от сети, что является одним из недостатков геркона. Герконы бывают вакуумные и газонаполненные, в которых стеклянная ампула заполнена азотом, водородом или инертным газом.

Для управления магнитоуправляемым контактом можно использовать не только магнитное поле катушки с током (рис. 19.10, а), но и магнитное поле постоянного магнита (рис. 19.10, б). В последнем случае срабатывание контактов осуществляется в зависимости от взаимного перемещения геркона и постоянного магнита 3. Изме-

ние магнитного поля, воздействующего на контакты, может осуществляться и за счет изменения параметров магнитной цепи при перемещении ферромагнитного экрана 4 (рис. 19.10, в).

Большая часть управляющего магнитного потока во всех схемах герконов, изображенных на рис. 19.10, проходит по воздуху. Так как воздушные участки имеют значительное магнитное сопротивление, то чувствительность устройств на герконах сравнительно невелика. Она, например, ниже чувствительности якорных электромагнитных реле с одинаковыми коммутационными параметрами.

Для повышения чувствительности используют герконы с внешним магнитопроводом (рис. 19.11). Однако при этом увеличивается инерционность. Наличие внешнего магнитопровода увеличивает магнитную проводимость и, следовательно, индуктивность всей системы. Постоянная времени при этом возрастает пропорционально индуктивности. Комбинированная конструкция, объединяющая магнитоуправляемые контакты и внешний магнитопровод, называется ферридом. Название «феррид» объясняется тем, что первоначально эти элементы имели магнитопровод из феррита. Затем появились конструкции и с металлическим магнитопроводом. Так как материал магнитопровода имеет остаточную намагниченность, то феррид после отключения запоминает воспринятую информацию.

Повысить чувствительность можно не только за счет внешнего магнитопровода, но и с помощью поляризующего постоянного магнита. В этом случае уже небольшой ток в обмотке приводит к срабатыванию контактов, если магнитные потоки обмотки и постоянного магнита направлены в одну сторону. С помощью поляризующего магнита можно получить устройства, работающие не на замыкание контактов, а на их размыкание. Магнитный поток постоянного магнита должен быть таким, чтобы контакты при отсутствии тока в обмотке управления были притянуты друг к другу. При подаче тока в обмотку управления создается магнитный поток обратного направления, и под действием сил упругости контакты размыкаются.

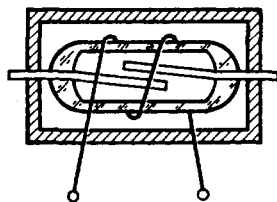


Рис. 19.11. Геркон с внешним магнитопроводом (феррид)

Реле на магнитоуправляемых контактах могут производить несколько сотен срабатываний в секунду, а общее число срабатываний может достигать  $10^{12}$ . При этом сопротивление контактного перехода в замкнутом состоянии может составлять  $10^{-3}$  Ом, а в разомкнутом —  $10^9$ – $10^{11}$  Ом. Выпускаемые промышленностью герконы имеют массу 0,4–3 г.

### § 19.9. Применение магнитоуправляемых контактов

На основе магнитоуправляемых контактов выпускаются высоконадежные промежуточные электромагнитные реле с числом контактных групп до десяти. В таких реле внутри общей катушки управления размещается несколько пар контактов (рис. 19.12). Как уже отмечалось, по сравнению с обычными электромагнитными реле герконовые имеют большее быстродействие и более надежны. Однако им свойственны и некоторые недостатки. Они имеют в 2—3 раза меньшие значения удельных токовых нагрузок на контакты, более критичны к переходным процессам в коммутируемой цепи. Например, при 3—5-кратном увеличении тока по сравнению с номинальным возможно сваривание контактов. В цепях с конденсаторами возможны значительные броски тока, поэтому применение герконовых реле для коммутации таких цепей не рекомендуется.

Необходимо отметить и характерный для герконовых реле недостаток — вибрация контактов при срабатывании. Это явление называется «дребезг» контактов. После подачи управляющего сигнала контакты сначала замыкаются, но тут же размыкаются под действием сил упругости. Таких циклов замыкания-размыкания может быть несколько. Затем происходит несколько колебаний контактов без размыкания; при этом происходит изменение контактного сопротивления. Время вибрации контактов может составлять половину полного времени срабатывания. Для борьбы с «дребезгом» контактов применяют специальные конструктивные и схемные решения.

На основе магнитоуправляемых контактов могут быть построены различные путевые и конечные выключатели, реле различных неэлектрических величин. В качестве примера на рис. 19.13 показаны термоэлектрические реле (*а*) с биметаллической пластиной и реле давления (*б*) с упругим элементом в виде сильфона (гофрированного упругого стакана из фосфористой бронзы). При изменении температуры или давления постоянный магнит приближается к геркону и его контакты срабатывают.

Магнитоуправляемые контакты специальной конструкции начинают применяться и для переключений в силовых цепях с мощностью до нескольких сотен ватт. В таких устройствах используется более массивный жесткий подвижный контактный сердечник, закрепленный

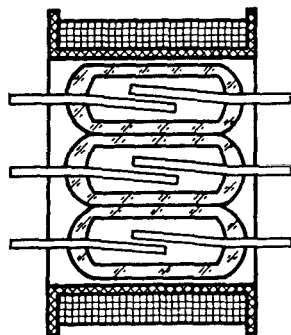


Рис. 19.12. Герконовое реле

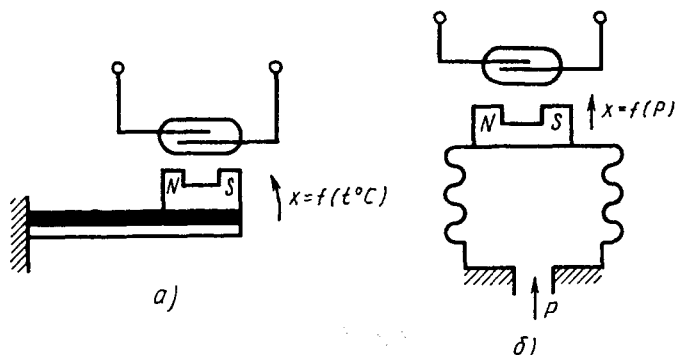


Рис. 19.13. Герконовые реле температуры и давления

на возвратной пружине. При этом за счет снижения электрического сопротивления контактной системы и улучшения теплоотдачи удастся повысить ток через контакты. Для этих же целей возможно применение жидкометаллических герметизированных контактов, внутри герметизированного баллона которых токопроводящие детали частично или полностью смочены ртутью.

### Контрольные вопросы

1. Принцип действия магнитоэлектрического реле.
2. Принцип действия электродинамического реле.
3. Принцип действия индукционного реле.
4. Как работает реле времени?
5. Принцип действия электротермического реле.
6. Как работает шаговый искатель?
7. Что такое геркон и как он устроен?

## Глава 20

### КОНТАКТОРЫ И МАГНИТНЫЕ ПУСКАТЕЛИ

#### § 20.1. Назначение контакторов и магнитных пускателей

Наиболее распространенным потребителем электрической энергии является электродвигатель. Примерно  $\frac{2}{3}$  всей вырабатываемой в стране электроэнергии потребляется электродвигателями. Основ-

ным коммутационным аппаратом, осуществляющим подключение электродвигателя к питающей сети, является *контактор*. Электромагнитный контактор представляет собой выключатель, приводимый в действие с помощью электромагнита. По сути дела, это мощное электромагнитное реле, контактный узел которого способен замыкать и размыкать силовые цепи с токами в десятки и сотни ампер при напряжениях в сотни вольт. При таких электрических нагрузках необходимо принятие специальных мер по гашению дуги. Поэтому по сравнению с обычными электромагнитными реле электромагнитные контакторы имеют дугогасительные устройства и более мощные электромагнит и контактные узлы. Кроме силовых (мощных) контактов имеются и блокировочные контакты, используемые в цепях управления для целей автоматизации. Различают контакторы постоянного и переменного тока. Для автоматического пуска, остановки и реверса электродвигателей применяют *магнитные пускатели*. Они представляют собой комплектные электрические аппараты, включающие в себя электромагнитные контакторы, кнопки управления, реле защиты и блокировки.

Контакторы и магнитные пускатели используются и для включения других мощных потребителей электроэнергии: осветительных и нагревательных установок, преобразовательного и технологического электрического оборудования.

К этой же группе электрических силовых аппаратов следует отнести *автоматические выключатели*, которые также предназначены для подключения к питающей сети мощных электропотребителей. Замыкание их контактов производится не с помощью электромагнита, а вручную. Автоматически они производят лишь выключение нагрузки, защищая ее от перегрузок по току. Если контакторы и магнитные пускатели способны работать при частых включениях и отключениях, то автоматические выключатели обычно применяют при включениях на продолжительное время. В типовые схемы электропривода обычно входят автоматический выключатель (питающий и силовые, и управляющие цепи) и магнитный пускатель (осуществляющий непосредственную коммутацию для пуска, остановки и реверса электродвигателя).

## § 20.2. Устройство и особенности контакторов

Принцип действия контакторов такой же, как и у электромагнитных реле. Поэтому и устройство их во многом сходно. Главное отличие заключается в том, что контакты контакторов коммутируют

большие токи. Поэтому они выполняются более массивными, требуют больших усилий, между ними при разрыве возникает дуга, которую необходимо погасить.

Основными узлами контактора являются электромагнитный механизм, главный (силовой) контактный узел, дугогасительная система, блокировочный контактный узел.

Электромагнитный механизм осуществляет замыкание и размыкание контактов. При подаче напряжения на втягивающую катушку электромагнита якорь притягивается к сердечнику, а механически связанные с ним подвижные контакты замыкают силовую цепь и выполняют необходимые переключения в цепи управления.

Магнитные системы контакторов в зависимости от характера движения якоря и конструкции различают на поворотные и прямоходовые. Магнитопровод контактора поворотного типа устроен аналогично клапанному реле. Для устранения залипания якоря используют немагнитные прокладки. Для замыкания силовых контактов требуются значительно бóльшие усилия, чем развиваемые в реле. Поэтому электромагнитный механизм контактора выполняется более мощным и массивным. При срабатывании контактора происходит довольно значительный удар якоря о сердечник. Частично этот удар принимает на себя немагнитная прокладка; кроме того, магнитную систему амортизируют пружиной, которая также уменьшает вибрацию контактов.

Магнитопровод контактора прямоходного типа имеет обычно Ш-образную форму. В этом случае для устранения залипания якоря делают зазор между средними стержнями сердечника и якоря.

Втягивающая катушка обычно обеспечивает включение и удержание якоря в притянутом положении. Но иногда используют две катушки: мощную включающую и менее мощную удерживающую. В этом случае контактор во включенном состоянии потребляет меньше электроэнергии, поскольку включающая катушка находится под током только короткое время. Размыкание контактов происходит за счет отключающей пружины при снятии напряжения с катушки контактора. Втягивающая катушка должна обеспечивать надежное срабатывание контактора при снижении напряжения до  $0,85U_{ном}$ . По нагреву катушка должна выдерживать повышение напряжения до  $1,05U_{ном}$ .

В контакторах с поворотным якорем (см. рис. 20.1) наибольшее распространение получили линейные перекачывающиеся контакты (см. рис. 16.5). В прямоходных контакторах (см. рис. 20.3) применяются мостиковые контактные системы (см. рис. 16.4). Контактный мостик имеет небольшую массу и выполняется самоустанавливаю-



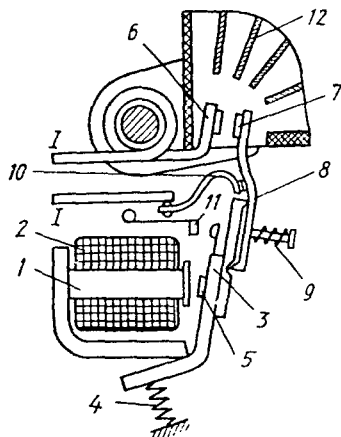


Рис. 20.1. Контактор постоянного тока

шимся, что снижает вибрацию контактов. Для предотвращения вибрации контактная пружина создает предварительное нажатие, равное примерно половине конечной силы нажатия.

У контакторов для длительного режима работы на поверхность медных контактов обычно напаивается металлокерамическая или серебряная пластинка. Контакты иногда могут выполняться из меди, если образующаяся пленка окисла на рабочей поверхности контактов периодически снимается их самоочисткой.

Дугогасительная система контакторов постоянного тока обычно выполняется в виде камеры с продольными щелями, куда дуга вытесняется с помощью магнитной силы. Дугогасительная система контакторов переменного тока обычно имеет вид камеры со стальными дугогасительными пластинами и двойным разрывом дуги в каждой фазе.

Блокировочные или вспомогательные контакты применяются для переключений в цепях управления и сигнализации, поэтому они имеют такое же конструктивное выполнение, как и контакты реле.

### § 20.3. Конструкции контакторов

Как правило, род тока в цепи управления, которая питает катушку контактора, совпадает с родом тока главной цепи. Поэтому контакторы постоянного тока, предназначенные для включения двигателей постоянного тока, имеют электромагнитный механизм, питае-

мый постоянным током. Соответственно контакторы переменного тока, предназначенные для включения двигателей (или другой нагрузки) переменного тока, имеют электромагнитный механизм, питаемый переменным током. Бывают и исключения. Известны, например, случаи, когда катушки контакторов переменного тока получают питание от цепи постоянного тока.

Устройство контактора постоянного тока показано на рис. 20.1. Электромагнитный механизм поворотного типа состоит из сердечника 1 с катушкой 2, якоря 3 и возвратной пружины 4. Сердечник 1 имеет полюсный наконечник, необходимый для увеличения магнитной проводимости рабочего зазора электромагнита. Немагнитная прокладка 5 служит для предотвращения залипания якоря. Силовой контактный узел состоит из неподвижного 6 и подвижного 7 контактов. Контакт 7 шарнирно закреплен на рычаге 8, связанном с якорем 3 и прижатом к нему нажимной пружиной 9. Подвод тока к подвижному контакту 7 выполнен гибкой медной лентой 10. Замыкание главных контактов 6 и 7 происходит с проскальзыванием и перекатыванием, что обеспечивает очистку контактных поверхностей от окислов и нагара. При срабатывании электромагнитного механизма кроме главных контактов переключаются вспомогательные контакты блокировочного контактного узла 11. При размыкании главных контактов 6 и 7 между ними возникает электрическая дуга, ток которой поддерживается за счет ЭДС самоиндукции в обмотках отключаемого электродвигателя. Для интенсивного гашения электрической дуги служит дугогасительная камера 12. Она имеет дугогасительную решетку в виде тонких металлических пластин, которые разрывают дугу на короткие участки. Пластины интенсивно отводят теплоту от дуги и гасят ее. Однако при большой частоте включения контактора пластины не успевают остывать и эффективность дугогашения падает.

Для вытеснения дуги в сторону дугогасительной решетки можно использовать электромагнитную силу, так называемое магнитное дутье. На рис. 20.2 показана дугогасительная камера с узкой щелью и магнитным дутьем. Щелевая камера образована двумя стенками 1, выполненными из изоляционного материала. Система магнитного дутья состоит из катушки 2, включенной последовательно с главными контактами и размещенной на сердечнике 3. Для подвода магнитного поля в зону образования дуги служат ферромагнитные щеки 4. В результате взаимодействия электрического тока дуги с магнитным полем появляется сила  $F$ , которая растягивает дугу и вытесняет ее в щелевую камеру между стенками 1. За счет усиленного отвода теплоты стенками камеры дуга быстро гаснет.

При последовательном включении главных контактов в катушке магнитного дутья направление силы  $F$  остается постоянным при любом направлении тока в силовой цепи, поскольку сила  $F$  пропорциональна квадрату тока (ведь магнитное поле создается этим же током). Поэтому магнитное дутье можно использовать и в контакторах переменного тока.

Контакторы переменного тока отличаются от контакторов постоянного тока прежде всего тем, что они, как правило, выполняются трехполюсными. Основное назначение контакторов переменного тока — включение трехфазных асинхронных электродвигателей. Поэтому они имеют три главных (силовых) контактных узла. Все три главных контактных узла работают от общего электромагнитного приводного механизма клапанного типа, который поворачивает вал с установленными на нем подвижными контактами. С этим же приводом связаны вспомогательные контакты. Главные контактные узлы имеют систему дугогашения с магнитным дутьем и дугогасительной щелевой камерой или дугогасительной решеткой. В контакторах быстрее всего изнашиваются главные контакты, поскольку они подвергаются интенсивной эрозии (как говорится, контакты выгорают). Для увеличения общего срока службы контакторов предусматривается возможность смены контактов.

Наиболее сложным и трудным этапом работы контактов является процесс их размыкания. Именно в этот момент контакты оплавляются, между ними возникает дуга. Для облегчения работы главных контактов при размыкании выпускаются контакторы переменного тока с полупроводниковым блоком. В этих контакторах параллельно главным замыкающим контактам включают по два тиристора (управляемых полупроводниковых диода). Во включенном положении ток проходит через главные контакты, поскольку тиристоры находятся в закрытом состоянии и ток не проводят. При размыкании контактов схема управления на короткое время открывает тиристоры, которые шунтируют цепь главных контактов и разгружают их от тока, препятствуя возникновению электрической дуги. Такие комбинированные тиристорные контакторы выпускаются на токи в сотни ампер. Поскольку тиристоры работают в кратковременном режиме, они не перегреваются и не нуждаются в радиаторах охлаждения.

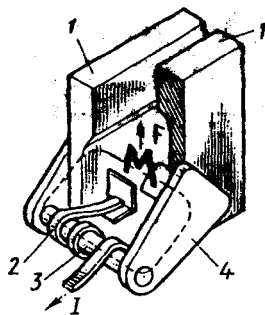


Рис. 20.2. Дугогасительная камера с электромагнитным дутьем

Коммутационная износостойкость комбинированных контакторов составляет несколько миллионов циклов, в то время как главные контакты обычных контакторов постоянного и переменного тока выдерживают обычно 150—200 тыс. включений.

Для управления электродвигателями переменного тока небольшой мощности применяют прямоходовые контакторы с мостиковыми контактными узлами. Благодаря двукратному разрыву цепи и облегченным условиям гашения дуги переменного тока в этих контакторах не требуются специальные дугогасительные камеры с магнитным дутьем, что существенно уменьшает их габаритные размеры.

Электромагнитный привод контактора переменного тока малой мощности (рис. 20.3) имеет Ш-образный сердечник 1 и якорь 2, собранные из пластин электротехнической стали. Часть полюсов сердечника охвачена короткозамкнутым витком, что предотвращает вибрацию якоря, вызванную снижением силы электромагнитного притяжения до нуля при прохождении переменного синусоидального тока через нуль. Катушка 3 контактора охватывает сердечник и якорь, она и создает намагничивающую силу в магнитной системе контактора. На якоре 2 закреплены подвижные контакты 4 мостикового типа, что повышает надежность отключения за счет двукратного размыкания. В пластмассовом корпусе установлены неподвижные контакты 5 и 6. Пружина 7 возвращает контакты 4 в исходное положение. В трехфазном контакторе — три контактные пары, отделенные друг от друга пластмассовыми переключателями 8.

Главные контакты имеют металло-керамические накладки и защищены крышкой. Вспомогательные контакты на рис. 20.3 не показаны.

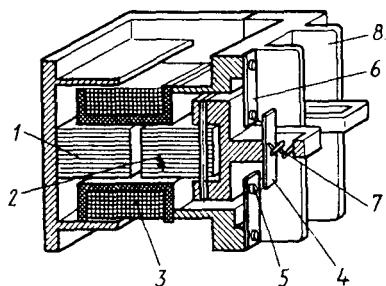


Рис. 20.3. Контактор переменного тока

## § 20.4. Магнитные пускатели

Магнитный пускатель — это комплектное устройство, предназначенное главным образом для пуска трехфазных асинхронных двигателей. Основной составной частью магнитного пускателя является трехполюсный контактор переменного тока. Кроме того, контактор имеет кнопки управления и тепловые реле.

Схема включения трехфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором показана на рис. 20.4. Для пуска электродвигателя  $M$  нажимается кнопка  $SB1$  («Пуск»). Через катушку контактора  $KM$  проходит ток, электромагнит контактора срабатывает и замыкаются все его контакты, которые на схеме обозначаются теми же буквами  $KM$ . Силовые контакты  $KM$  подключают на трехфазное напряжение обмотку электродвигателя  $M$ . Параллельно кнопке  $SB1$  подсоединены блокировочные контакты  $KM$ . Так как они замкнулись, то после отпускания кнопки  $SB1$  катушка контактора получает питание по этим контактам. Следовательно, для включения электродвигателя не надо все время держать кнопку нажатой: достаточно ее один раз нажать и отпустить. Для останова электродвигателя служит кнопка  $SB2$  («Стоп»), при нажатии которой разрывается цепь питания контактора  $KM$ . Для защиты электродвигателя от перегрева служат тепловые реле  $FP1$  и  $FP2$ , чувствительные элементы которых включаются в две фазы электродвигателя, а размыкающие контакты, обозначенные теми же буквами, включены в цепь питания катушки контактора  $KM$ . Для защиты самой схемы управления служат плавкие предохранители  $FV$ . На схеме показан также рубильник  $P$ , который обычно замкнут. Его размыкают лишь в том случае, когда собираются проводить ремонтные работы. Подобная схема является типовой, она применяется во всех случаях, когда не требуется изменение направления вращения (реверс) электродвигателя и интенсивное (принудительное) торможение.

На рис. 20.5 показана конструкция нереверсивного магнитного пускателя, который смонтирован в ящике с открывающейся крышкой. Электромагнитный механизм  $I$  контактора при срабатывании

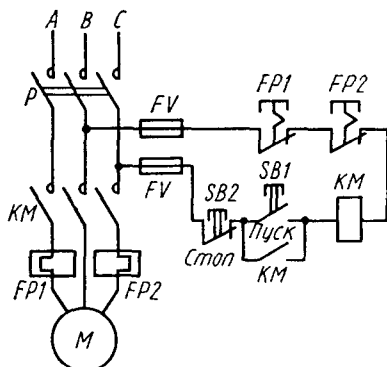


Рис. 20.4. Схема включения трехфазного асинхронного электродвигателя с магнитным пускателем

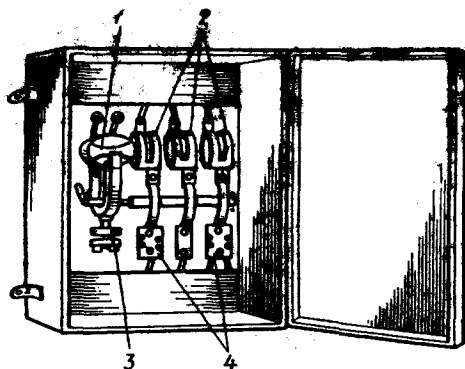


Рис. 20.5. Конструкция нереверсивного магнитного пускателя

перемещает три подвижных контакта 2, размещенных в дугогасительных камерах. Одновременно переключаются блокировочные контакты 3. Последовательно с двумя главными контактными узлами включены тепловые реле 4.

Кнопки «Пуск» и «Стоп» обычно находятся вне ящика пускателя, они размещены на пульте управления под рукой у рабочего. Кнопка «Стоп» имеет красный цвет.

Реверсивная схема включения трехфазного асинхронного двигателя показана на рис. 20.6. Для того чтобы реверсировать (изменить направление вращения) трехфазный асинхронный двигатель, необходимо изменить порядок чередования фаз на обмотке статора. Например, если для прямого вращения фазы подключались в последовательности *ABC*, то для обратного вращения необходима последовательность *ACB*. Поэтому в состав реверсивного магнитного пускателя входят два контактора: *KВ* для вращения вперед и *КН* для вращения назад. Кроме того, реверсивный магнитный пускатель имеет три кнопки управления и тепловые реле. В ряде случаев в комплект магнитного пускателя входят пакетный переключатель и плавкие предохранители. Схема (рис. 20.6) работает следующим образом.

Для включения электродвигателя *M* в прямом направлении необходимо нажать кнопку *SB1* («Вперед»). При этом срабатывает контактор *KВ* и своими силовыми контактами подключает к трехфазной сети обмотки электродвигателя. Одновременно блокировочные контакты *KВ* разрывают цепь питания катушки контактора *КН*, чем исключается возможность одновременного включения обоих контакторов. Для включения электродвигателя в обратном направлении необходимо нажать кнопку *SB2* («Назад»). В этом случае срабатывает

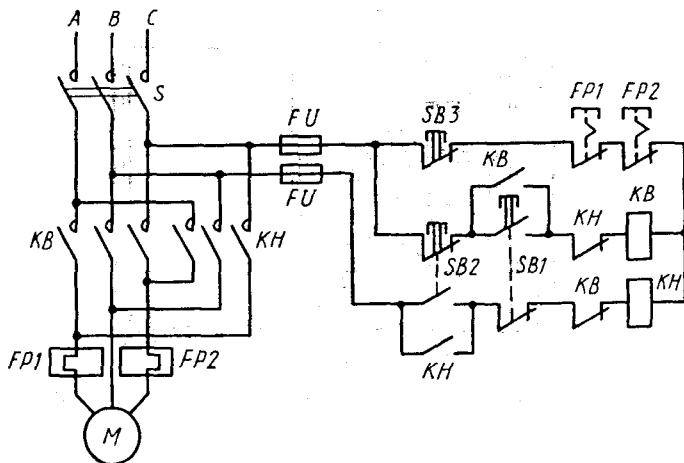


Рис. 20.6. Схема включения трехфазного асинхронного электродвигателя с реверсивным магнитным пускателем

контактор *КН* и своими силовыми контактами подключает к трехфазной сети обмотки электродвигателя. Последовательность соединения фаз теперь иная, чем при срабатывании контактора *КВ*: две фазы из трех поменялись местами. При срабатывании контактора *КН* его блокировочные контакты разрывают цепь питания катушки контактора *КВ*. Нетрудно видеть, что при одновременном включении контакторов *КВ* и *КН* произошло бы короткое замыкание двух линейных проводов трехфазной сети друг на друга. Для того чтобы исключить такую аварию, и нужны блокировочные размыкающиеся контакты контакторов *КВ* и *КН*. Следовательно, если подряд нажать обе кнопки (*SB1* и *SB2*), то включится только тот контактор, кнопка которого была нажата раньше (пусть даже на мгновение).

Для реверса электродвигателя надо предварительно нажать кнопку *SB3* («Стоп»). В этом случае блокировочные контакты подготавливают цепь управления для нового включения. Для надежной работы необходимо, чтобы силовые контакты контактора разомкнулись раньше, чем произойдет замыкание блокировочных контактов в цепи другого контактора. Это достигается соответствующей регулировкой положения блокировочных контактов по ходу якоря электромагнитного механизма контактора. Для блокировки кнопок *SB1* и *SB2* используются замыкающиеся блокировочные контакты соответствующего контактора, подключенные параллельно кнопке.

Необходимо исключить одновременное срабатывание обоих контакторов, для чего используют двойную или даже тройную бло-

кировку. Для этой цели в схеме рис. 20.6 применяют двухцепные кнопки *SB1* и *SB2*. Например, кнопка *SB1* при нажатии замыкает свои контакты в цепи контактора *KB* и разрывает свои контакты в цепи контактора *KH*. Аналогично работает двухцепная кнопка *SB2*. Кроме того, реверсивные магнитные пускатели могут иметь механическую блокировку с перекидным рычагом, препятствующим одновременному срабатыванию электромагнитов контакторов. Контакты тепловых реле *FP1* и *FP2*, включенные в две фазы обмотки электродвигателя, отключают цепь питания катушек обоих контакторов при длительном протекании большого тока, чтобы не допустить перегрева обмоток. Для защиты схемы управления служат плавкие предохранители *FV*.

Магнитные пускатели и контакторы выбирают по номинальному току электродвигателя с учетом условий эксплуатации. В промышленности применяются магнитные пускатели серий ПМЕ и ПМЛ с прямоходовыми контакторами и серии ПАЕ с подвижной системой поворотного типа.

## § 20.5. Автоматические выключатели

Автоматический выключатель предназначен для включения и отключения электрических цепей и электрооборудования, а также для защиты от больших токов, возникающих при коротких замыканиях и перегрузках. В отличие от магнитного пускателя автоматический выключатель не может использоваться для автоматических систем, использующих электрические управляющие сигналы. Он также не обеспечивает реверса электродвигателя. Автоматический выключатель часто используют для продолжительного включения нереверсируемых электродвигателей. Может он также использоваться вместо рубильника в схемах с магнитным пускателем (см. рис. 20.4 и 20.6).

Устройство автоматического воздушного выключателя (автомата) показано на рис. 20.7. С помощью рукоятки *1* производится включение и отключение автомата. В состоянии, показанном на рисунке, автомат отключен и подвижный контакт *2* не замкнут с неподвижным контактом *3*. Для включения автомата следует взвести пружину *6*, при этом рукоятка *1* перемещается вниз и поворачивает деталь *4*, которая своим нижним концом входит в зацепление с зубом удерживающего рычага *5*. Теперь автомат готов к включению. Для его включения рукоятку *1* перемещают вверх. Пружина *6* займет такое положение, что шарнирно соединенные рычаги *7* и *8* перемещаются вверх по отношению к тому положению, когда они на-



ходятся на одной прямой. Автомат включится: цепь тока создается через контакты 2 и 3, расцепители 9 и 10.

Автоматическое отключение автомата происходит при срабатывании расцепителей. При длительных токовых перегрузках срабатывает тепловой биметаллический расцепитель 10, свободный конец которого перемещается вниз, поворачивая рычаг 5 по часовой стрелке. Зуб рычага расцепляется с деталью 4, которая поворачивается, а рычаги 7 и 8 проходят мертвое положение. Усилие пружины 6 направлено вниз, под его действием размыкаются контакты 2 и 3. Отключение при максимально допустимом токе происходит под действием электромагнитной силы  $F_{\text{Э}}$ , выводящей зуб рычага 5 из зацепления с деталью 4. Если произошло автоматическое отключение нагрузки, то рукоятка 1 остается в верхнем положении.

Ручное отключение автомата происходит при перемещении рукоятки 1 вниз. Возникающая при размыкании контактов 2 и 3 электрическая дуга гасится с помощью дугогасительной решетки 11.

Автоматы могут снабжаться расцепителями минимального напряжения, отключающими автомат при напряжении в сети ниже допустимого значения. Для дистанционного управления автоматическим выключателем могут использоваться специальные их конструкции, дополненные электромагнитным приводом рукоятки 1.

Выпускаемые промышленностью автоматические выключатели типов АК, АП, АЕ имеют от 1 до 3 пар силовых контактов. Они предназначены для цепей с напряжением от 110 до 500 В при токах в десятки ампер. Время автоматического отключения составляет 0,02—0,04 с.

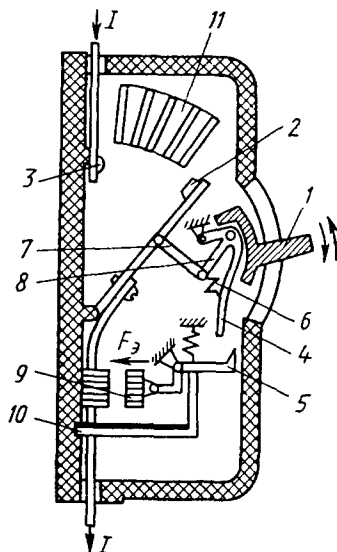


Рис. 20.7. Автоматический выключатель

### Контрольные вопросы

1. Где используются контакторы и магнитные пускатели?
2. Чем отличается контактор от обычного реле?
3. Как работает автоматический выключатель?

**Глава 21****ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА****§ 21.1. Назначение электромагнитных исполнительных устройств**

Исполнительные устройства в системах автоматики предназначены для приведения в действие (т. е. для привода) различных регулирующих органов, оказывающих непосредственное воздействие на объект управления с целью достижения выходной величиной этого объекта требуемого значения. Существует большое разнообразие регулирующих органов: для изменения подачи жидкостей и газов в трубопроводах устанавливаются заслонки, клапаны, шиберы и краны; в подъемно-транспортных устройствах это различные контакторы, муфты, тормоза, вариаторы скорости; в осветительных и нагревательных электроустановках это различные коммутационные аппараты.

Для воздействия на регулирующие органы необходимо выполнить механическую работу: повернуть заслонку или кран, соединить две половинки муфты, переместить шестерню на валу коробки передач, замкнуть контакты и т. д. Входным сигналом исполнительного устройства в электрических системах автоматики является электрический ток или напряжение, а выходным сигналом — механическое перемещение.

Для преобразования электрической энергии в механическую служат электромагниты и электродвигатели. В данной главе будут рассмотрены только электромагнитные исполнительные устройства. Электродвигатели являются электрическими машинами и изучаются в соответствующем курсе. Следует отметить, что почти всегда, когда ставится вопрос о разработке привода для регулирующего органа, приходится делать выбор между двумя вариантами: электромагнит или электродвигатель. Основное преимущество электромагнита — простота конструкции. У электродвигателя достоинств больше: высокий КПД, возможность получения любых скоростей и перемещений. Однако эти преимущества проявляются только в сравнительно сложных системах автоматики и при продолжительном режиме работы. При необходимости иметь небольшие перемещения (несколько миллиметров) и усилия (несколько десятков — сотен ньютон) электромагниты выгоднее, чем электродвигатель с редуктором.

В предыдущих главах уже рассматривались электромагниты, используемые как составная часть электромагнитных реле и контакто-

ров. В данной главе будут рассмотрены общие вопросы классификации электромагнитов, их расчета, конструирования, применения в качестве исполнительных элементов систем автоматики.

## § 21.2. Классификация электромагнитов

В зависимости от вида тока в обмотке электромагниты подразделяют на электромагниты постоянного и переменного токов, по скорости срабатывания — на быстродействующие, нормальные и замедленного действия. По назначению электромагниты разделяют на приводные и удерживающие.

*Приводные электромагниты* служат для выполнения механической работы. При подаче питания они перемещают различные исполнительные устройства: клапаны, толкатели, заслонки, золотники, железнодорожные стрелки. Они перемещают контакты реле и контакторов, печатающие и перфорирующие устройства. Для выполнения этой работы электромагниты должны быть рассчитаны на определенную силу и перемещение.

*Удерживающие электромагниты* служат не для перемещения, а лишь для удерживания ферромагнитных деталей. Например, электромагнит, используемый при подъеме железного металлолома, только удерживает его, а перемещение осуществляется подъемным краном. В этом случае электромагнит выполняет лишь роль крюка подъемного крана. В металлообработке используются электромагнитные плиты для фиксации обрабатываемой детали на станке. Известны также электромагнитные замки. Поскольку удерживающие электромагниты не совершают работы, они рассчитываются лишь на определенное усилие. В некоторых случаях электромагнит имеет две катушки: одна, более мощная, используется для перемещения якоря, а другая — лишь для удерживания якоря в притянутом положении.

Велико разнообразие электромагнитов специального назначения. Они используются для фокусировки электронных пучков в телевидении, в ускорителях элементарных частиц, в разнообразных измерительных приборах, в медицинской аппаратуре и т. д.

По конструктивному выполнению различают клапанные (поворотные), прямоходовые и электромагниты с поперечным движением. *Клапанные* электромагниты имеют небольшое перемещение якоря (несколько миллиметров) и развивают большое тяговое усилие.

*Прямоходовые* электромагниты имеют большой ход якоря и большее быстродействие; по размерам они меньше, чем клапанные.

Часто они представляют собой соленоид (цилиндрическую катушку, стягивающую в себя ферромагнитный стержень), поэтому их иногда называют соленоидными электромагнитами.

Различные конструкции электромагнитов показаны на рис. 21.1. Несмотря на большое их многообразие (далеко не все возможные конструкции показаны на этом рисунке), все они состоят из катушки 1, якоря (подвижного магнитопровода) 2, неподвижного магнитопровода (сердечника 3 и ярма 4). Кроме того, они имеют различные пружины, крепежные, фиксирующие и передающие детали, корпус. По конструкции магнитной цепи различают электромагниты с разомкнутым (рис. 21.1, *з, е*) и замкнутым магнитопроводом (рис. 21.1, *а, б, в, д, ж, з*). По форме магнитопровода различают электромагниты с П-образным, Ш-образным и цилиндрическим магнитопроводом.

Магнитопроводы электромагнитов постоянного тока обычно выполняются сплошными из магнитомягких материалов: обычных конструкционных сталей и низкоуглеродистых электротехнических сталей. Высокочувствительные электромагниты имеют магнитопровод из пермаллоев (сплавов железа с никелем и кобальтом). В быстродействующих электромагнитах стремятся к уменьшению вихревых токов, для чего используют электротехнические кремнистые стали с повышенным электрическим сопротивлением и шихтованный (наборный) магнитопровод.

Для уменьшения потерь на вихревые токи магнитопровод электромагнитов переменного тока собирают (шихтуют) из изолирован-

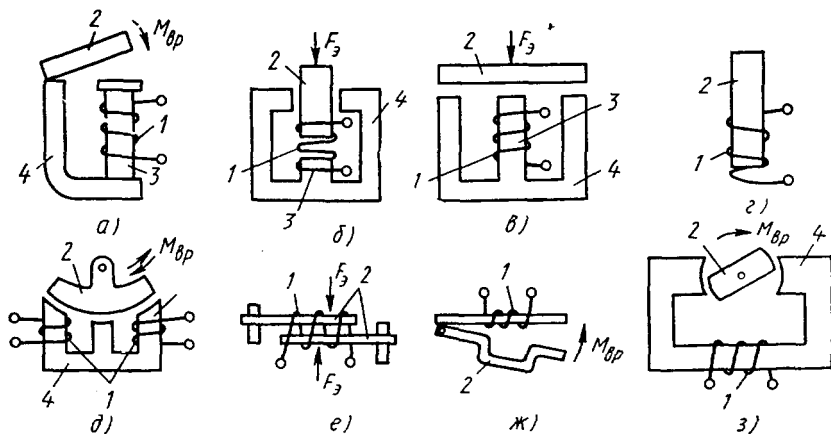


Рис. 21.1. Варианты конструктивных схем электромагнитов

ных пластин толщиной 0,35 или 0,5 мм. В качестве материала используются горячекатаные и холоднокатаные электротехнические стали. Отдельные части магнитопровода, которые трудно выполнить шихтованными, изготавливают из сплошного материала толщиной 2—3 мм.

Катушки электромагнитов по своей конструкции бывают каркасные и бескаркасные, а по форме сечения — круглые и прямоугольные. Провод каркасной катушки наматывают на каркас из изоляционного материала (текстолит, гетинакс, пластмасса). Провод бескаркасной катушки наматывают прямо на сердечник, обмотанный изоляционной лентой, или на специальный шаблон. Для обеспечения прочности катушки, выполненной на шаблоне, ее обматывают лентой (бандажируют) и пропитывают компаундным лаком. Катушки, как правило, наматывают медным проводом с изоляцией, выбираемой исходя из назначения и условий работы электромагнита.

В зависимости от способа включения различают последовательные и параллельные катушки. Параллельные катушки имеют большое число витков и наматываются тонким проводом. Обычно они включаются на полное напряжение сети. Последовательные катушки имеют сравнительно малое сопротивление, так как выполняются толстым проводом и с малым числом витков. Ток такой катушки определяется не ее сопротивлением, а зависит от тех устройств, с которыми катушка включена последовательно.

Различают также электромагниты, предназначенные для длительной, кратковременной и повторно-кратковременной работы.

### § 21.3. Порядок проектного расчета электромагнита

Исходными данными для расчета электромагнита обычно являются требуемое тяговое усилие  $F_z$ , ход (или угол поворота) якоря и напряжение питания  $U$ . Кроме того, в задании на проектирование указываются режим работы электромагнита и условия эксплуатации. Могут быть заданы требуемые быстродействие, габариты, вес, стоимость.

В результате расчета необходимо выбрать конструкцию электромагнита, материал магнитопровода, определить геометрические размеры магнитопровода и катушки, обмоточные данные.

На первом этапе проектного расчета необходимо выбрать конструкцию электромагнита, используя понятие конструктивного фак-

тора  $A$ . Эта величина определяется в зависимости от тягового усилия  $F_3$  и хода якоря  $\delta$ :

$$A = \sqrt{F_3} / \delta, \quad (21.1)$$

где  $F_3$  — в Н;  $\delta$  — в см.

При  $A < 0,2$  используют прямоходовый электромагнит соленоидного типа; при  $1,85 < A < 16$  — прямоходовый с коническим стопом; при  $16 < A < 90$  — прямоходовый с плоским стопом; при  $2,6 < A < 26$  — с поворотным якорем клапанного типа.

Форму электромагнита выбирают с учетом необходимой тяговой характеристики. На рис. 21.2 показаны типичные тяговые характеристики электромагнитов. Если необходимо иметь пологую тяговую характеристику 1, то следует применять прямоходовый электромагнит, если крутую 2 — клапанный электромагнит. Ш-образная форма электромагнита (кривая 3) используется преимущественно в схемах переменного тока.

На втором этапе выбирается индукция и определяется сечение магнитопровода.

Сила притяжения якоря в основном создается магнитным потоком в воздушном зазоре. Поэтому при проектном расчете влияние на тяговую силу потоков рассеяния обычно не учитывается. Оптимальный магнитный поток и индукция в рабочем воздушном зазоре может находиться в весьма широких пределах и зависит от соотношения между тяговым усилием и величиной хода, т. е. от конструктивного фактора  $A$ . На рис. 21.3 приведены зависимости индукции  $B_\delta$  от конструктивного фактора для трех конструкций электромагнитов (с плоским стопом, с коническим стопом, клапанного типа). После выбора по этим кривым индукции  $B_\delta$  можно определить площадь сечения полюсного наконечника.

Напомним формулу (17.13), связывающую тяговое усилие  $F_3$  с индукцией в зазоре  $B_\delta$  и сечением полюсного наконечника  $s$ :

$$F_3 = 4B_\delta^2 s \cdot 10^5.$$

При определении диаметра сердечника необходимо предварительно задаться индукцией в стали  $B_{ст}$  и коэффициентом рассеяния  $\sigma$  магнитной системы. Для мощных электромагнитов  $B_{ст}$  принимается в пределах 1,2—1,4 Тл, для небольших магнитных систем реле — в пределах от 0,4 до 0,7 Тл. Коэффициент рассеяния  $\sigma = 1,5 \div 2,5$ . Меньшие значения берутся при малых ходах яко-

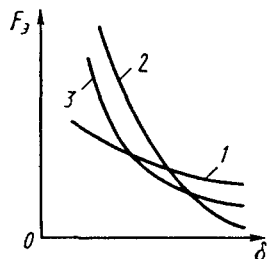


Рис. 21.2. Тяговые характеристики электромагнитов разных конструкций

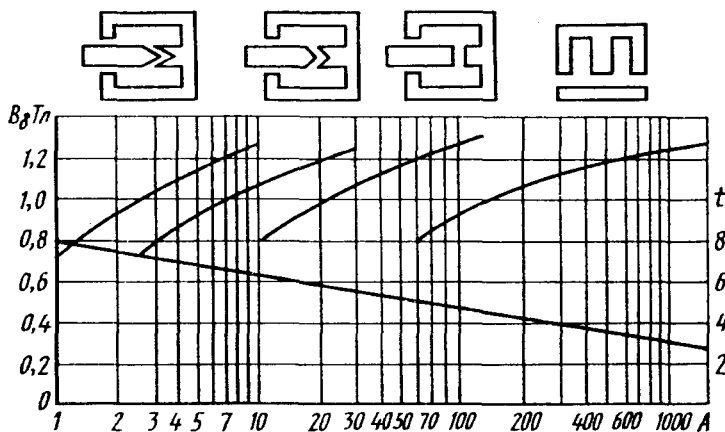


Рис. 21.3. Зависимость индукции в зазоре электромагнита и размеров катушки от величины конструктивного фактора

ря, большие — для перемещений в несколько сантиметров. Сечение сердечника определяется по формуле

$$s_c = \sigma B_\delta s / B_{ст}. \quad (21.2)$$

Сечение яра обычно принимается равным сечению сердечника  $s_c$ , а сечение якоря — меньшим:

$$s_{як} = s_c / \sigma. \quad (21.3)$$

На следующем этапе определяются геометрические размеры электромагнита, связанные с размещением катушки. При протекании по катушке с числом витков  $\omega$  тока  $I$  катушка должна создать МДС, обеспечивающую индукцию в зазоре  $B_\delta$ . Так как часть этой МДС теряется в паразитных зазорах и в стали магнитопровода, то следует учесть долю МДС, не участвующую в создании требуемого тягового усилия. Введем коэффициент  $\alpha$ , представляющий собой отношение МДС, не участвующей в создании тягового усилия, к общей МДС катушки. Тогда, полагая проводимость воздушного зазора  $G = s/\delta$ , определяем полную МДС катушки:

$$I\omega = B_\delta \delta / \mu_0 (1 - \alpha), \quad (21.4)$$

где  $\alpha = 0,15 \pm 0,75$ . Ее можно уточнить при расчете магнитной цепи с использованием кривых намагничивания для выбранного материала магнитопровода.

Соотношение высоты обмоточного пространства катушки  $h$  к его ширине  $a$  ( $t = h/a$ ) обычно выбирается по конструктивному фак-

тору (нижняя кривая на рис. 21.3). Конкретные размеры катушки выбирают на основании условий нагрева катушки. При этом учитываются режим работы, коэффициент теплоотдачи  $K_T$ , способ намотки, влияющий на коэффициент заполнения  $K_3$ , изоляция провода, определяющая допустимую температуру  $\tau_{уст}$ . Кроме того, необходимо учесть и возможность снижения напряжения питания  $U_{ном}$  до  $U_{min}$  ( $U_{min} = \gamma U_{ном}$ ).

С учетом этих факторов ширина обмоточного пространства катушки определяется по формуле

$$a = \sqrt[3]{\rho (Iw)^2 / (2\gamma^2 K_3 K_T t^2 \tau_{уст})}. \quad (21.5)$$

Зная размеры катушки, можно определить все размеры магнитопровода электромагнита: высоту сердечника и ярма, расстояние между ними и т. д.

#### § 21.4. Особенности расчета электромагнитов переменного тока

В электромагнитах переменного тока индукция в магнитной цепи изменяется по синусоидальному закону. Так как максимальное (амплитудное) значение индукции в  $\sqrt{2}$  раз больше действующего значения, а величина тягового усилия пропорциональна квадрату индукции, то электромагнит переменного тока при одинаковой степени насыщения магнитопровода развивает в два раза меньшее значение тягового усилия. Поэтому при определении конструктивного фактора для электромагнита переменного тока принимается удвоенное значение тягового усилия:

$$A = \sqrt{2F_3} / \delta. \quad (21.6)$$

Оптимальные соотношения между высотой и шириной обмоточного пространства катушки  $t = h/a$  получаются меньшими, чем для электромагнитов постоянного тока. Поэтому катушки электромагнитов переменного тока будут короче и толще. Более короткая катушка уменьшает длину сердечника и его объем, что приводит к снижению потерь в стали, вызванных гистерезисом и вихревыми токами. Этим потерь не было в электромагнитах постоянного тока. Там стремились к уменьшению потерь в меди, что обеспечивалось уменьшением средней длины витка катушки за счет малой ее толщины. В электромагнитах переменного тока надо стремиться к уменьшению суммарных потерь (и в меди, и в стали).



При уточненном расчете электромагнитов необходимо учитывать потоки рассеяния и падения МДС в нерабочих зазорах и в стали. Кроме того, в электромагнитах переменного тока необходимо учитывать потери на гистерезис  $P_r$  и на вихревые токи в магнитопроводе  $P_b$ .

Эти потери пропорциональны частоте питания, массе магнитопровода и индукции в квадрате. Для материалов, используемых в магнитной цепи электромагнита, в справочниках приводятся удельные потери (в зависимости от толщины листа и частоты) на единицу массы.

Число витков обмотки электромагнита переменного тока

$$\omega = U / (2\pi f \Phi). \quad (21.7)$$

Диаметр провода определяется по допустимой с точки зрения нагрева плотности тока. При этом ток определяется с учетом потерь в стали:

$$I = \sqrt{I_n^2 + I_\mu^2}, \quad (21.8)$$

где  $I_n$  — ток потерь в стали;  $I_\mu$  — ток намагничивания.

Значения  $I_n$  и  $I_\mu$  можно определить с помощью электрической схемы замещения электромагнита (рис. 21.4). На схеме приняты следующие обозначения:  $R$  — активное сопротивление обмотки;  $X_p$  — индуктивное сопротивление, соответствующее рабочему потоку;  $X$  — индуктивное сопротивление, соответствующее потоку рассеяния;  $R_n$  — активное сопротивление, обусловленное потерями в магнитопроводе на гистерезис и вихревые токи.

Если пренебречь падением напряжения на активном сопротивлении обмотки  $R$  и потоком рассеяния, то ток потерь

$$I_n = (P_r + P_b) / U. \quad (21.9)$$

Намагничивающий ток, создающий рабочий магнитный поток, определяется по МДС ( $I\omega$ ). Если пренебречь падением МДС в стали и нерабочих зазорах, то

$$I_\mu = \Phi_\delta / (\omega G_\delta),$$

где  $\Phi_\delta$  — действующее значение переменного магнитного потока в рабочем зазоре;  $G_\delta$  — магнитная проводимость рабочего зазора.

Предварительный расчет электромагнита с короткозамкнутым витком проводится без учета экранирующего

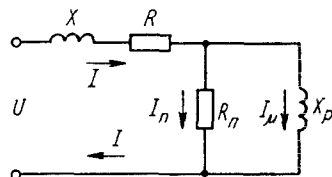


Рис. 21.4. Схема замещения электромагнита

действия этого витка. Точный расчет параметров короткозамкнутого витка довольно сложен. На практике его выполняют из меди или латуни таким образом, чтобы он охватывал примерно  $\frac{3}{4}$  полюса электромагнита. При Ш-образном магнитопроводе короткозамкнутый виток 3 располагается на среднем (рис. 21.5, а) или на крайних стержнях (рис. 21.5, б). С витком на среднем стержне выполнены широко распространенные электромагниты серии МИС. Для уменьшения падения МДС в нерабочем зазоре между якорем 1 и сердечником 2 имеется так называемый воротничок 5. Номинальное тяговое усилие электромагнитов серии МИС изменяется от 15 до 120 Н при ходе якоря 15–30 мм. Механическая износостойкость составляет примерно  $10^6$  циклов включений-отключений.

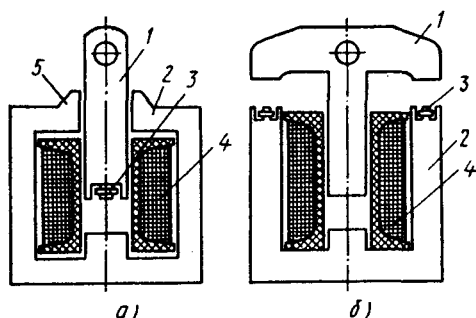


Рис. 21.5. Электромагниты переменного тока

С витками на крайних стержнях (рис. 21.5, б) выполнены длинноходовые электромагниты серии ЭД. Они имеют Т-образный якорь 1. Тяговое усилие создается во всех трех стержнях, т. е. магнитная цепь содержит три рабочих зазора. Тяговое усилие электромагнитов серии ЭД достигает 250 Н при максимальном перемещении якоря до 40 мм. Электромагниты срабатывают при подаче тока в обмотку 4.

### § 21.5. Электромагнитные муфты

Электромагнитная муфта предназначена для передачи вращающего момента двигателя к рабочему механизму. Муфта состоит из двух частей: ведущей и ведомой, которые образуют замкнутую магнитную систему. Муфта выполнена из ферромагнитных материалов и имеет одну или несколько обмоток возбуждения.

Различают *фрикционные* муфты и *асинхронные* (индукционные) муфты. Во фрикционных муфтах передача вращения происходит за счет силы трения между ведущей частью, закрепленной на валу электродвигателя, и ведомой частью, которая может перемещаться вдоль вала рабочего механизма на шлицах или шпонке. При подаче тока в обмотку возбуждения создается магнитодвижущая сила и подвижная часть муфты прижимается к неподвижной. Такая муфта работает как электромагнит. Для передачи значительных моментов используются многодисковые конструкции электромагнитных муфт. Как на ведущем, так и на ведомом валу имеется несколько стальных дисков, которые под действием МДС притягиваются друг к другу и благодаря трению их поверхностей передается вращение. Соприкасающиеся поверхности фрикционных муфт выполняют из специального материала — сплава феррадо, имеющего коэффициент трения в 3—4 раза больший, чем у стали.

Различают конструкции электромагнитных фрикционных муфт с неподвижной катушкой электромагнита и с вращающейся катушкой.

В маломощных муфтах (рис. 21.6, *а*) ведущая 1 и ведомая 2 полумуфты не имеют обмоток, но одна из них (обычно ведомая) может перемещаться вдоль вала по шпонке или шлицам. Обе муфты окружены неподвижной катушкой электромагнита 3, которая при подключении к напряжению создает магнитный поток. Возникающие электромагнитные силы прижимают ведомую полумуфту к ведущей. Момент трения между полумуфтами должен быть больше момента нагрузки на ведомом валу. При отключении катушки муфты неподвижная полумуфта отжимается от подвижной с помощью пружины (на рисунке не показана). Обычно эта же пружина прижимает полумуфту к тормозным поверхностям, что обеспечивает быструю остановку ведомого вала. В мощных муфтах (рис. 21.6, *б*) для увеличения величины передаваемого момента в подвижной части муфты используется несколько стальных дисков 2, имеющих свобо-

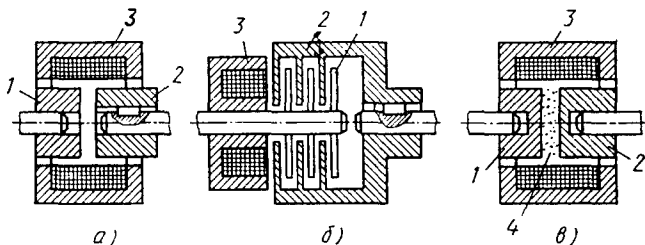


Рис. 21.6. Электромагнитные муфты

ду перемещения вдоль оси вращения ведущего и ведомого валов. Соответствующее количество стальных дисков *1* жестко закреплено на ведущем валу. На этом же валу закреплена катушка электромагнита *3*, подача тока к которой осуществляется с помощью контактных колец и щеток. Электромагнитные силы притягивают подвижные диски к неподвижным. Большая площадь соприкосновения обеспечивает большой момент трения.

В электромагнитных муфтах с ферромагнитным наполнителем (рис. 21.6, *в*) передача вращения осуществляется за счет того, что зазор между ведомой *1* и ведущей *2* полумуфтами заполнен смесью *4* из зерен ферромагнитного материала и наполнителя. При пропускании тока через катушку *3* муфты создается магнитный поток, заставляющий ферромагнитные зерна ориентироваться вдоль силовых линий и образовывать мостики, связывающие ведущую и ведомую полумуфты. Зерна ферромагнитного материала имеют размеры от 4 до 50 мкм. Наполнитель может быть сухим (тальк, графит) или жидким (трансформаторные и силиконовые масла, фтористые соединения). Электромагнитные муфты с ферромагнитным наполнителем более надежны, чем фрикционные, имеют меньшее время срабатывания (до 20 мс). Необходима регулярная смена наполнителя.

В электромагнитных индукционных муфтах передача вращающего момента происходит за счет индукционных токов, т. е. без непосредственного механического соприкосновения обеих частей муфты. Одна из частей муфты (рис. 21.7) имеет электромагнитные полюсы *1* с обмоткой возбуждения, питаемой постоянным током. Она называется индуктором и конструктивно выполнена подобно ротору синхронного генератора. Другая часть муфты имеет короткозамкнутую обмотку *2*, аналогичную роторной обмотке асинхронного двигателя. Эта часть называется якорем. При вращении индуктора в обмотке якоря наводится ЭДС и идет ток. Взаимодействие этого тока с магнитным потоком возбуждения создает электромагнитный момент, приводящий во вращение якорь. В муфте происходят те же физические процессы, что и в асинхронном электродвигателе. Раз-

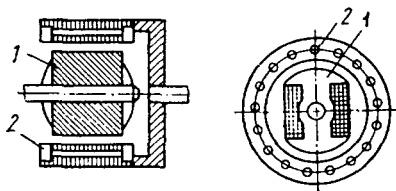


Рис. 21.7. Электромагнитная индукционная муфта

ница заключается в том, что вращение магнитного поля в двигателе происходит при подаче трехфазного переменного тока в обмотку неподвижного статора, а в муфте вращение магнитного поля происходит за счет механического вращения индуктора, возбужденного постоянным током. Так же как и в асинхронном двигателе, вращающий момент возникает лишь при неодинаковой скорости индуктора и якоря. Ведомая часть муфты вращается с частотой  $n_2 = n_1(1 - s)$ , где  $n_1$  — частота вращения ведущего вала,  $s$  — скольжение. Величина скольжения обычно составляет 0,03—0,05.

Если момент нагрузки приводного механизма оказывается больше максимального момента муфты, то происходит опрокидывание—вращение ведомой части прекращается. Благодаря способности к опрокидыванию муфта может защитить приводной двигатель от больших перегрузок. Величина вращающего момента, передаваемого муфтой, зависит от магнитного поля возбуждения. Изменяя ток возбуждения, можно регулировать величину критического момента муфты. Разница в скоростях вращения ведомой и ведущей частей асинхронной муфты принципиально необходима для создания вращающего момента на ведомой части. Поэтому асинхронные муфты называют еще электромагнитными муфтами скольжения. Они получили наибольшее распространение в качестве элемента регулируемого автоматизированного электропривода переменного тока, включающего помимо муфты нерегулируемый электродвигатель и систему автоматического регулирования тока возбуждения муфты. К достоинствам такого привода с муфтой скольжения относятся простота устройства и эксплуатации, низкая стоимость, высокая надежность. Но с увеличением скольжения растут потери мощности и КПД привода снижается.

## Контрольные вопросы

1. Принцип действия электромагнита.
2. Каков порядок расчета электромагнита?
3. Как работает электромагнитная муфта?

# Раздел IV

## МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ И МОДУЛЯТОРЫ

### Глава 22

### МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ БЕЗ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

#### § 22.1. Физические основы работы магнитных усилителей

Работа магнитных усилителей основана на использовании свойств ферромагнитных материалов. Эти свойства известны из курса физики. Если по обмотке, расположенной на сердечнике из ферромагнитного материала, проходит электрический ток, то в сердечнике возникает магнитное поле. Это магнитное поле в сердечнике характеризуется напряженностью  $H$  и магнитной индукцией  $B$ . Напряженность магнитного поля  $H$  создается током, проходящим по обмотке, и выражается в амперах на метр (А/м). Магнитная индукция  $B$  увеличивается при возрастании напряженности  $H$  и выражается в теслах (Тл). Кривая, характеризующая зависимость магнитной индукции  $B$  от напряженности магнитного поля  $H$ , называется кривой намагничивания ферромагнитного материала (рис. 22.1).

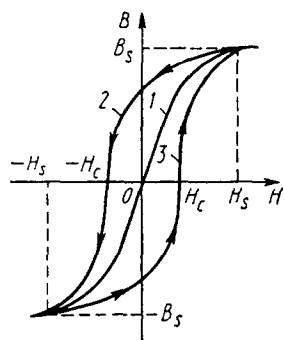


Рис. 22.1. Кривая намагничивания ферромагнитного материала

Начиная с некоторого значения напряженности магнитного поля дальнейшее ее увеличение практически не приводит к изменению магнитной индукции. В этом случае говорят, что магнитный материал достиг состояния насыщения. Максимальная индукция в сердечнике называется индукцией насыщения  $B_s$ , напряженность поля при этом равна  $H_s$ .

Если далее уменьшать напряженность поля, то изменение магнитной индукции происходит по новой кривой (кривая 2). Индукция при этом уменьшается медленнее, чем она возрастала при увеличении  $H$

от 0 до  $H_s$  (кривая 1). При уменьшении напряженности магнитного поля до нуля (т. е. при отсутствии тока в обмотке) индукция в сердечнике сохраняет значение  $B_r$ , называемое остаточной индукцией. При увеличении напряженности магнитного поля в обратном направлении (т. е. при изменении направления тока в обмотке) индукция уменьшается до нуля при напряженности  $-H_c$ , которая носит название коэрцитивной силы. Затем при значении напряженности  $-H_s$  сердечник снова насыщается, индукция в нем будет равна  $-B_s$ . Теперь при изменении напряженности от  $-H_s$  до  $+H_s$  изменение индукции происходит по кривой 3. Таким образом, изменение индукции в зависимости от напряженности поля происходит по графику, имеющему вид петли, называемой петлей гистерезиса. Как видим, зависимость  $B(H)$  имеет явно выраженный нелинейный характер.

В зависимости от ширины петли гистерезиса различают магнитомягкие и магнитотвердые материалы. Материалы с широкой петлей гистерезиса называются магнитотвердыми, они используются для постоянных магнитов. Материалы с узкой петлей гистерезиса называются магнитомягкими, они используются для сердечников магнитных усилителей и других электромагнитных устройств: реле, трансформаторов, электрических машин. Для пояснения принципа действия магнитного усилителя можно пренебречь петлей гистерезиса и считать, что изменение магнитной индукции в зависимости от напряженности происходит по средней (основной) кривой намагничивания (кривая 1 на рис. 22.1).

Рассмотрим процессы, происходящие в сердечнике, если к обмотке (рис. 22.2) приложено синусоидальное напряжение  $u = U_m \sin \omega t$ , где  $u$  — мгновенное значение напряжения;  $U_m$  — максимальное (амплитудное) значение напряжения;  $\omega$  — угловая частота;  $t$  — текущее значение времени.

Под действием этого напряжения по обмотке пойдет ток  $i$ , а в сердечнике происходит изменение магнитной индукции  $B$  и напряженности магнитного поля  $H$ .

Связь между электрическими и магнитными величинами определяется на основании закона полного тока и закона электромагнитной индукции. Согласно закону полного тока, напряженность магнитного поля  $H$  в сердечнике пропорциональна току  $i$  в обмотке и обратно пропорциональна средней длине сердечника.

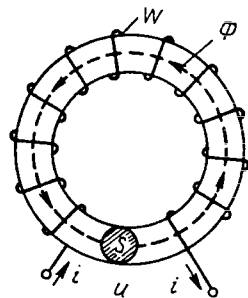


Рис. 22.2. Сердечник с обмоткой, отбрасываемой током

Согласно закону электромагнитной индукции, при изменении магнитной индукции (магнитного потока  $\Phi$ ) в обмотке индуцируется электродвижущая сила (ЭДС)  $e$ , которая пропорциональна числу витков обмотки  $\omega$  и скорости изменения магнитного потока  $\Phi$ .

Так как магнитный поток равен произведению магнитной индукции  $B$  на сечение сердечника  $s$ , то

$$e = -\omega \frac{d\Phi}{dt} = -\omega s \frac{dB}{dt}.$$

Знак минус означает, что ЭДС  $e$  направлена навстречу напряжению  $u$ , вызывающему появление магнитного потока, т. е. противодействует причине, вызвавшей ее появление — изменению магнитного потока (правило Ленца).

Приложенное к обмотке переменное напряжение  $u$  уравновешивается падением напряжения на активном сопротивлении обмотки  $r$  и значением ЭДС  $e$ :

$$u = ir + e.$$

ЭДС  $e$  намного больше  $ir$ , т. е.  $r$  мало, поэтому можно принять  $u = e$ .

Подставляя в это равенство значения напряжения  $u = U_m \sin \omega t$  и ЭДС  $e = -\omega s \frac{dB}{dt}$ , получим

$$U_m \sin \omega t = -\omega s \frac{dB}{dt},$$

откуда

$$\frac{dB}{dt} = -\frac{U_m \sin \omega t}{\omega s}.$$

Интегрируя это уравнение, получим

$$B = -\frac{U_m}{\omega s} \int \sin \omega t dt = \frac{U_m}{\omega s \omega} \cos \omega t + B_0 = B_m \cos \omega t + B_0,$$

где  $B_0$  — постоянная интегрирования, представляющая собой постоянную составляющую магнитной индукции.  $B_0$  определяется начальным магнитным состоянием сердечника (при отсутствии подмагничивания сердечника постоянным магнитным полем  $B_0 = 0$ ).

Амплитудное (максимальное) значение переменной составляющей индукции равно

$$B_m = \frac{U_m}{\omega s \omega}. \quad (22.1)$$



Так как действующее значение синусоидального напряжения в  $\sqrt{2}$  раз меньше его амплитудного значения  $U_m$ , то на основании формулы (22.1) можно записать

$$U = E = U_m / \sqrt{2} = 4,44 f \omega s B_m, \quad (22.2)$$

где  $U$  и  $E$  — соответственно действующие значения напряжения и ЭДС, а  $f = \omega / (2\pi)$  — их частота, Гц.

Анализ уравнения (22.2) позволяет сделать важный вывод: амплитуда магнитной индукции  $B_m$  не зависит от магнитных свойств сердечника и постоянной составляющей магнитной индукции и однозначно определяется амплитудой приложенного к обмотке переменного напряжения. В зависимости от магнитных свойств сердечника и первоначального подмагничивания  $B_0$  изменяется не амплитуда переменной составляющей индукции, а ток  $i$  в обмотке и соответственно напряженность магнитного поля  $H$ .

В соответствии с законом полного тока можно записать выражение для среднего значения напряженности поля:

$$H = i \omega / l,$$

где  $l$  — средняя длина сердечника.

Для выяснения зависимости тока  $i$ , протекающего по обмотке с числом витков  $\omega$  при синусоидальном напряжении  $u$ , от свойств материала сердечника и постоянной составляющей магнитной индукции воспользуемся графическими построениями.

На рис. 22.3 изображена средняя кривая намагничивания сердечника  $B = f(H)$ , обозначенная  $MON$ . На этом же рисунке изображены две кривые изменения во времени магнитной индукции: 1 — при отсутствии постоянной составляющей магнитной индукции; 2 — при наличии постоянной составляющей, равной  $B_0$ .

Проецируя значения магнитной индукции, соответствующие кривой 1, на кривую намагничивания, находим кривую изменения напряженности поля  $I'$  в зависимости от времени при переменной индукции без постоянной составляющей. Аналогичным построением находим кривую изменения напряженности поля  $2'$  в зависимости от времени при наличии постоянной составляющей индукции. Так как напряженность поля может быть создана только током  $i$ , протекающим в обмотке сердечника, то кривые  $1'$  и  $2'$  на рис. 22.3 в другом масштабе представляют собой зависимости этого тока  $i$  от времени. Из сравнения кривых  $1'$  и  $2'$  видно, что при подмагничивании сердечника постоянным током, т. е. при наличии постоянной составляющей магнитной индукции  $B_0$ , растет переменная составляющая напряженности поля и, следовательно, переменный ток в обмотке. На этом явлении и основано действие магнитных усилителей.

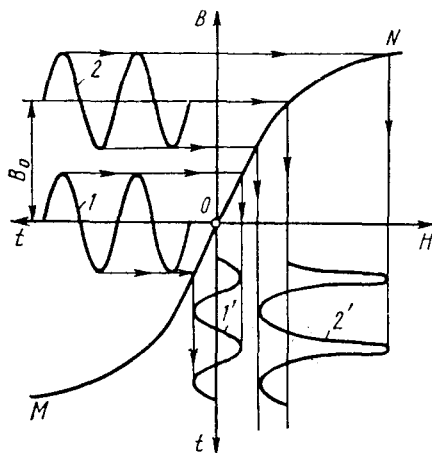


Рис. 22.3. Влияние постоянного подмагничивания на ток в обмотке с сердечником

Важной характеристикой материала сердечника является относительная магнитная проницаемость  $\mu = B/(\mu_0 H)$ , где  $\mu_0$  — магнитная постоянная ( $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м). Относительная проницаемость является безразмерной величиной, показывающей, во сколько раз проницаемость данного материала сердечника превышает проницаемость вакуума (или воздуха). Из анализа кривой намагничивания  $B(H)$  видно, что магнитная проницаемость ферромагнитного материала, из которого изготовлен сердечник, непостоянна. Сначала кривая идет круто вверх, малым изменениям  $H$  соответствуют большие изменения  $B$ , т. е. магнитная проницаемость велика. Затем кривая изгибается и идет полого, индукция  $B$  мало увеличивается при возрастании  $H$ , т. е. магнитная проницаемость уменьшается. Именно из-за нелинейного характера изменения индукции от напряженности, т. е. из-за непостоянства магнитной проницаемости, и достигается эффект усиления в магнитном усилителе. Подмагничивание постоянным током приводит к уменьшению магнитной проницаемости и, как следствие, к увеличению (усилению) переменного тока.

## § 22.2. Принцип действия магнитного усилителя

Для изучения принципа действия магнитного усилителя рассмотрим его простейшую схему (рис. 22.4, а, б), состоящую из двух обмоток. Одна обмотка — рабочая (или обмотка переменного тока) с числом

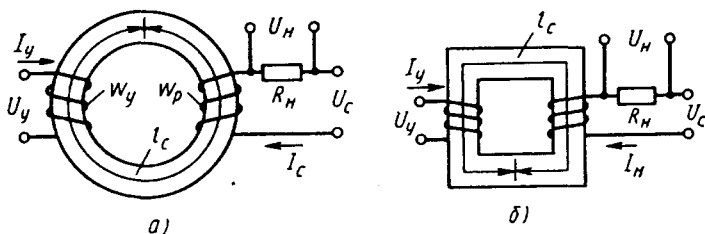


Рис. 22.4. Простейший магнитный усилитель (дрессель насыщения)

витков  $w_p$ , другая — обмотка управления (или управляющая) с числом витков  $w_y$ . Обе обмотки размещены на общем ферромагнитном замкнутом сердечнике. На обмотку управления подается входной сигнал в виде напряжения постоянного тока  $U_y$  или тока  $I_y$ , подлежащего усилению. Последовательно с рабочей обмоткой включена нагрузка  $R_H$ , напряжение на которой  $U_H$  является выходным сигналом усилителя. Цепь рабочей обмотки получает питание от источника напряжения переменного тока (например, промышленной частоты 50 Гц). Сердечник одновременно намагничивается двумя полями: постоянным, созданным током  $I_y$ , протекающим в обмотке  $w_y$ , и переменным, созданным током  $I_H$ , протекающим в обмотке  $w_p$ . Если принять сопротивление рабочей обмотки чисто индуктивным  $X_p$ , а форму тока — близкой к синусоидальной, то ток в нагрузке

$$I_H = U_c / \sqrt{R_H^2 + X_p^2} = U_c / \sqrt{R_H^2 + (\omega L_p)^2}. \quad (22.3)$$

Так как обычно  $R_H \ll \omega L_p$ , то

$$I_H = U_c / (\omega L_p). \quad (22.4)$$

где  $\omega$  — угловая частота питающего напряжения  $U_c$ ;  $L_p$  — индуктивность рабочей обмотки.

Напряженность магнитного поля в сердечнике создается именно током  $I_H$ . Так как мы приняли допущение о синусоидальности тока, то и напряженность будет изменяться по синусоидальному закону. Амплитудное значение напряженности

$$H_m = \sqrt{2} I_H w_p / l_c, \quad (22.5)$$

где  $l_c$  — средняя длина сердечника.

Выразим из уравнения (22.4) индуктивность рабочей обмотки:

$$L_p = \frac{U_c}{\omega I_H}.$$

Подставим сюда значение  $U_c = 4,44f\omega_p s B_M$  из уравнения (22.2) и значение  $I_n = H_M l_c / (\sqrt{2}\omega_p)$  из уравнения (22.5):

$$L_p = \frac{\omega_p^2 s}{l_c} \frac{B_M}{H_M} = \frac{\omega_p^2 s}{l_c} \mu_0 \mu_d, \quad (22.6)$$

где  $\mu_d$  — динамическая (или действующая) магнитная проницаемость материала сердечника для переменной составляющей магнитного поля:

$$\mu_d = B_n / (\mu_0 H_M). \quad (22.7)$$

Так как с увеличением постоянной составляющей индукции  $B_0$  амплитуда индукции  $B_M$  остается неизменной, а  $H_M$  растет (см. рис. 22.3), то, согласно формулам (22.6) и (22.7), проницаемость сердечника и индуктивность  $L_p$  рабочей обмотки уменьшаются при подмагничивании сердечника постоянным магнитным полем. Характер зависимости  $\mu_d$  и  $L_p$  от напряженности постоянного поля  $H_0$  при  $B_M = \text{const}$  показан на рис. 22.5.  $H_0$  определяется током в обмотке управления:

$$H_0 = I_y \omega_y / l_c. \quad (22.8)$$

Из формул (22.4) и (22.6) следует, что при неизменном напряжении сети  $U_c$  ток в цепи нагрузки  $I_n$  может быть увеличен только за счет уменьшения магнитной проницаемости  $\mu_d$  для переменной составляющей магнитного поля, так как остальные параметры ( $\omega$ ;  $\omega_p$ ;  $s$ ;  $l_c$ ;  $\mu_0$ ) не изменяются. Уменьшение магнитной проницаемости  $\mu_d$  достигается за счет увеличения постоянного подмагничивающего поля в сердечнике, создаваемого управляющим током  $I_y$  в соответствии с уравнением (22.8).

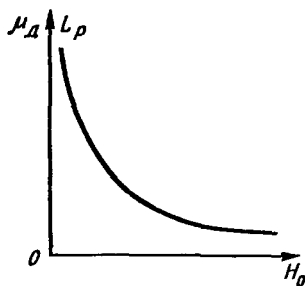


Рис. 22.5. Зависимость магнитной проницаемости и индуктивности от напряженности постоянного магнитного поля

При изменении тока нагрузки  $I_n$  будет изменяться и падение напряжения  $U_n$  на нагрузке  $R_n$ , т. е. выходной сигнал. Мощность, выделяемая в нагрузке, может во много раз превышать мощность, расходуемую в управляющей обмотке, т. е. схема обладает усилительными свойствами и ее можно рассматривать как простейший магнитный усилитель. Такой усилитель называют еще дроссельным, поскольку изменение тока в нагрузке обеспечивается за счет изменения ин-

дуктивности рабочей обмотки, т. е. сопротивления дросселя — катушки с сердечником (рис. 22.6).

Рассмотренная схема (по рис. 22.4) имеет серьезные недостатки и крайне редко применяется на практике. Дело в том, что замыкающийся по сердечнику переменный магнитный поток наводит в обмотке управления (как во вторичной обмотке трансформатора) переменную ЭДС. Поэтому выходной сигнал может влиять на входной. А усилители должны обладать однонаправленностью действия: только от входа к выходу. Для уменьшения значения переменного тока, протекающего по цепи управления под влиянием наведенной ЭДС, последовательно с управляющей обмоткой  $w_y$  включают большую индуктивность  $L_y$ . Однако при этом увеличивается инерционность усилителя: при быстрых изменениях входного напряжения ток управления изменяется медленно. Кроме того, увеличивается расход материала (так как необходим сердечник и для дросселя), возрастают габариты и вес усилителя. Другим недостатком рассмотренной схемы является то, что форма тока в нагрузке существенно отличается от синусоиды, что видно по кривой 2' на рис. 22.3.

Для уничтожения ЭДС, наводимой в обмотке управления, используются схемы магнитных усилителей с двумя одинаковыми сердечниками (рис. 22.7, а, б). Такие схемы составлены из схем по рис. 22.4 как из типовых элементов, что особенно хорошо видно на рис. 22.7, а. Рабочая обмотка  $w_p$  и обмотка управления  $w_y$  имеют по две секции — по одной на каждом сердечнике. Секции управляющей

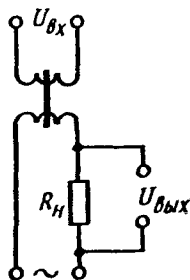


Рис. 22.6. Электрическая схема дроссельного усилителя

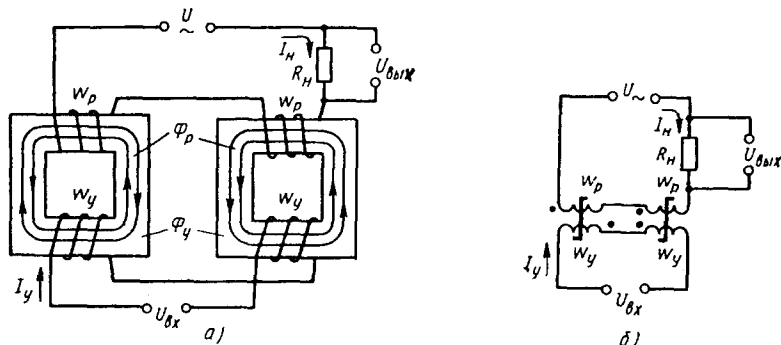


Рис. 22.7. Магнитный усилитель на двух сердечниках

обмотки  $\omega_y$  соединяются последовательно и встречно; следовательно, происходит взаимное вычитание ЭДС, индуцируемых в каждой секции. Поскольку сердечники и соответствующие обмотки на них одинаковы, происходит взаимное уничтожение (компенсация) ЭДС, наведенных переменным магнитным полем. Секции рабочей обмотки  $\omega_p$  включены последовательно и согласно. В один полупериод питающего переменного напряжения  $U_{\sim}$  переменный магнитный поток  $\Phi_{\sim}$  складывается с постоянным магнитным потоком  $\Phi_y$  в одном сердечнике и вычитается в другом сердечнике. В следующем полупериоде сердечники меняются ролями. Таким образом, совместное действие на цепь нагрузки обеих секций рабочих обмоток в каждый из полупериодов совершенно одинаково. Обе полуволны нагрузки будут симметричны (без четных гармоник), т. е. форма кривой тока будет менее искажена, чем в схеме с одним сердечником (см. рис. 22.3).

### § 22.3. Основные схемы и параметры нереверсивных магнитных усилителей

Проследим пути магнитных потоков в обоих сердечниках магнитного усилителя, изображенного на рис. 22.7. Магнитные потоки обмотки управления  $\Phi_y$  в соседних стержнях направлены в одну сторону (согласно), а магнитные потоки рабочей обмотки  $\Phi_p$  — в противоположные стороны (встречно). Поэтому обмотку управления можно выполнять не в виде двух секций (по одной на каждом сердечнике), а общей — охватывающей стержни обоих сердечников (рис. 22.8, а). ЭДС, наведенные переменными магнитными потоками  $\Phi_{\sim}$  в секциях рабочей обмотки, расположенных на крайних стержнях, взаимно компенсируются. Возможно и выполнение магнит-

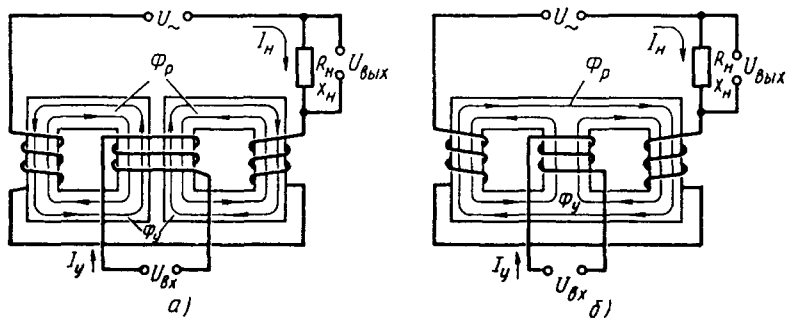


Рис. 22.8. Магнитные усилители с общей обмоткой управления

ных усилителей на Ш-образном сердечнике (рис. 22.8, б). Секции рабочей обмотки наматываются на крайних стержнях, а обмотка управления — на среднем стержне. В этом случае в среднем стержне происходит компенсация переменного потока  $\Phi_{\sim}$ , поскольку потоки от каждой секции рабочей обмотки направлены в среднем стержне навстречу друг другу и равны по величине. Поэтому выходной сигнал не будет влиять на входной.

Нет принципиальной разницы между выполнением магнитного усилителя на одном Ш-образном или на двух сердечниках. Поэтому при дальнейшем рассмотрении будем изображать только схемы соединения обмоток, отмечая при необходимости согласное и встречное включения секций обмоток с помощью точек, указывающих начало обмотки.

В зависимости от соединения секций рабочей обмотки и нагрузки различают схемы с последовательной и параллельной нагрузкой. На рис. 22.7 и 22.8 нагрузка включается последовательно с рабочей обмоткой. Диаграммы ЭДС для такой схемы показаны на рис. 22.9. Ток нагрузки в этом случае будет синусоидален, поскольку при неизменном входном сигнале в каждом из полупериодов питающего напряжения рабочий поток одной секции складывается с потоком управления, а рабочий поток другой секции вычитается из потока управления. Поэтому общая индуктивность  $L_p$  рабочей обмотки будет постоянна при неизменном входном сигнале. Мгновенное значение тока нагрузки

$$i_n = \frac{U_m}{\sqrt{(R_n + R_p)^2 + (X_n + X_p)^2}} \sin(\omega t - \varphi),$$

где  $R_n$  и  $X_n$  — активное и индуктивное сопротивления нагрузки соответственно;  $R_p$  и  $X_p$  — активное и индуктивное сопротивления рабочей обмотки (обеих секций);

$\varphi = \arctg \frac{X_n + X_p}{R_n + R_p}$  — фазовый сдвиг между током и напряжением,

определяемый отношением активного и индуктивного сопротивлений.

При неизменном входном сигнале все сопротивления неизменны и ток имеет синусоидальную форму.

Синусоидальный ток рабочей обмотки создает в сердечнике синусоидальную напряженность поля  $H_p$ , что, в свою очередь, приводит к несинусоидальному потоку. Кривая изменения индукции в одном периоде получена графически на рис. 22.9, а. Как видно из диаграмм мгновенных значений (рис. 22.9, б, в), ЭДС, создаваемые

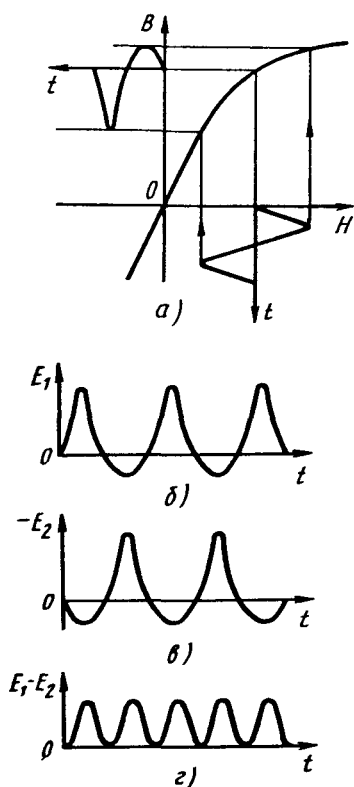


Рис. 22.9. Диаграммы ЭДС и тока в магнитном усилителе

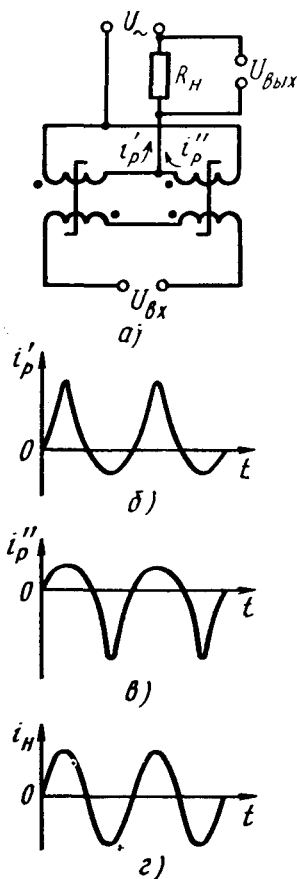


Рис. 22.10. Магнитный усилитель с параллельным соединением секций рабочей обмотки и диаграммы токов

несинусоидальными потоками разных секций рабочей обмотки в обмотке управления, не уничтожаются полностью. Это приводит к появлению в обмотке управления ЭДС двойной частоты  $2\omega$  (рис. 22.9, в). В тех случаях, когда наличие ЭДС двойной частоты в цепи управления нежелательно, предпочтение следует отдать параллельному соединению секций рабочей обмотки.

При параллельном соединении секций рабочей обмотки (рис. 22.10, а) в каждой из них протекает несинусоидальный ток, содержащий четные гармоники (рис. 22.10, б, в). Однако ток нагруз-



ки, представляющий собой сумму токов секций, близок к синусоидальному (рис. 22.10, з). Это объясняется тем, что четные гармоники тока циркулируют в короткозамкнутом контуре, образованном секциями рабочей обмотки, и не выходят в цепь нагрузки. Наличие короткозамкнутого контура в цепи рабочей обмотки приводит к уменьшению быстродействия по сравнению с последовательным соединением секций рабочей обмотки.

Схема магнитного усилителя, в которой нагрузка включена параллельно секциям рабочей обмотки, соединенным встречно, показана на рис. 22.11. Для поддержания неизменным тока питания используется достаточно большое добавочное сопротивление  $R_d$ . В зависимости от входного сигнала происходит перераспределение токов между нагрузкой и рабочей обмоткой. При отсутствии управляющего сигнала ( $I_y = 0$ ) индуктивное сопротивление рабочей обмотки  $X_p$  максимально, вследствие чего в рабочую обмотку отводится незначительный ток. При этом ток в нагрузке имеет максимальное значение. По мере увеличения входного сигнала индуктивное сопротивление рабочей обмотки уменьшается, а ток в ней возрастает, что приводит к уменьшению тока нагрузки.

Аналогично происходит изменение тока в нагрузке в так называемой трансформаторной схеме (рис. 22.12). Здесь помимо секций обмотки  $w_{p1}$ , включенных встречно через добавочное сопротивление  $R_d$  на напряжении источника питания  $U$ , имеется обмотка  $w_{p2}$ , питающая нагрузку  $R_H$ . Такая схема позволяет изолировать цепь нагрузки от цепи питания и получать на нагрузке практически любое напряжение, отличное от напряжения питания. Ток в нагрузке за-

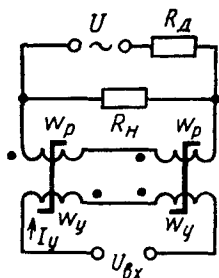


Рис. 22.11. Магнитный усилитель с параллельной нагрузкой

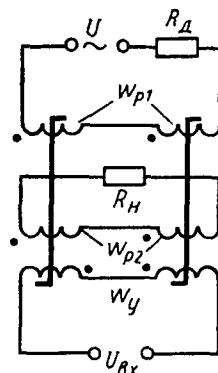


Рис. 22.12. Трансформаторная схема магнитного усилителя

висит от коэффициента трансформации обмоток, под которым в данном случае понимается отношение напряжений на обмотках  $\omega_{p1}$  и  $\omega_{p2}$ . Этот коэффициент не остается постоянным, как в обычном трансформаторе, а зависит от сигнала управления, изменяющего магнитную проницаемость. При отсутствии управляющего сигнала ( $I_y = 0$ ) магнитная проницаемость и индуктивность обмоток имеют максимальное значение и падение напряжения на этих обмотках велико. Коэффициент трансформации будет максимален, и соответственно ток нагрузки  $I_n$  имеет максимальное значение. При увеличении входного сигнала индуктивность обмотки  $\omega_{p2}$  уменьшается. Соответственно уменьшаются коэффициент трансформации, напряжение на обмотке  $\omega_{p2}$  и ток нагрузки  $I_n$ .

Схема с параллельным соединением нагрузки (рис. 22.11) применяется чаще всего тогда, когда имеется источник тока, например в схемах автоматики, питаемых от трансформаторов тока. Применение источника напряжения и использование добавочного сопротивления  $R_d$  экономически невыгодно из-за больших потерь в этом сопротивлении. Трансформаторные магнитные усилители с параллельной нагрузкой широко используют как элементы реверсивных схем магнитных усилителей (см. гл. 24).

Все рассмотренные схемы магнитных усилителей (см. рис. 22.7—22.12) питали нагрузку переменным током. При необходимости питать нагрузку постоянным током используются выпрямительные схемы. В качестве примера включения нагрузки постоянного тока на рис. 22.13, а приведена схема с последовательным включением выпрямительного моста и нагрузки. Магнитный усилитель с выходным постоянным током может использовать и двухполупериодную схему на двух диодах и трансформаторе с выводом от средней точки вторичной обмотки (рис. 22.13, б).

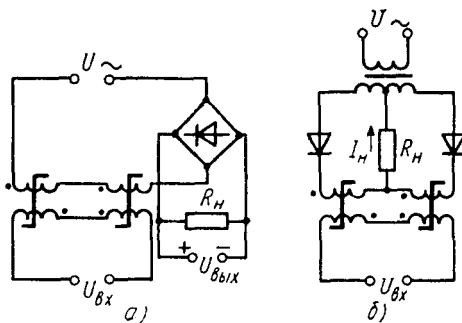


Рис. 22.13. Магнитные усилители с нагрузкой постоянного тока

### § 22.4. Основные характеристики магнитных усилителей

Основной характеристикой магнитного усилителя является зависимость действующего или среднего значения тока в нагрузке от тока управления:  $I_n = f(I_y)$ . Графическое изображение такой зависимости называется *статической характеристикой вход-выход*. Для всех рассмотренных выше схем магнитных усилителей зависимость магнитной проницаемости и индуктивности рабочей обмотки от тока управления показана на рис. 22.14. При отсутствии управляющего сигнала ( $I_y = 0$ ) эти величины имеют максимальное значение. Если подадим в обмотку управления постоянный ток  $I_y$ , то в сердечнике создается постоянный магнитный поток, накладывающийся на переменный поток, созданный рабочей обмоткой. По мере увеличения входного сигнала  $I_y$  из-за нелинейности характеристики намагничивания происходит насыщение сердечника.

Это приводит к уменьшению магнитной проницаемости  $\mu$ , а следовательно, и индуктивности рабочей обмотки  $L_p$ . Направление (полярность) тока управления не влияет на  $\mu$  и  $L_p$ . Вид статической характеристики вход-выход зависит от того, как включена нагрузка: последовательно или параллельно рабочей обмотке.

На рис. 22.15, а показана статическая характеристика для схем магнитных усилителей (см. рис. 22.7, 22.8, 22.10, 22.13). Здесь  $I_0$  — ток холостого хода усилителя (подмагничивающее поле отсутству-

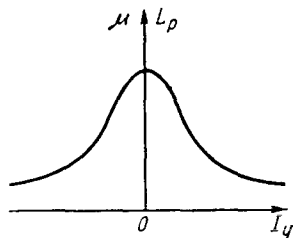


Рис. 22.14. Зависимость магнитной проницаемости и индуктивности от тока управления

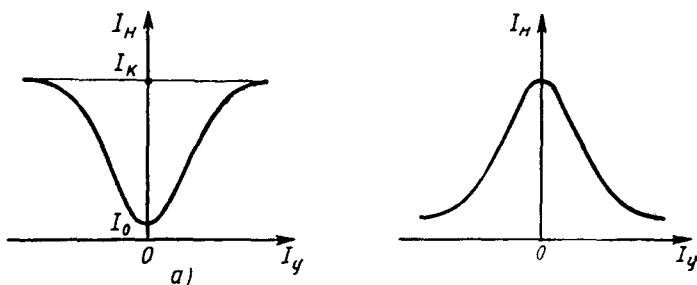


Рис. 22.15. Статические характеристики магнитных усилителей

ет),  $I_k$  — максимальный ток. В идеальном усилителе при отсутствии входного сигнала ( $I_y = 0$ ) должен быть равен нулю и выходной сигнал ( $I_n = 0$ ). Однако из-за того, что при  $I_n = 0$  магнитная проницаемость и индуктивность рабочей обмотки не равны бесконечности, через нагрузку протекает небольшой ток холостого хода  $I_n = I_0$ . По мере увеличения входного сигнала (тока управления) растет выходной сигнал (ток нагрузки), но из-за насыщения сердечника этот рост ограничен некоторым максимальным током  $I_n = I_k$ . Отношение максимального тока к току холостого хода называется *коэффициентом кратности тока*  $K = I_k / I_0$  — это один из параметров усилителя. Чем больше этот коэффициент, тем лучше усилитель.

Наряду с коэффициентом кратности тока магнитный усилитель характеризуется следующими параметрами: коэффициентом усиления, чувствительностью, максимальной мощностью в нагрузке, КПД рабочей цепи, постоянной времени, добротностью.

Рассмотрим коротко эти параметры. *Коэффициент усиления* — это отношение приращения тока, напряжения или мощности в нагрузке к приращению соответствующего параметра в цепи управления.

Коэффициент усиления по току

$$k_I = \frac{I_n - I_0}{I_y} \quad (22.9)$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$k_U = \frac{U_n - U_0}{U_y} \quad (22.10)$$

Коэффициент усиления по мощности

$$k_P = k_I k_U = k_I^2 \frac{R_n}{R_y} = \frac{P_n - P_0}{P_y} \quad (22.11)$$

Поскольку статическая характеристика магнитного усилителя нелинейна, коэффициенты усиления по току, напряжению и мощности не являются постоянными величинами. Поэтому различают максимальные значения  $k_I$ ,  $k_U$ ,  $k_P$  и их значения, соответствующие заданной выходной мощности усилителя.

При большом значении коэффициента кратности тока  $K$ , когда ток холостого хода по сравнению с максимальным током нагрузки мал, можно с достаточной точностью считать, что  $k_I = I_k / I_y$ ;  $k_U = U_k / U_y$ ;  $k_P = \frac{I_k^2 R_n}{I_y^2 R_y}$ . Например, уже при  $K = 5$  ошибка от пренебрежения током холостого хода не превышает 4 %.

Чувствительность  $P_{y \min}$  — минимальная мощность входного сигнала, начиная с которого пропорционально изменяется ток нагрузки.

Максимальная мощность в нагрузке

$$P_{n \max} = I_k^2 R_n.$$

Коэффициент полезного действия рабочей цепи

$$\eta = I_n^2 R_n / (I_n^2 R) = R_n / R,$$

где  $R$  — полное активное сопротивление рабочей цепи.

Постоянная времени  $T$  характеризует быстродействие усилителя и определяется отношением индуктивности и активного сопротивления обмотки управления  $T = L_y / R_y$ .

Добротность является универсальным параметром, учитывающим и коэффициент усиления и быстродействие:

$$D = k_p / T.$$

Магнитные усилители по сравнению с другими типами усилителей обладают таким существенным преимуществом, как высокая стабильность во времени параметров и статической характеристики. Имея практически неограниченный срок службы, магнитные усилители не требуют регламентных работ и могут использоваться во взрыво- или пожароопасных условиях, а также при наличии радиоактивного излучения.

Максимальная мощность магнитных усилителей достигает сотен киловатт. Например, на Московском трансформаторном заводе еще в 1933 г. были изготовлены магнитные усилители мощностью 800 кВт для автоматического регулирования частоты вращения мощного асинхронного двигателя. Коэффициент усиления по мощности 100-ваттного магнитного усилителя при частоте питания 50 Гц обычно составляет 50—200. Для более мощных усилителей этот коэффициент увеличивается.

КПД простейших нереверсивных магнитных усилителей обычно лежит в пределах от 0,6 до 0,98. Коэффициент кратности магнитных усилителей в значительной степени зависит от материала сердечника. Для магнитных усилителей с сердечниками из трансформаторной стали  $K = 5 \div 40$ , а с сердечниками из сплавов высокой магнитной проницаемости  $K = 100 \div 200$ .

Минимальное значение усиливаемой мощности составляет  $10^{-4} - 10^{-1}$  Вт для сердечников из трансформаторной стали и  $10^{-8} - 10^{-6}$  Вт для сердечников из сплавов высокой проницаемости.

Статическая характеристика вход-выход магнитных усилителей с параллельным включением нагрузки (рис. 22.11) имеет вид, показанный на рис. 22.15, б. Она обратна характеристике усилителя с последовательной нагрузкой. Действительно, при управляющем сигнале  $I_y = 0$  индуктивность  $L_p$  рабочей обмотки будет максимальной и, следовательно, ток в нагрузке  $I_n$  будет иметь наибольшее значение. С ростом входного сигнала ток в нагрузке  $I_n$  уменьшается, так как все большая часть тока питания ответвляется в рабочую обмотку, индуктивное сопротивление которой уменьшается.

## § 22.5. Теория идеального магнитного усилителя

Теоретически магнитный усилитель можно рассматривать как переменную индуктивность, величина которой зависит от тока управления. В связи с нелинейностью кривой намагничивания переменный ток, протекающий по рабочей обмотке, содержит высшие гармоники. Расчеты для цепей с такими токами весьма сложны. Поэтому для математического анализа работы магнитного усилителя делают различные упрощения (допущения), не вносящие существенных погрешностей, но позволяющие получить сравнительно простые методы расчета.

Наибольшее распространение получила теория идеального магнитного усилителя. Эта теория основана на предположении, что сердечник имеет идеальную кривую намагничивания (рис. 22.16). По сравнению с реальной эта кривая имеет следующие особенности:

- 1) на участке от  $B = 0$  до  $B = B_s$  магнитная проницаемость равна бесконечности;
- 2) в области насыщения магнитная проницаемость равна нулю;
- 3) площадь петли гистерезиса равна нулю.

На основании теории идеального магнитного усилителя можно получить представление о форме кривых индукции, ЭДС, напряжения и тока. А главное — эта теория дает простые формулы для основных параметров усилителя.

Рассмотрим работу идеального магнитного усилителя при последовательном соединении рабочей обмотки с нагрузкой и выходным постоянным током (см. рис. 22.13, а). Будем по-

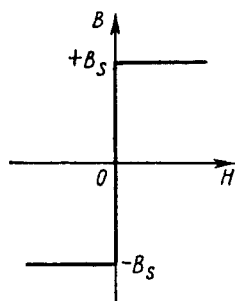


Рис. 22.16. Идеальная кривая намагничивания

лагать, что и рабочая обмотка, и обмотка управления состоят из двух секций, расположенных соответственно на двух сердечниках. Секции обмотки управления включены встречно. Число витков рабочей обмотки —  $\omega_p$ , секций обмотки управления —  $\omega_y$ .

Пусть приложенное к рабочей обмотке напряжение изменяется по синусоидальному закону  $u = U_m \sin \omega t$ . В секциях обмотки управления наводятся ЭДС, сумма которых должна быть равна нулю. Если пренебречь сопротивлением цепи управления, то уравнение ЭДС имеет вид

$$e_{y1} + e_{y2} = -\omega_y s (dB_1/dt - dB_2/dt) = 0,$$

где  $e_{y1}$  и  $e_{y2}$  — ЭДС, индуцируемые в первом и втором сердечниках переменным магнитным потоком, созданным секциями рабочей обмотки;  $B_1$  и  $B_2$  — мгновенные значения индукции в первом и втором сердечниках с поперечным сечением  $s$ . Отсюда

$$dB_1/dt = dB_2/dt. \quad (22.12)$$

Интегрируя это равенство, при наличии тока управления получим

$$B_1 = B_2 + 2B_0, \quad (22.13)$$

где  $2B_0$  — постоянная интегрирования, представляющая собой удвоенное значение составляющей индукции в каждом сердечнике от тока управления.

Из уравнений (22.12) и (22.13) видно, что индукции в обоих сердечниках изменяются во времени по одному закону и отличаются друг от друга на постоянную величину  $2B_0$ . Поэтому и ЭДС, индуцируемые в секциях рабочей обмотки, будут равны:

$$e_{p1} = e_{p2}, \quad (22.14)$$

где  $e_{p1} = -\omega_p s dB_1 / dt$ ;  $e_{p2} = -\omega_p s dB_2 / dt$ .

Рассмотрим режим работы усилителя, когда подмагничивание отсутствует, т. е.  $I_y = 0$ . Если при напряжении, приложенном к рабочей обмотке, оба сердечника находятся в ненасыщенном состоянии, т. е.  $|B_1| < B_s$  и  $|B_2| < B_s$ , то магнитная проницаемость сердечников равна бесконечности, а следовательно, и индуктивное сопротивление рабочей обмотки равно бесконечности. В этом случае ток в цепи рабочей обмотки равен нулю и напряжение источника питания равно и направлено навстречу ЭДС самоиндукции секций рабочей обмотки:

$$u = -(e_{p1} + e_{p2}).$$

В соответствии с равенством (22.14) напряжение питания распределится поровну между секциями рабочей обмотки:

$$e_{p1} = e_{p2} = -0,5U = -0,5U_m \sin \omega t,$$

или, подставляя значения ЭДС  $e_{p1}$  и  $e_{p2}$ ,

$$\omega_p s dB_1/dt = \omega_p s dB_2/dt = 0,5U_m \sin \omega t, \quad (22.15)$$

Проинтегрировав (22.15), получим закон изменения индукции:

$$B_1 = B_2 = \int \frac{U_m}{2\omega_p s} \sin \omega t dt = -\frac{U_m}{2\omega_p s \omega} \cos \omega t,$$

или

$$B_1 = B_2 = -B_m \cos \omega t,$$

где  $B_m = \frac{U_m}{2\omega_p s \omega}$ .

На рис. 22.17 показаны графики изменения напряжения, приложенного к рабочей обмотке (рис. 22.17, а), и индукции при отсутствии подмагничивания (пунктирная линия на рис. 22.17, б).

Теперь рассмотрим режим работы при наличии подмагничивания, т. е. когда по обмотке управления проходит ток. Этот постоянный ток создает постоянное магнитное поле, индукция которого равна  $B_0$ . В одном сердечнике магнитные потоки, обусловленные постоянным и переменным токами, будут складываться, а в другом — вычитаться, вследствие чего значения индукции в сердечниках будут отличаться на величину  $2B_0$ . В результате кривая индукции в одном сердечнике пойдет выше, а в другом — ниже (соответственно  $B_1$  и  $B_2$  на рис. 22.17, б).

Пусть в начальный момент подачи тока управления ( $t=0$ ) индукция  $B_2 = -B_s$ . В этом случае индукция  $B_1$  имеет некоторое начальное значение  $2B_0 - B_s$ . По мере возрастания напряжения питания индукция  $B_1$  увеличивается и при  $\omega t = \alpha_{\text{нас}}$  достигает значения насыщения. За это же время с такой же скоростью согласно уравнению (22.12) уменьшается по абсолютной величине индукция  $B_2$  от своего начального значения  $-B_s$ .

Закон изменения индукции в сердечниках за время от  $\omega t = 0$  до  $\omega t = \alpha_{\text{нас}}$  получим, интегрируя уравнение (22.15):

$$B_1 = B_2 = \frac{1}{\omega_p s} \int_0^{\omega t} \frac{U_m}{2} \sin \omega t d(\omega t) = B_m(1 - \cos \omega t).$$



Индукция  $B_1$ , достигнув величины насыщения, в дальнейшем некоторое время остается постоянной. Из уравнения (22.12) можно заключить, что если в одном сердечнике индукция постоянна, то в другом сердечнике в тот же промежуток времени индукция также будет постоянной. Это условие выполняется даже в том случае, если этот другой сердечник ненасыщен. Поэтому если с момента  $\omega t = \alpha_{\text{нас}}$  индукции в сердечниках не меняются, то ЭДС самоиндукции в секциях рабочей обмотки равны нулю и все напряжение питания оказывается приложенным к нагрузке.

Ток в нагрузке скачком достигает наибольшего значения  $i = u/R$ , где  $R$  — активное сопротивление рабочей цепи. Таким образом, от  $\omega t = 0$  до момента насыщения первого сердечника при  $\omega t = \alpha_{\text{нас}}$  все напряжение сети приложено к рабочей обмотке, а остальную часть полупериода от  $\alpha_{\text{нас}}$  до  $\omega t = \pi$  — к нагрузке (рис. 22.17, а). В следующий полупериод этот процесс повторяется с тем отличием, что сердечники меняются ролями. Таким образом, в интервале управления (от 0 до  $\alpha_{\text{нас}}$ ) оба сердечника ненасыщены, а в интервале насыщения (от  $\alpha_{\text{нас}}$  до  $\pi$ ) один из них насыщен, что приводит к постоянству потока и в другом сердечнике.

На рис. 22.17, г показана кривая тока в рабочей обмотке, а на рис. 22.17, в — в нагрузке. Как видно из совместного рассмотрения графиков на рис. 22.17, б, в, г, напряжение на нагрузке при угле насыщения  $\alpha_{\text{нас}}$  скачком достигает наибольшего значения и затем изменяется по синусоидальному закону. Угол  $\alpha_{\text{нас}}$  определяется постоянной индукцией  $B_0$ , т. е. управляющим сигналом  $U_y$ . Если сигнал  $U_y = 0$ , то  $B_0 = 0$ , а угол  $\alpha_{\text{нас}} = \pi$ , следовательно, ток в нагрузке равен нулю. С ростом сигнала  $U_y$  увеличивается  $B_0$ , а угол  $\alpha_{\text{нас}}$  уменьшается и ток в нагрузке растёт.

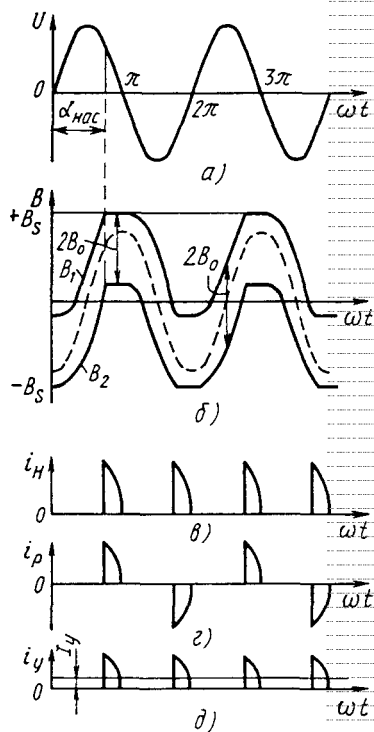


Рис. 22.17. Диаграммы мгновенных значений напряжения, индукции, токов

Режим работы магнитного усилителя напоминает работу тиратрона с фазовым управлением, где угол  $\alpha_{\text{нас}}$  является углом зажигания тиратрона. Поэтому угол  $\alpha_{\text{нас}}$  в теории магнитных усилителей (по аналогии с тиратронными цепями) также называют углом зажигания или регулирования. Идеальный магнитный усилитель действует как переключатель, который периодически подключает нагрузку к источнику питания в моменты, фиксированные относительно начала полупериода напряжения питания и определяемые значением управляющего сигнала.

Определим уравнение статической характеристики вход-выход для идеального магнитного усилителя.

Из идеальной кривой намагничивания (см. рис. 22.16) видно, что для ненасыщенного сердечника  $H = 0$ . Выше было установлено, что сердечники усилителя насыщаются поочередно, причем в каждый полупериод один из сердечников ненасыщен. В первом полупериоде (рис. 22.17) ненасыщен второй сердечник и для него справедливо равенство

$$H = i\omega_p l + i_y \omega_y l = 0,$$

где  $l$  — средняя длина магнитопровода.

Во втором полупериоде ненасыщенным оказывается первый сердечник и для него справедливо это же равенство. Поэтому мгновенные значения токов в рабочей и управляющей обмотках в любой момент времени связаны соотношением

$$i_y \omega_y = |i| \omega_p. \quad (22.16)$$

Изменение тока управления  $i_y$  происходит с частотой, которая вдвое больше частоты питания (рис. 22.17, д). Этот ток содержит кроме переменной и постоянную составляющую. Переменная составляющая является следствием трансформации тока из цепи нагрузки в соответствии с соотношением (22.16); она имеет основную частоту  $2f = \omega/\pi$ . Постоянная составляющая  $I_y$  (среднее значение тока) не может появляться вследствие трансформации, она обусловлена управляющим сигналом и численно равна току сигнала  $I_y$  (рис. 22.17, д). Так как формула (22.16) справедлива для мгновенных значений тока в течение всего полупериода, то аналогичное равенство будет справедливо и для средних значений токов нагрузки и управления:

$$I_H \omega_p = I_y \omega_y, \quad (22.17)$$

или  $H_{\text{ср}} = H_y$ , где  $H_{\text{ср}}$  — среднее (за половину периода) значение напряженности магнитного поля от тока нагрузки. Полученное равенство представляет собой основное уравнение идеального магнитно-

го усилителя и по нему строится статическая характеристика  $I_n = f(I_y)$ , показанная на рис. 22.18 (кривая 1). Максимально возможное значение тока имеет место при  $\alpha_{нас} = 0$ , когда постоянно насыщены оба сердечника сразу. В этом случае равенство (22.17) теряет свою силу. Максимальная величина постоянной составляющей тока нагрузки в этом случае

$$I_{nmax} = \frac{2U_m}{\pi R} = \frac{U_{срmax}}{R},$$

где  $U_{срmax}$  — максимальная величина постоянной составляющей выпрямленного напряжения;  $R = R_n + R_p$  — активное сопротивление рабочей цепи, состоящее из сопротивления нагрузки  $R_n$  и сопротивления рабочей обмотки  $R_p$ .

При рассмотрении работы идеального магнитного усилителя не учитывалось сопротивление выпрямителя  $R_b$ , которое несколько уменьшает значение тока нагрузки.

Из формулы (22.17) можно определить значения коэффициентов усиления магнитного усилителя:

по току

$$k_I = I_n / I_y = \omega_y / \omega_p;$$

по напряжению

$$k_U = U_n / U_y = I_n R_n / (I_y R_y) = k_I R_n / R_y = \omega_y R_n / (\omega_p R_y);$$

по мощности

$$k_P = P_n / P_y = I_n U_n / (I_y U_y) = k_I k_U = k_I^2 R_n / R_y = \omega_y^2 R_n / (\omega_p^2 R_y).$$

Из последней формулы следует, что чем больше число витков обмотки управления при заданном сопротивлении  $R_y$  этой обмотки, тем больше коэффициент усиления по мощности.

Если усилитель выполнен без выпрямителя на выходе, т. е. по нагрузке проходит переменный ток, то в этом случае за выходной сигнал принимают действующее значение тока нагрузки

$$I_{н-} = I = k_\Phi I_{ср},$$

где  $k_\Phi$  — коэффициент формы кривой тока нагрузки.

Соответственно коэффициенты усиления будут равны

$$k_{I-} = k_\Phi k_I; \quad k_{U-} = k_\Phi k_U; \quad k_{P-} = k_\Phi^2 k_P.$$

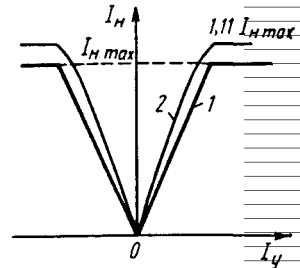


Рис. 22.18. Статические характеристики идеального магнитного усилителя

Статическая характеристика усилителя без выпрямителя показана на рис. 22.18 (кривая 2). Нелинейность характеристики объясняется тем, что коэффициент формы зависит от  $\alpha_{\text{нас}}$ . При  $\alpha_{\text{нас}} = 0$  имеем  $\alpha_{\text{нас}} = 1,11$ , а с ростом  $\alpha_{\text{нас}}$  коэффициент формы увеличивается.

Если в нагрузке переменного тока имеется индуктивность, то она сглаживает кривую тока и вызывает отставание тока от напряжения.

Полученное выше основное уравнение (22.17) идеального магнитного усилителя с последовательным соединением секций рабочей обмотки справедливо и для параллельного соединения. В этом случае также происходит поочередное насыщение сердечников. Однако четные гармоники в цепи управления отсутствуют, зато они протекают в контуре рабочей обмотки. Так как через секцию рабочей обмотки каждого сердечника проходит половина тока нагрузки, то уравнение статической характеристики имеет вид

$$I_n \omega_p = 2I_y \omega_y.$$

Соответственно изменяется выражение для коэффициентов усиления.

## § 22.6. Инерционность идеального магнитного усилителя

Изменение напряжения на нагрузке магнитного усилителя отстает от изменения входного сигнала  $U_y$ , т. е. усилитель обладает некоторой инерционностью. Инерционность магнитного усилителя определяется переходным процессом в цепи управления, вихревыми токами и потерями на гистерезис в сердечниках, переходным процессом в цепи переменного тока.

Вихревые токи и потери на гистерезис вызывают отставание постоянной составляющей индукции от напряженности поля подмагничивания. Однако применение для сердечников тонких листов из железоникелевых сплавов позволяет свести потери на гистерезис и вихревые токи практически к нулю. Поэтому в большинстве случаев замедлением процесса, вызванным вихревыми токами и гистерезисом, можно пренебречь.

У большинства магнитных усилителей время переходного процесса в цепи нагрузки во много раз меньше длительности процесса в цепи управления. Поэтому считают, что инерционность всего усилителя определяется только постоянной времени цепи управления.

При подаче напряжения на обмотку управления постоянная составляющая тока не сразу достигает установившегося значения.

Уравнение переходного процесса в цепи управления имеет вид

$$U_y = I_y R_y + d\psi_y / dt,$$

где  $\psi_y$  — потокосцепление двух обмоток управления;  $R_y$  — полное сопротивление цепи управления.

Так как обмотки управления включены встречно, то

$$\psi_y = \omega_y s B_1 - \omega_y s B_2 = \omega_y s (B_1 - B_2).$$

На основании формулы (22.13)  $\psi_y = 2\omega_y s B_0$ . Тогда

$$U_y = I_y R_y + 2\omega_y s dB_0 / dt. \quad (22.18)$$

Согласно теории идеального магнитного усилителя, имеем.

$$B_0 = B_s - B_m (1 - \cos \alpha_{\text{нас}}) / 2.$$

Из выражения для среднего рабочего тока получим

$$\cos \alpha_{\text{нас}} = \frac{\pi R}{U_M} I_{\text{ср}} - 1, \quad (22.19)$$

где  $U_M = 4\pi f \omega_p s B_m$ .

На основании (22.17)

$$I_{\text{ср}} = \frac{\omega_y}{\omega_p} I_y$$

Подставив значения  $U_M$  и  $I_{\text{ср}}$  в выражение (22.19), имеем

$$\cos \alpha_{\text{нас}} = \frac{R\omega_y I_y}{4f\omega_p^2 s B_m} - 1.$$

Тогда уравнение для  $B_0$  запишем в виде

$$B_0 = B_s - B_m + \frac{R\omega_y I_y}{8fs\omega_p^2}. \quad (22.20)$$

Подставив в выражение (22.18) значение  $B_0$ , получим уравнение переходного процесса в цепи управления:

$$T_y \frac{dI_y}{dt} + I_y = \frac{U_y}{R_y},$$

где  $T_y = \frac{1}{4f} \frac{R\omega_y^2}{R_y\omega_p^2}$  постоянная времени цепи управления, которая,

как видим, зависит не только от параметров самой цепи управления, но и от параметров рабочей цепи.

Если в выражении для  $T_y$  заменить отношение витков через коэффициенты усиления, а отношение сопротивлений — через КПД, то после несложных преобразований постоянную времени цепи управления можно представить как

$$T_y = \frac{1}{4f\eta} k_I k_U = \frac{1}{4f\eta} k_p,$$

где  $\eta = R_n/R$  — коэффициент полезного действия рабочей цепи магнитного усилителя.

Для оценки качества усилителя в переходном режиме вводится понятие о его добротности. Добротность равна отношению коэффициента усиления по мощности к постоянной времени, т. е.

$$D = k_p/T_y = 4f\eta. \quad (22.21)$$

Для усилителя с выходным переменным током

$$D_{\sim} = k_{p_{\sim}}/T_y = k_{\phi}^2 D.$$

Следовательно, при  $\eta = \text{const}$  добротность не зависит от параметров обмоток, нагрузки и мощности и определяется только частотой напряжения источника питания. Из выражения (22.21) видно, что при заданных  $f$  и  $\eta$  увеличение коэффициента усиления по мощности вызывает пропорциональное возрастание  $T_y$ . Поэтому практически добротность усилителя повышают путем увеличения частоты напряжения питания.

Постоянную времени цепи управления можно значительно уменьшить за счет снижения  $k_p$ . Однако это не даст возможность беспредельно уменьшать запаздывание усилителя в целом, так как в этом случае необходимо учитывать запаздывание рабочей цепи переменного тока. Так как время переходного процесса в рабочей цепи составляет 0,5—1 периода питания, то длительность переходного процесса в усилителе в целом не может быть меньше этой величины. При  $f = 50$  Гц время переходного процесса не может быть меньше 0,01—0,02 с. Следовательно, действенным средством уменьшения инерционности магнитного усилителя является повышение частоты напряжения питания.

Если в усилителе кроме обмоток управления и рабочих имеется еще ряд обмоток, то каждая из них создает свой замкнутый контур, который замедляет изменение управляющего потока. Результирующая постоянная времени приближенно равна сумме постоянных времени всех обмоток управления и смещения.

### § 22.7. Графоаналитический способ построения статической характеристики магнитного усилителя

При рассмотрении физических процессов в магнитных усилителях видно, что рабочие точки двух сердечников в один и тот же момент времени находятся на различных участках кривой намагничивания. Когда один сердечник насыщен, другой находится в ненасыщенном состоянии, и наоборот. При расчете усилителя значительно удобнее иметь единую эквивалентную кривую намагничивания, на которой рабочая точка была бы общей для обоих сердечников и полностью характеризовала работу и состояние усилителя. Такой эквивалентной кривой является кривая одновременного намагничивания материала сердечников постоянным и переменным магнитными полями.

В расчетной практике широко распространен графоаналитический способ построения статических характеристик, основанный на теории линеаризованного магнитного усилителя. При этом используются экспериментально снятые характеристики одновременного намагничивания материала сердечника переменным и постоянным полями  $B = f(H; H_-)$ . Здесь  $B$  и  $H$  — индукция и напряженность переменного магнитного поля, а  $H_-$  — напряженность постоянного магнитного поля. Семейство характеристик  $B = f(H; H_-)$  приведено на рис. 22.19. На форму кривых этого семейства оказывает влияние не только материал сердечника, но и наличие воздушных зазоров и полей рассеяния, частота питающей сети, форма и размеры сердечника, схема соединения обмоток  $\omega_p$ , величина сопротивления управляющей цепи. Все указанные факторы автоматически учитываются при экспериментальном снятии семейства кривых намагничивания. Поэтому нельзя характеристики, снятые для одного типа сердечника, использовать при расчете усилителя, имеющего другой сердечник.

Семейство кривых  $B = f(H; H_-)$  строится по формулам

$$B = \frac{E_p}{2\pi f \omega_p s}; \quad H = \frac{\omega_p I}{l}; \quad H_- = \frac{\omega_y I_y}{l}.$$

где  $E_p$  — ЭДС в рабочих обмотках, а соответствующие токи и напряжения определяются по методу амперметра — вольтметра.

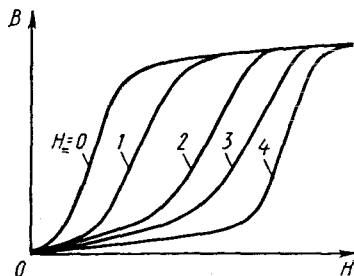


Рис. 22.19. Семейство кривых намагничивания при одновременном действии постоянного и переменного магнитных полей

Формула для определения индукции справедлива для синусоидальных  $B$  и  $E_p$ . Поэтому при ее использовании осуществляется линеаризация, переходят к эквивалентным синусоидам ЭДС и тока в рабочей цепи.

Для усилителя с выходным постоянным током используются характеристики  $B_m = f(H_{cp}; H_{\pm})$ . Здесь  $H_{cp}$  определяется по среднему значению рабочего тока  $I_{cp}$ , а  $B_m = \sqrt{2} B$ .

Рассмотрим порядок построения статической характеристики линеаризованного усилителя с выходным переменным током. Для цепи переменного тока усилителя, состоящей из последовательно соединенных дросселя и активной нагрузки, можно написать следующее уравнение:

$$U^2 = (IR)^2 + E_p^2, \quad (22.22)$$

где  $R = R_n + R_p$ .

При последовательном соединении обмоток  $\omega_p$  имеем

$$E_p = 2\pi f \omega_p s B;$$

$$I = Hl/\omega_p.$$

Подставив значения  $I$  и  $E_p$  в выражение (22.22), получим уравнение эллипса

$$\left(\frac{B}{B'_0}\right)^2 + \left(\frac{H}{H'_k}\right)^2 = 1, \quad (22.23)$$

где  $B'_0 = \frac{U}{2\pi f \omega_p s}$ ;  $H'_k = \frac{U \omega_p}{Rl}$  — полуоси эллипса.

Уравнение (22.23) связывает переменные  $B$  и  $H$ . Эти же величины связаны и характеристиками намагничивания  $B = f(H; H_{\pm})$ .

Совместное графическое решение уравнений эллипса и семейства характеристик намагничивания позволяет получить при известных параметрах нагрузки и напряжении питания статическую характеристику усилителя.

По известным значениям полуосей строим на семействе характеристик намагничивания эллипс, оси которого совпадают с осями координат (рис. 22.20, а). Точки пересечения эллипса с кривыми  $H_{\pm} = \text{const}$  определяют в соответствующей системе координат  $H_{\pm}, H$  характеристику усилителя  $H = f(H_{\pm})$ , которая может быть легко пересчитана в характеристику  $I_n = f(I_y)$ .



При комплексной нагрузке в дополнение к эллипсу из начала координат проводим луч  $ON$  под углом  $\alpha$  к оси абсцисс:

$$\alpha = \arctg \frac{X_H I}{2\pi f \omega_p^2 s},$$

где  $X_H$  — реактивное сопротивление нагрузки.

Вычитая из ординат эллипса ординаты прямой  $ON$ , получим кривую, показанную на рис. 22.20, *a* пунктиром. Точки пересечения этой кривой с характеристиками намагничивания определяют зависимость  $H = f(H_-)$  для индуктивной нагрузки. При емкостной нагрузке ординаты эллипса и прямой  $ON$  складываются.

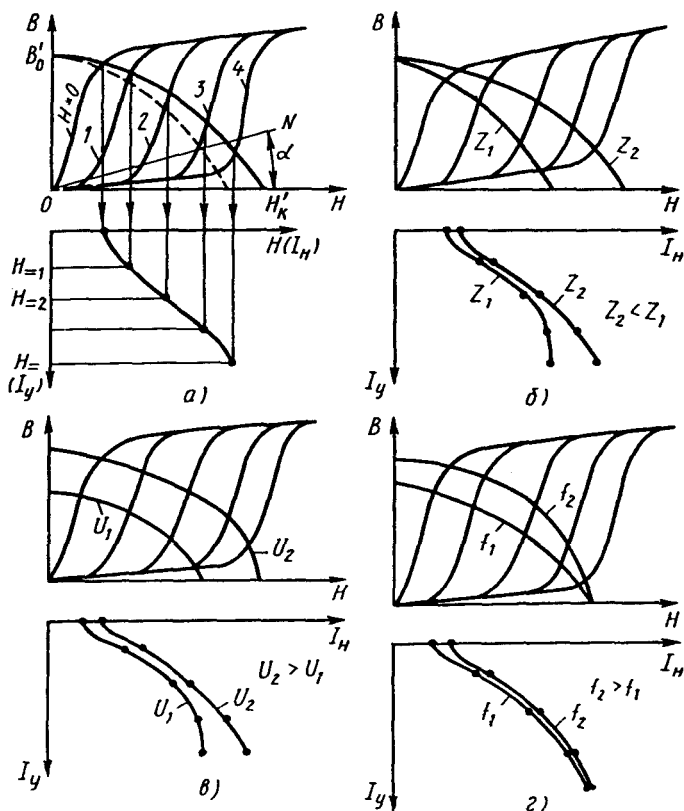


Рис. 22.20. Графическое построение статических характеристик магнитного усилителя

Рассмотренный способ построения статической характеристики усилителя позволяет удобно выявить влияние различных факторов на характеристику «вход-выход». Для этого необходимо определить, используя формулу (22.23), как влияет рассматриваемый параметр на величины полуосей эллипса  $B'_0$  и  $H'_k$ . Например, при повышении напряжения полуоси эллипса возрастают. Смещение точек, определяющих ток холостого хода, показывает, что с увеличением напряжения он также возрастает.

Влияние различных параметров показано на рис. 22.20, б, в, г. Из рисунка видно, что увеличение частоты питания почти не сказывается на характеристике усилителя. Возрастание сопротивления нагрузки приводит к снижению коэффициента кратности тока в нагрузке.

### Контрольные вопросы

1. Принцип действия магнитного усилителя.
2. Почему в магнитном усилителе выходной сигнал не влияет на входной?
3. Какими параметрами характеризуется магнитный усилитель?

## Глава 23

### МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

#### § 23.1. Назначение и способы введения обратной связи

Характеристики магнитного усилителя могут быть значительно улучшены за счет введения дополнительного воздействия, зависящего от тока или напряжения на выходе усилителя. Такое воздействие, подаваемое с выхода усилителя на его вход, называется обратной связью.

В магнитных усилителях различают положительную и отрицательную, внешнюю и внутреннюю, жесткую и гибкую обратную связь.

При *положительной* обратной связи выходной сигнал, подаваемый на вход усилителя, складывается (суммируется) с входным управляющим сигналом. При *положительной* обратной связи повышается коэффициент усиления и улучшается быстродействие магнитного усилителя.

При *отрицательной* обратной связи выходной сигнал, подаваемый на вход усилителя, вычитается из входного управляющего сигнала. За счет отрицательной обратной связи улучшается стабильность преобразования входного сигнала в выходной, т. е. улучшаются измерительные свойства магнитного усилителя. Однако при отрицательной обратной связи уменьшается коэффициент усиления. Поэтому в магнитных усилителях наибольшее распространение получила положительная обратная связь. Если специально не оговорено, какой вид обратной связи используется, то под словами «магнитный усилитель с обратной связью» обычно понимается именно усилитель с положительной обратной связью.

Для осуществления *внешней* обратной связи предусматривается специальная обмотка обратной связи, которая располагается на сердечниках усилителя так же, как и обмотка управления. При *внутренней* обратной связи никакой дополнительной обмотки обратной связи не требуется. Сигнал обратной связи проходит в виде составляющей через рабочие (выходные) обмотки усилителя. При этом последовательно с рабочими обмотками включаются однополупериодные выпрямители. За счет постоянной (выпрямленной) составляющей выходного тока создается магнитный поток обратной связи, изменяющий степень насыщения сердечника усилителя. При положительной обратной связи магнитный поток обратной связи суммируется с магнитным потоком обмотки управления и насыщение сердечника увеличивается. Поэтому в литературе усилители с внутренней обратной связью иногда называют усилителями с самонасыщением или самоподмагничиванием.

При *жесткой* обратной связи сигнал обратной связи пропорционален выходному сигналу. При *гибкой* обратной связи сигнал обратной связи пропорционален скорости изменения выходного сигнала. Следовательно, гибкая обратная связь действует лишь в переходном процессе, т. е. при изменении выходного сигнала. Она и предназначена для улучшения динамики работы магнитного усилителя.

### § 23.2. Однотактный магнитный усилитель с внешней обратной связью

Типовые схемы магнитных усилителей с внешней обратной связью приведены на рис. 23.1. Эти магнитные усилители кроме рабочей обмотки  $\omega_p$  и обмотки управления  $\omega_u$  имеют специальную обмотку обратной связи  $\omega_{oc}$ , в которую подводится сигнал с выхода усилителя.

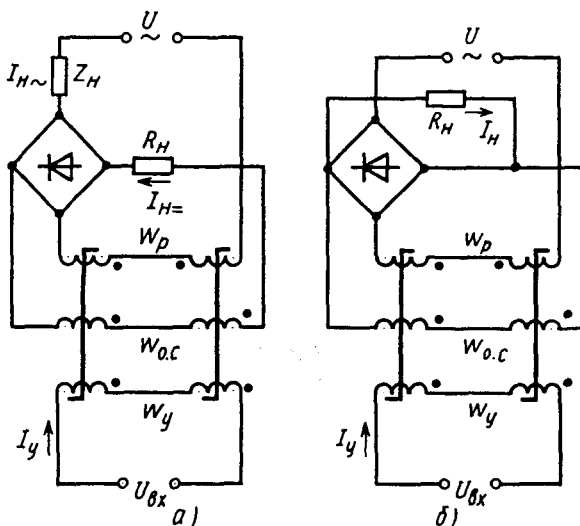


Рис. 23.1. Магнитные усилители с внешней обратной связью

Существует два вида внешней обратной связи: по току и по напряжению. В схеме по рис. 23.1, а в обмотку обратной связи подается выпрямленный ток нагрузки  $I_H$ . Таким образом осуществляется обратная связь по току. В схеме по рис. 23.1, б в обмотку обратной связи подается выпрямленное напряжение нагрузки  $U_H$ . Так осуществляется обратная связь по напряжению. Направление тока  $I_{oc}$  в обмотках обратной связи постоянно и определяется полярностью подключения их к выпрямителю. Если действие тока  $I_{oc}$  в обмотке  $w_{oc}$  усиливает действие тока управления  $I_y$  в обмотке  $w_y$ , то имеем положительную обратную связь. Магнитодвижущие силы обмоток управления и обратной связи при этом складываются. Перейти от положительной обратной связи к отрицательной можно путем изменения полярности (направления) тока управления в обмотке  $w_y$  или перемены концов обмотки  $w_{oc}$ , подключаемой к выпрямителю. В этом случае магнитодвижущие силы обмоток управления и обратной связи вычитаются.

В схеме (рис. 23.1, а) нагрузка может быть включена как постоянного, так и переменного тока. Нагрузка постоянного тока  $R_H$  включена последовательно с обмоткой обратной связи  $w_{oc}$ , т. е. после выпрямителя. Нагрузка переменного тока  $Z_H$  включается до выпрямителя. В этом случае выпрямитель служит только для осуществления обратной связи. В некоторых случаях и при нагрузке посто-

янного тока для питания обмотки обратной связи используется отдельный выпрямитель, что повышает стабильность характеристик магнитного усилителя.

Обратная связь по напряжению обычно применяется в мощных магнитных усилителях, т. е. при больших токах нагрузки. В этом случае для выпрямителя в цепи обратной связи по току потребовались бы диоды на большие токи, которые имеют большие габариты и используются со специальными охлаждаемыми радиаторами. Да и саму обмотку обратной связи потребовалось бы выполнять очень толстым проводом.

С точки зрения принципа действия разницы между усилителями с обратной связью по току и по напряжению нет.

Для статической характеристики идеального магнитного усилителя (см. § 22.5) при наличии обратной связи уравнение (22.17) будет иметь вид

$$I_p \omega_p = I_y \omega_y \pm I_{oc} \omega_{oc}, \quad (23.1)$$

где знак плюс соответствует положительной обратной связи, а знак минус — отрицательной.

Поскольку длина пути  $l$  для постоянного и переменного магнитных потоков у большинства магнитных усилителей одинакова, можно записать равенство напряженностей магнитного поля:

$$H_{cp} = H_{\pm},$$

где  $H_{cp}$  — среднее за полпериода значение напряженности переменного магнитного поля;  $H_{\pm}$  — напряженность постоянного магнитного поля, создаваемого совместными действиями обмоток управления и обратной связи;  $H_{\pm} = H_y \pm H_{oc}$ .

Напряженность магнитного поля, создаваемого обмоткой обратной связи,

$$H_{oc} = I_{oc} \omega_{oc} / l.$$

При обратной связи по току полагаем, что весь выпрямленный ток нагрузки проходит по обмотке обратной связи, т. е.  $I_{cp} = I_{oc}$ . Тогда

$$H_{oc} = K_{oc} H_{cp},$$

где  $K_{oc}$  — коэффициент обратной связи.

Таким образом, коэффициент обратной связи представляет собой отношение постоянной составляющей напряженности обратной связи к среднему значению напряженности переменного поля. Численно он определяется как отношение числа витков обмотки обрат-

ной связи к числу витков рабочей обмотки:  $K_{oc} = \omega_{oc} / \omega_p$ . Поскольку при положительной обратной связи  $H_{oc} < H_{cp}$ , значение коэффициента  $K_{oc}$  обычно меньше единицы. Чем больше  $K_{oc}$ , тем сильнее обратная связь.

Используя коэффициент обратной связи, можно записать уравнение статической характеристики идеального магнитного усилителя:

$$H_{cp} = \frac{H_y}{1 \pm K_{oc}}. \quad (23.2)$$

В этом уравнении знак минус соответствует положительной обратной связи, а знак плюс — отрицательной.

Для внешней обратной связи характерно то, что можно разомкнуть обмотку обратной связи, а работоспособность магнитного усилителя сохранится. Коэффициент обратной связи при этом равен нулю, а все формулы будут аналогичны приведенным в гл. 22, если подставить  $K_{oc} = 0$ .

С учетом (23.2) и обозначая коэффициенты усиления магнитного усилителя без обратной связи через  $k_{I0}$  (по току),  $k_{U0}$  (по напряжению),  $k_{P0}$  (по мощности), получим значение этих коэффициентов при наличии обратной связи:

$$\left. \begin{aligned} k_I &= \frac{I_H}{I_y} = \frac{\omega_y / \omega_p}{1 \pm K_{oc}} = \frac{k_{I0}}{1 \mp K_{oc}}; \\ k_U &= k_I \frac{R_H}{R_y} = \frac{k_{U0}}{1 \mp K_{oc}}; \\ k_P &= k_I^2 \frac{R_H}{R_y} = \frac{k_{P0}}{(1 \mp K_{oc})^2}. \end{aligned} \right\} \quad (23.3)$$

Таким образом, в магнитных усилителях положительная обратная связь повышает усиление тока, напряжения и мощности.

Теоретически при  $K_{oc} = 1$  коэффициенты усиления стремятся к бесконечности. Напомним, что вывод формул был проведен для идеального магнитного усилителя. На практике при  $K_{oc} > 1$  усилитель переходит в релейный режим работы, при котором ток нагрузки изменяется скачкообразно, аналогично скачкообразному изменению тока в цепи контактов реле при его срабатывании. Такой режим магнитного усилителя используется в бесконтактных магнитных реле, рассматриваемых в гл. 26.

### § 23.3. Инерционность магнитного усилителя с обратной связью

Наличие обратной связи оказывает влияние и на переходный процесс в магнитном усилителе, т. е. на динамический режим его работы. Анализ переходного режима в усилителе с обратной связью проводится, так же как и в § 22.7, на основании формулы (22.18). Отличие заключается в том, что в уравнении (22.20) произведение  $I_y \omega_y$  заменяют  $I_y \omega_y (1 \mp K_{oc})$ . Объясняется это тем, что в усилителе с обратной связью магнитный поток управления создается совместным действием двух обмоток: управления и обратной связи. Следовательно, и напряженность постоянного магнитного поля, создаваемого этими обмотками

$$H_{\pm} = H_y \pm H_{oc}.$$

В усилителе без обратной связи напряженность постоянного магнитного поля определялась только  $H_y$ . Поэтому при анализе усилителя с обратной связью следует брать вместо  $H_y$   $H_{\pm} = H_y + H_{oc}$ . Принимая (как и в предыдущем параграфе)  $H_{cp} = H_{\pm}$ , можем записать

$$H_{\pm} = H_y / (1 \mp K_{oc}) \quad \text{или} \quad H_y = H_{\pm} (1 \mp K_{oc})$$

В результате уравнение переходного процесса будет теперь характеризоваться постоянной времени

$$T_y = T_{y0} / (1 \mp K_{oc}), \quad (23.4)$$

где  $T_{y0} = \frac{1}{4f} \frac{R \omega_y^2}{R_y \omega_p^2}$  — постоянная времени цепи управления усилителя без обратной связи.

Знак минус в уравнении (23.4) соответствует положительной обратной связи.

Добротность усилителя (отношение коэффициента усиления по мощности к постоянной времени) получаем из (23.3) и (23.4):

$$D = \frac{k_p}{T_y} = \frac{D_0}{1 \mp K_{oc}}, \quad (23.5)$$

где  $D_0$  — добротность усилителя без обратной связи, определяемая по уравнению (22.21).

Как видно из (23.5), наличие положительной обратной связи увеличивает и добротность магнитного усилителя.

После подстановки (22.21) в (23.3) получим

$$D = \frac{4\eta f}{1 \mp K_{oc}}, \quad (23.6)$$

где  $\eta = R_n / (R_n + R_p + R_b + R_{oc})$  — КПД;  $R_n$  — сопротивление нагрузки;  $R_p$  — сопротивление рабочей обмотки;  $R_b$  — сопротивление выпрямителя;  $R_{oc}$  — сопротивление обмотки обратной связи.

Для работы усилителя в оптимальном режиме обычно принимают  $K_{oc} = 0,96$ . Анализ выражения (23.6) показывает, что, вводя в усилитель положительную обратную связь и сохраняя значение коэффициента усиления по мощности, можно значительно снизить постоянную времени (например, при  $K_{oc} = 0,96$  в 25 раз), т. е. улучшить быстродействие усилителя. Достигается это за счет уменьшения числа витков (т. е. индуктивности) обмотки управления усилителя. Другим способом уменьшения постоянной времени является увеличение частоты питания  $f$ , что также следует из уравнения (23.6). Поэтому для магнитных усилителей используют источники питания повышенной частоты (400, 500, 1000 Гц). Для усилителей малой мощности постоянная времени может быть снижена до нескольких миллисекунд, а для большой мощности — до нескольких десятков миллисекунд.

В случае применения магнитного усилителя с выходным переменным током (без выпрямителя в цепи нагрузки) в уравнения (23.4)—(23.6) необходимо ввести коэффициент формы переменного тока  $k_\phi$ .

### § 23.4. Регулировка коэффициента обратной связи

Для регулировки коэффициента обратной связи используют два способа: изменение числа витков обмотки обратной связи и изменение тока в обмотке обратной связи. При использовании первого способа обмотку обратной связи выполняют с отводами, что позволяет ступенчато изменять  $K_{oc}$ . При втором способе обычно используют регулировочные резисторы, обеспечивающие плавное изменение  $K_{oc}$ . Регулировочный резистор в усилителе с обратной связью по току подключается параллельно обмотке обратной связи (рис. 23.2, а), а в усилителе с обратной связью по напряжению — последовательно этой обмотке (рис. 23.2, б).

В магнитных усилителях с обратной связью по току регулировочный резистор  $R_{рег}$  подключают параллельно не ко всей обмотке



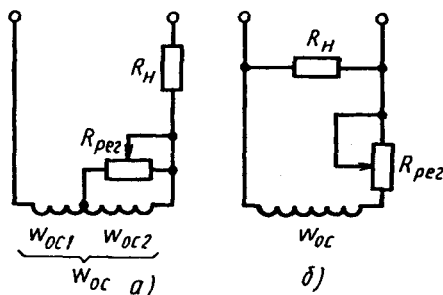


Рис. 23.2. Схемы регулировки коэффициента обратной связи

$\omega_{oc}$ , а только к части ее витков, составляющих примерно 10—20 % от общего числа витков  $\omega_{oc}$ , для чего делается специальный отвод. Делается это для того, чтобы не возростала значительно инерционность усилителя. Ведь образованный обмоткой и регулировочным резистором замкнутый контур замедляет изменение потока тем больше, чем больше его индуктивность.

Если регулировочный резистор подключен параллельно к части витков обмотки обратной связи  $\omega_{oc2}$  (рис. 23.2, а), то коэффициент обратной связи определяется по формуле

$$K_{oc} = \frac{\omega_{oc} - \omega_{oc2}}{\omega_{oc}} + \frac{\omega_{oc2}}{\omega_{oc}} \frac{R_{per}}{R_{oc2} + R_{per}}, \quad (23.7)$$

или  $K_{oc} = (\omega_{oc} / \omega_p) K_{per}$ , где  $K_{per} = R_{per} / (R_{oc2} + R_{per})$ .

Для обратной связи по напряжению (рис. 23.2, б) ток обратной связи

$$I_{oc} = \frac{U_H}{R_{oc} + R_H} = \frac{R_H}{R_{oc} + R_H} I_{cp},$$

тогда

$$K_{oc} = \frac{\omega_{oc} R_H}{\omega_p (R_{oc} + R_H)} = \frac{\omega_{oc} R_H}{\omega_p R_{oc}} K_{per}, \quad (23.8)$$

где  $K_{per} = R_{oc} / (R_{oc} + R_H)$ .

Следовательно, при любом виде обратной связи (по току или по напряжению) сопротивление регулировочного резистора учитывается введением в формулу для  $K_{oc}$  регулировочного коэффициента  $K_{per}$ , определяемого по (23.7) или (23.8).

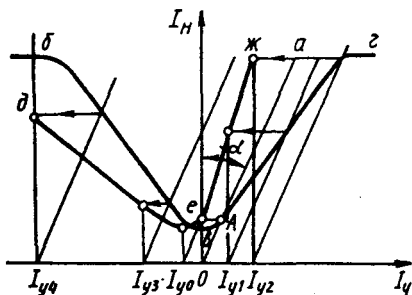


Рис. 23.4. Графическое построение статической характеристики магнитного усилителя с обратной связью

ристикой усилителя *бвг* определяет новое значение тока холостого хода. Сносим это значение на ось ординат (точка *е*). Затем проводим еще несколько прямых, параллельных *Оа*, и находим точки их пересечения с кривой *бвг*. Из точек пересечения этих прямых с осью абсцисс восставляем перпендикуляры, на которые сносим точки пересечения характеристики обратной связи с характеристикой усилителя без обратной связи.

Из построения видно, что ток  $I_{y1} < I_{y2}$ , т. е. для получения одного и того же тока нагрузки  $I_n$  в магнитном усилителе с обратной связью требуется меньший ток в управляющей обмотке, чем в усилителе без обратной связи.

Построенная таким образом характеристика усилителя с обратной связью обозначена *деж*. Анализируя вид этой кривой, приходим к заключению, что характеристика магнитного усилителя получается несимметричной: в правой части ее крутизна больше, чем у усилителя без обратной связи, а в левой части — меньше. Ветвь *еж* соответствует положительной обратной связи, а ветвь *де* — отрицательной обратной связи.

Построение на рис. 23.4 выполнено для значения  $K_{oc} < 1$ . Сравнение характеристик магнитного усилителя с обратной связью и без обратной связи показывает, что с увеличением  $K_{oc}$  ток холостого хода в нагрузке возрастает. Для уменьшения тока холостого хода в усилителе с положительной обратной связью применяют обмотку смещения  $\omega_{см}$ , охватывающую, подобно обмоткам управления и обратной связи, оба сердечника (рис. 23.5, *а*). Эта обмотка питается постоянным током и обеспечивает постоянное подмагничивание сердечников. Благодаря такому подмагничиванию характеристика усилителя смещается влево или вправо параллельно самой себе (рис. 23.5, *б*).

Иногда с помощью обмотки смещения начальную рабочую точку смещают на середину линейного участка (рис. 23.5, *в*). Такой усилитель можно назвать поляризованным: при положительных значениях  $I_y$  ток нагрузки линейно возрастает, при отрицательных — уменьшается.

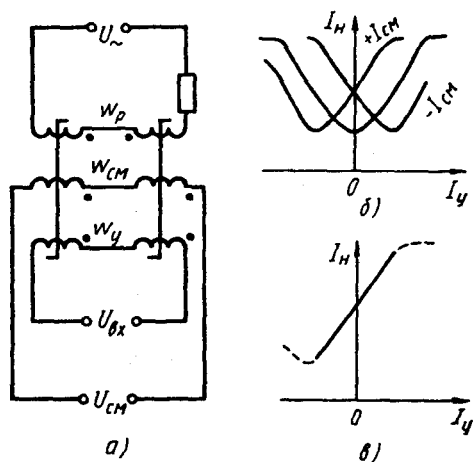


Рис. 23.5. Магнитный усилитель с обмоткой смещения

### § 23.7. Магнитные усилители с внутренней обратной связью

В рассмотренных выше магнитных усилителях со специальной обмоткой обратной связи положительная обратная связь проявлялась в том, что в сердечниках магнитного усилителя кроме постоянного подмагничивания от тока управления создавалось еще одно постоянное магнитное поле, пропорциональное току (или напряжению) нагрузки. Такой же эффект достигается и в усилителях с внутренней обратной связью — постоянное магнитное поле создается за счет постоянной составляющей тока нагрузки, протекающей по рабочим обмоткам усилителя. Следовательно, нет необходимости в специальных обмотках обратной связи. Усилители с внутренней обратной связью называют еще усилителями с самоподмагничиванием. Рассмотрим работу простейшей схемы (рис. 23.6, а), которая лежит в основе всех схем усилителей с внутренней обратной связью. На сердечнике расположены две обмотки: управления  $w_y$  и рабочая  $w_p$ . Для ограничения переменного тока в цепи обмотки управления, трансформируемого (наводимого) из цепи рабочей обмотки, служит индуктивность  $L_y$ . Напомним, что индуктивное сопротивление  $X_L = \omega L$  пропорционально частоте, поэтому на значение постоянного тока  $I_y$  индуктивность  $L_y$  практически не влияет. Последовательно с нагрузкой  $R_n$  в цепь рабочей обмотки включен выпрямительный диод  $D$ . Поэтому под действием переменного синусоидального

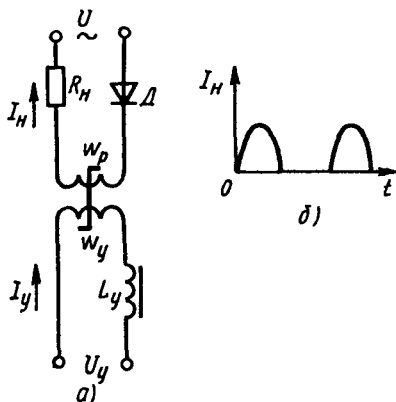


Рис. 23.6. Простейшая схема магнитного усилителя с внутренней обратной связью

напряжения  $U$  по рабочей обмотке и в нагрузке проходит однопериодный выпрямленный ток (рис. 23.6, б). Этот ток можно представить в виде суммы постоянной и переменной составляющих. Постоянная составляющая тока нагрузки  $I_H$  создает в сердечнике постоянное магнитное поле, т. е. возникает эффект, аналогичный действию обмотки обратной связи в усилителе с внешней обратной связью. Функции обмотки обратной связи в схеме (рис. 23.6, а) выполняет рабочая обмотка, а коэффициент обратной связи в этом случае

$K_{ос} = 1$ . Данная схема для магнитных усилителей практически почти не применяется, она служит лишь для иллюстрации принципа действия внутренней обратной связи.

Основные схемы магнитных усилителей с внутренней обратной связью показаны на рис. 23.7. Для нагрузки переменного тока используется схема (рис. 23.7, а) с обмотками управления, расположенными на двух сердечниках и включенными так, что переменные составляющие ЭДС, трансформируемые из рабочей обмотки, взаимно уничтожаются. Обратите внимание на точки: они показывают, что обмотки управления включены согласно, а рабочие обмотки — встречно. В один из полупериодов питающего напряжения ток в на-

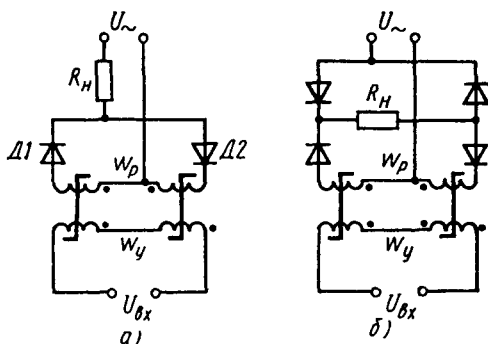


Рис. 23.7. Основные схемы магнитных усилителей с обратной связью

грузку идет через диод  $D1$ , а в другой — через диод  $D2$ . Если из схемы исключить эти диоды, то получится обычный магнитный усилитель с параллельным соединением рабочих обмоток без обратной связи (постоянная составляющая в токе рабочих обмоток будет отсутствовать).

Для нагрузки постоянного тока используется схема (рис. 23.7, б) с выпрямительным мостом. Через каждую из рабочих обмоток попеременно проходит однополупериодный выпрямленный ток, соответствующий току нагрузки. А через нагрузку  $R_n$  проходит двухполупериодный выпрямленный ток.

Для ступенчатой регулировки коэффициента обратной связи используют рабочие обмотки, состоящие из нескольких частей, которые могут быть включены встречно или согласно. Для плавной регулировки  $K_{oc}$  применяют регулировочный резистор, шунтирующий диоды. Например, в схеме по рис. 23.7, а при сопротивлении, шунтирующем диоды, равном нулю, будем иметь  $K_{oc} = 0$ , т. е. обратная связь отсутствует. При отсутствии шунтирующих резисторов (т. е. шунтирующее сопротивление равно бесконечности)  $K_{oc} = 1$ .

Вид статических характеристик усилителей с внешней и внутренней обратной связью практически одинаков. То же можно сказать и о значениях коэффициента усиления. Похожи и их динамические свойства, если при этом учесть, что число витков рабочей обмотки усилителя с внутренней обратной связью должно быть в два раза больше числа витков рабочей обмотки усилителя с внешней обратной связью при прочих равных условиях. Однако потери в рабочей цепи усилителя с самоподмагничиванием меньше, чем с внешней обратной связью, поскольку в каждый полупериод питающего напряжения ток проходит лишь по одной из рабочих обмоток. Следовательно, магнитный усилитель с внутренней обратной связью имеет больший КПД и коэффициент усиления по мощности, что приводит к увеличению добротности. При одинаковых размерах сердечников усилитель с внутренней обратной связью имеет выходную мощность почти в полтора раза больше, чем усилитель с внешней обратной связью. Кроме этих достоинств усилители с внутренней обратной связью имеют меньшее число обмоток, а в некоторых случаях и меньшее число диодов (вентилей). Поэтому в настоящее время преимущественное применение (особенно в мощных усилителях) получила внутренняя обратная связь. Внешнюю обратную связь применяют в тех маломощных усилителях, где главным требованием является стабильность работы. Сюда относятся, например, магнитные усилители, применяемые в измерительной и вычислительной технике.

Следует отметить, что для создания высококачественных и стабильных магнитных усилителей с самонасыщением требуются не только высококачественные материалы для сердечников, но и высококачественные выпрямители, имеющие прежде всего высокое обратное сопротивление.

### Контрольные вопросы

1. Зачем в магнитных усилителях используется обратная связь?
2. В чем разница между внешней и внутренней обратной связью?
3. Как регулируется коэффициент обратной связи?

## Глава 24

### РЕВЕРСИВНЫЕ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

#### § 24.1. Статическая характеристика реверсивного (двухтактного) магнитного усилителя

Реверсивные магнитные усилители отличаются тем, что при изменении полярности входного сигнала (тока управления) изменяется полярность выходного сигнала (тока нагрузки). Реверсивные магнитные усилители могут питать нагрузку постоянного или переменного тока. В последнем случае в зависимости от полярности тока управления изменяется на  $180^\circ$  фаза выходного напряжения. Статическая характеристика реверсивного магнитного усилителя показана на рис. 24.1. Она представляет собой симметричную кривую, проходящую через начало координат. Таким образом, при отсутствии управляющего сигнала ( $I_y = 0$ ) ток в нагрузке  $I_n$  также равен нулю. Напомним, что в нереверсивных (однотактных) магнитных усилителях при  $I_y = 0$  через нагрузку проходит ток холостого хода  $I_{n0}$ , для уменьшения которого используют, например, смещение.

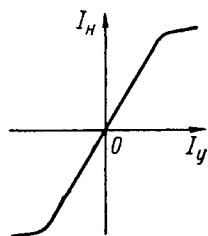


Рис. 24.1. Статическая характеристика реверсивного магнитного усилителя

Соответствующую статическую характеристику реверсивного магнитного усилителя можно получить, если соединить два одинаковых

нереверсивных усилителя таким образом, чтобы они действовали на общую нагрузку встречно при общем управляющем сигнале. На рис. 24.2 показаны две характеристики (1 и 2) однотактных магнитных усилителей со смещением и без обратной связи. При встречном включении таких усилителей их результирующая статическая характеристика получается графически сложением кривых 1 и 2. Для того чтобы ток нагрузки при  $I_y = 0$  был равен нулю, необходима идентичность характеристик магнитных усилителей, составляющих реверсивный магнитный усилитель. Однотактные магнитные усилители, на основе которых выполняется реверсивный магнитный усилитель, могут быть включены по дифференциальной или мостовой схеме. Напомним, что аналогичным способом обеспечивалась реверсивная характеристика в различных преобразователях, рассмотренных в разделе II. Различают реверсивные магнитные усилители с выходным постоянным и переменным током, с обратными связями и без них. Так как реверсивный магнитный усилитель состоит из двух однотактных усилителей, то он имеет четыре сердечника, но разработаны схемы и с уменьшенным числом сердечников.

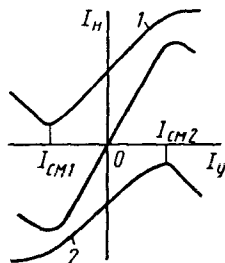


Рис. 24.2. Построение статической характеристики реверсивного магнитного усилителя

## § 24.2. Усилители с выходным переменным током

Дифференциальная схема реверсивного магнитного усилителя без обратной связи показана на рис. 24.3. Два одинаковых однотактных усилителя  $MУ1$  и  $MУ2$  с последовательно соединенными рабочими обмотками питаются от вторичной обмотки дифференциального трансформатора  $Tr$ . Нагрузка  $Z_n$  включена между средними точками вторичной обмотки трансформатора  $Tr$  и рабочих обмоток усилителей  $MУ1$  и  $MУ2$ . Применяя принцип наложения, можно рассматривать ток через нагрузку как разность двух токов:  $I_1$  и  $I_2$ . При отсутствии входного сигнала ( $I_y = 0$ ) токи  $I_1$  и  $I_2$  должны быть равны. Они определяются смещением, т. е. начальным подмагничиванием за счет постоянного тока, протекающего по обмоткам смещения  $\omega_{см}$ . Для балансировки (установки нуля) реверсивного усилителя при  $I_y = 0$  служит регулировочный резистор  $R_{рег}$ . Дело в том, что изготовить два однотактных магнитных усилителя с абсолютно одинаковыми характеристиками практически невозможно, поэтому путем

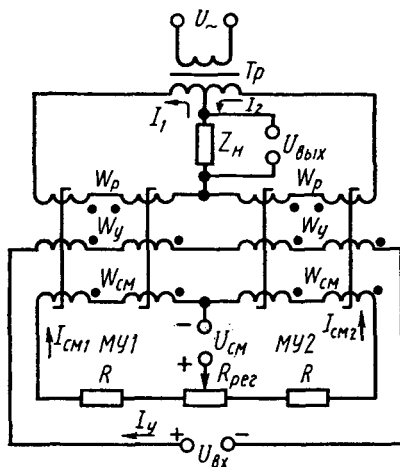


Рис. 24.3. Дифференциальная реверсивная схема магнитного усилителя

регулировки смещения обеспечивают равенство токов  $I_1$  и  $I_2$  при  $I_y = 0$ . Обычно не удается добиться одновременно равенства и амплитуды и фаз этих токов, поэтому даже при  $I_y = 0$  по нагрузке проходит ток небаланса ( $I_H \neq 0$ ).

Обмотки смещения и управления одноконтурных усилителей МУ1 и МУ2 включены таким образом, что при подаче управляющего сигнала  $I_y$  в одном усилителе напряженности поля управления и смещения складываются, а в другом — вычитаются. В итоге ток  $I_1$  одного усилителя возрастает, а ток  $I_2$  другого усилителя уменьшается и в нагрузке появляется ток  $I_H = I_1 - I_2$ . При перемене полярности тока управления магнитные усилители как бы меняются местами:  $I_1$  уменьшается, а  $I_2$  возрастает. В итоге фаза выходного тока  $I_H = I_1 - I_2$  изменяется на  $180^\circ$ . Следует обратить внимание на то, что, поскольку речь идет о переменных токах, ток нагрузки фактически представляет собой не алгебраическую, а геометрическую (векторную) разность.

Заметим, что короткозамкнутый контур, создаваемый обмотками смещения (как и любой другой обмоткой), увеличивает инерционность усилителя, т. е. затягивает продолжительность переходного процесса. Для того чтобы уменьшить это вредное влияние, сопротивление контура увеличивают за счет дополнительных постоянных сопротивлений  $R$ .

Существенным недостатком дифференциальной схемы реверсивного усилителя по рис. 24.3 является наличие трансформатора



Тр. От этого недостатка свободна мостовая схема реверсивного усилителя.

Данная схема также содержит четыре сердечника, причем обмотки управления и смещения выполняются так же, как и в дифференциальной схеме, а рабочие обмотки  $w_p$  соединяются в схему моста, как показано на рис. 24.4. В одну диагональ моста (между точками  $a$  и  $b$ ) подводится напряжение источника питания  $U$ , а в другую диагональ моста (между точками  $c$  и  $z$ ) включается нагрузка  $Z_n$ . При отсутствии тока управления ( $I_y = 0$ ) индуктивные сопротивления всех рабочих обмоток  $w_p$  одинаковы и мост уравновешен, т. е. ток в цепи нагрузки отсутствует ( $I_n = 0$ ). Так же как и в дифференциальной схеме, при подаче управляющего сигнала ( $I_y \neq 0$ ) подмагничивающее поле обмоток управления складывается с полем обмоток смещения в одной паре сердечников, а в другой паре — вычитается из него. Таким образом, индуктивное сопротивление одной пары рабочих обмоток, включенных в противоположные плечи моста, уменьшается, а индуктивные сопротивления другой пары рабочих обмоток соответственно в других противоположных плечах моста увеличиваются. В результате баланс моста нарушается и через нагрузку  $Z_n$  протекает ток. Направление тока нагрузки определяется полярностью тока управления, т. е. при изменении полярности сигнала фаза тока нагрузки меняется на  $180^\circ$ . Поэтому статическая характеристика мостовой схемы, так же как и дифференциальной, имеет вид, показанной на рис. 24.1.

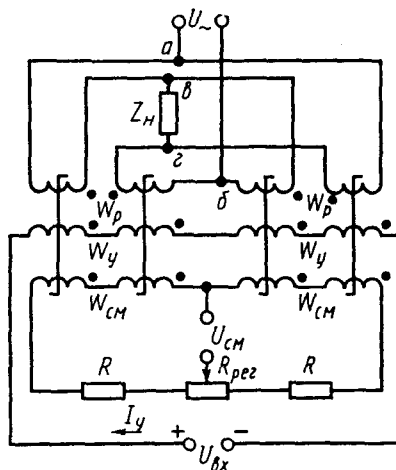


Рис. 24.4. Мостовая реверсивная схема магнитного усилителя

Не требуется отдельного трансформатора и в так называемой трансформаторной схеме реверсивного магнитного усилителя. Эта схема работает аналогично дифференциальной, но отличается удвоенным количеством рабочих обмоток. Половина этих обмоток выполняет функции первичных обмоток трансформатора и включается на напряжение питания  $U$ . Другая половина этих обмоток выполняет функции вторичных обмоток трансформатора и питает нагрузку. Таким образом, сердечники магнитного усилителя одновременно являются и сердечниками трансформатора.

Сопоставление дифференциальной, мостовой и трансформаторной схем показывает, что с точки зрения коэффициента усиления и отдаваемой мощности они примерно одинаковы. Но наиболее простой является мостовая схема, которая и находит наибольшее применение. Однако применять ее можно лишь тогда, когда напряжение питания на 20—30 % превышает требуемое максимальное напряжение на нагрузке. В других случаях применяют трансформаторную или дифференциальную схему реверсивного магнитного усилителя.

### § 24.3. Реверсивные магнитные усилители с выходным постоянным током

В реверсивном магнитном усилителе с выходным постоянным током при изменении полярности входного сигнала ток в нагрузке меняет направление на обратное. Такие усилители выполняются по дифференциальной схеме, т. е. ток в нагрузке представляет собой разность двух выпрямленных токов. Реверсивный усилитель выполняется в виде двух однотактных (нереверсивных) усилителей с выпрямителями в цепях рабочих обмоток. На рис. 24.5 приведена одна из возможных схем реверсивного усилителя с выходным постоянным током. Рассмотрим отдельно цепь постоянного тока (рис. 24.6, *a*). Для того чтобы токи каждого из однотактных усилителей  $I_1$  и  $I_2$  протекали через нагрузку  $R_n$  во встречных направлениях, диодные выпрямительные мосты должны быть соединены последовательно. Однако при таком соединении образуется шунтирующая цепь, через которую может проходить ток, минуя нагрузку. Через нагрузку проходит только часть тока рабочих обмоток, определяемая соотношением сопротивлений нагрузки и диодного моста. Это существенно снижает максимальную мощность в нагрузке. Для увеличения тока в нагрузке последовательно с выпрямительными мостами включаются балластные сопротивления  $R_b$ . На рис. 24.6, *б* показаны зависимости

$I_H = f(I_Y)$  при наличии балластных сопротивлений ( $R_\delta \neq 0$ ) и без них ( $R_\delta = 0$ ). При  $R_\delta = 0$  возрастает максимальный ток в нагрузке, но нарастание функции  $I_H = f(I_Y)$  происходит не так быстро, как при

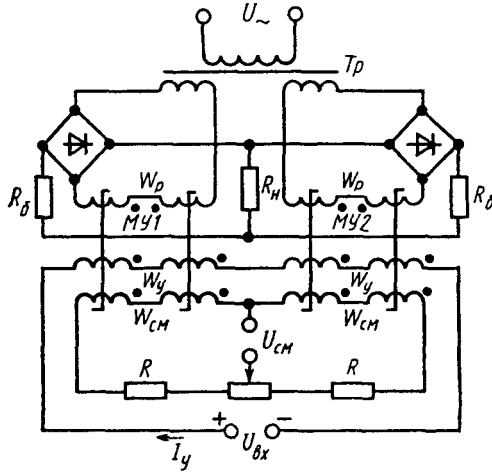


Рис. 24.5. Реверсивный магнитный усилитель с выходным постоянным током

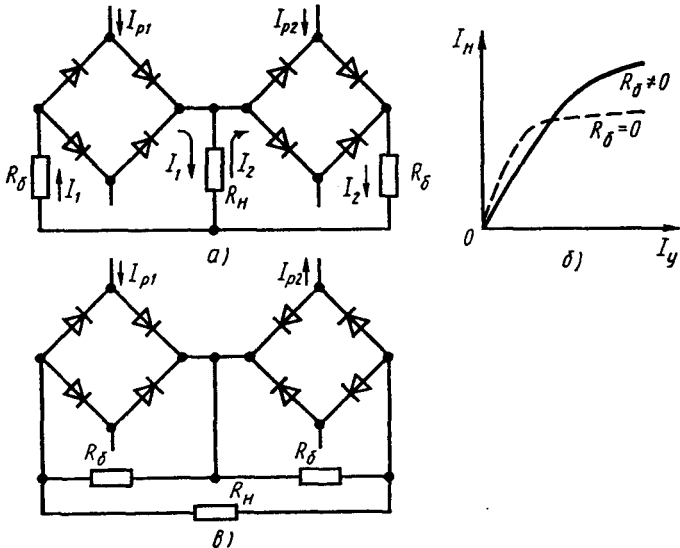


Рис. 24.6. Цепь нагрузки реверсивного магнитного усилителя

$R_6 = 0$ . Таким образом, если необходимо иметь усилитель с высоким коэффициентом усиления при малых сигналах управления и с ограничением величины выходного сигнала (например, при использовании в качестве нагрузки измерительного прибора), то используется схема без балластных сопротивлений. Если же требуется получить максимальную мощность на выходе и линейную характеристику в широком диапазоне входных сигналов, то необходимо использовать балластные сопротивления. При соединении балластных сопротивлений по схеме (рис. 24.6, в) к нагрузке прикладывается разность выпрямленных напряжений однотактных усилителей.

Для получения максимальной мощности в нагрузке необходимы определенные соотношения между сопротивлениями  $R_n$ ,  $R_6$  и полным сопротивлением  $z_k$  рабочих обмоток при максимальном подмагничивании. Для схемы по рис. 24.6, а

$$R_n = z_k/2, \quad R_6 = \sqrt{2}R_n.$$

Для схемы по рис. 24.6, в

$$R_n = 2z_k, \quad R_6 = R_n/\sqrt{2}.$$

Важно отметить что даже при таком оптимальном соотношении между сопротивлениями КПД реверсивного магнитного усилителя с выходным постоянным током не превышает 17 %. Это означает, что мощность каждого из однотактных усилителей, входящих в состав реверсивного усилителя, должна быть по крайней мере в шесть раз больше требуемой мощности в нагрузке. Из-за этого недостатка схемы (рис. 24.5 и 24.6) применяют лишь для маломощных усилителей.

Для более мощных усилителей используются схемы, в которых предусмотрены меры по увеличению КПД. Один из возможных способов — замена балластных сопротивлений полупроводниковыми триодами (рис. 24.7).

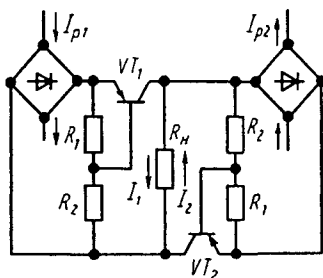


Рис. 24.7. Цепь нагрузки реверсивного магнитного усилителя с повышенным КПД

Управляющее напряжение, подаваемое на базу транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$  с делителя напряжения  $R_1$  и  $R_2$ , пропорционально выходному напряжению соответствующего однотактного усилителя и при его увеличении открывает соответствующий триод. Ток в нагрузке при замене балластных сопротивлений транзисторами увеличивается почти в 2,5 раза, а выходная мощность — почти в 6 раз.

### § 24.4. Обратная связь в реверсивных магнитных усилителях

Обратная связь в реверсивных магнитных усилителях может быть внешней и внутренней.

При внешней обратной связи ее обмотки могут быть выполнены отдельно для каждого из однотактных усилителей, входящих в реверсивную схему. Такая схема показана на рис. 24.8, а для дифференциального усилителя с выходным переменным током. Обмотка обратной связи может включаться и последовательно с нагрузкой через выпрямитель (рис. 24.8, б), т. е. быть общей для обоих входящих в схему однотактных усилителей.

Аналогичные схемы включения обмоток обратной связи могут быть использованы и для реверсивных магнитных усилителей с выходным постоянным током. Теоретически реверсивные усилители с отдельными обмотками обратной связи могут работать без обмоток

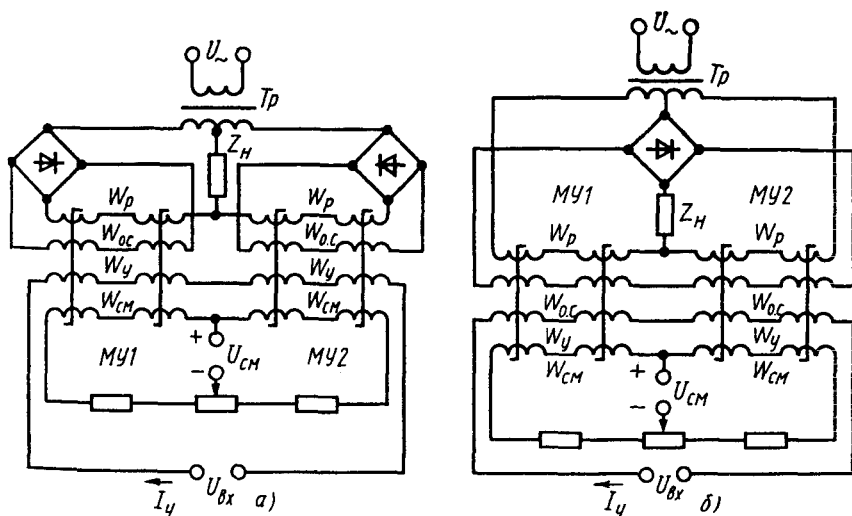


Рис. 24.8. Реверсивные магнитные усилители с внешней обратной связью

смещения, поскольку необходимое начальное смещение создается за счет прохождения по обмоткам обратной связи тока холостого хода. На практике обычно используют небольшую обмотку смещения, с помощью которой может быть выбран необходимый режим для каждого однотактного усилителя и точно установлен нулевой выходной сигнал при  $I_y = 0$ .

Следует также отметить, что включение общей обмотки обратной связи для реверсивных магнитных усилителей с выходным постоянным током еще более снижает и без того низкий КПД, однако повышает стабильность нуля.

В системах автоматики, как уже отмечалось, усилители обычно используются для питания исполнительных электродвигателей. Наибольшей простотой и надежностью характеризуются двухфазные асинхронные электродвигатели, скорость которых регулируется за счет изменения напряжения на управляющей обмотке. Для управления такими двигателями и используются реверсивные магнитные усилители с обратными связями. На рис. 24.9 показана дифференциальная схема реверсивного магнитного усилителя с внутренней обратной связью. Для балансировки схемы (настройки нуля и вида выходной характеристики) используются обмотки смещения, питаемые через регулировочный резистор  $R_{рег}$ .

Ток нагрузки в сопротивлении  $Z_n$  равен разности токов двух однотактных усилителей  $MУ1$  и  $MУ2$ :  $i_n = i_1 - i_2$ .

Внутренняя обратная связь обеспечивается в каждом из этих однотактных усилителей за счет постоянной составляющей токов  $i_1$  и  $i_2$ , выпрямленных с помощью диодов. При этом постоянная состав-

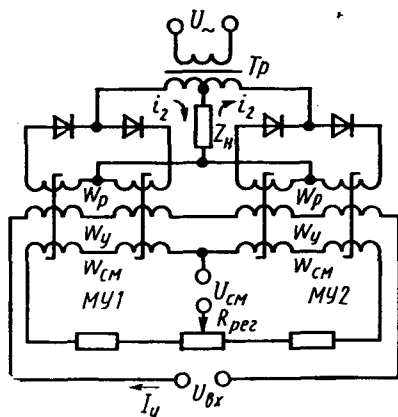


Рис. 24.9. Реверсивный магнитный усилитель с внутренней обратной связью

ляющая протекает лишь по рабочим обмоткам, а в нагрузку поступает близкий к синусоидальному ток  $i_n = i_1 - i_2$ . При наличии управляющего тока  $I_y = 0$  определенной полярности действующее значение тока  $I_1$  возрастает, а  $I_2$  — уменьшается (поскольку в данном случае подмагничивание сердечников  $MУ1$  возрастает, а в  $MУ2$  — уменьшается). При изменении полярности сигнала управления картина меняется:  $I_1$  уменьшается, а  $I_2$  увеличивается. Фаза переменного тока в нагрузке при этом изменяется на  $180^\circ$ .

Рассмотрим влияние смещения на вид статической характеристики реверсивного магнитного усилителя. На рис. 24.10 показано построение статической характеристики реверсивного магнитного усилителя при разных значениях смещения. Построение выполняется графическим сложением двух статических характеристик однотактных магнитных усилителей  $MУ1$  и  $MУ2$ , включенных дифференциально (настречу друг другу).

Характеристики на рис. 24.10, а соответствуют отсутствию смещения. Значения токов  $I_1$  и  $I_2$  на выходе каждого из однотактных усилителей при  $I_y = 0$  близки к максимальным значениям, что вызывает дополнительный нагрев усилителя. Кроме того, результирующая характеристика  $I_n = f(I_y)$  имеет очень пологий начальный участок, т. е. усилитель будет нечувствительным при малых сигналах управления. Для устранения этих недостатков и необходимо применять смещение (начальное подмагничивание сердечников). Направление тока смещения выбирают таким, чтобы уменьшились значения токов  $I_1$  и  $I_2$  при  $I_y = 0$ . Характеристика  $I_1 = f(I_y)$  при этом смещается вправо, а характеристика  $I_2 = f(I_y)$  — влево.

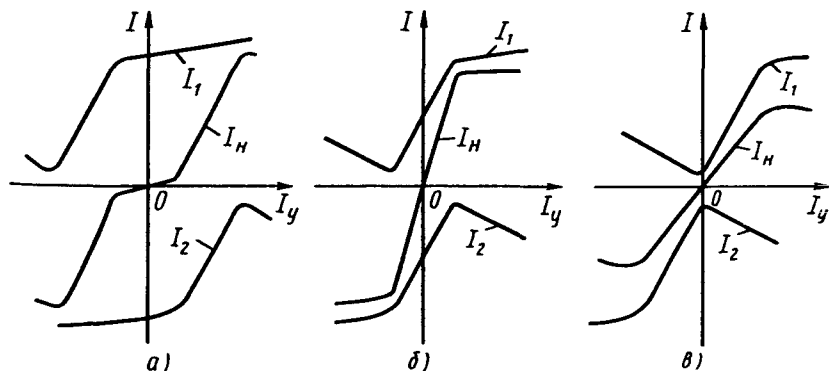


Рис. 24.10. Влияние смещения на вид статической характеристики реверсивного магнитного усилителя

Обычно величину смещения выбирают в зависимости от назначения усилителя, обеспечивая его работу в одном из двух режимов: режим класса А или режим класса В. Если начальное (при  $I_y = 0$ ) состояние каждого из однотактных усилителей соответствует точке на середине линейного (рабочего) участка его характеристики (рис. 24.10, б), то считается, что усилитель работает в режиме класса А. Следовательно, в режиме класса А смещение выбирается таким, чтобы токи  $I_1$  и  $I_2$  при  $I_y = 0$  были равны примерно половине своего максимального значения. В этом режиме достигается наибольший коэффициент усиления.

В режиме класса В смещение (начальное подмагничивание) увеличивается таким образом, чтобы токи  $I_1$  и  $I_2$  при  $I_y = 0$  имели минимальное значение (рис. 24.10, в). В этом режиме обеспечиваются минимальные потери (а значит, и высокий КПД) при малых сигналах управления. При кратковременной работе усилителя режим класса В позволяет уменьшить сечение провода рабочих обмоток.

Можно построить реверсивный магнитный усилитель с внутренней обратной связью и по мостовой схеме, однако схема будет более сложной, чем дифференциальная, поскольку потребуется удвоенное число выпрямителей.

## § 24.5. Основы расчета магнитных усилителей

Одним из основных вопросов при расчете магнитного усилителя является определение его габаритов. Габариты всего усилителя и его сердечников определяются значениями мощности нагрузки, коэффициента усиления, допустимого нагрева и магнитным режимом сердечников.

Если выбрать провода с высокотемпературной изоляцией или принять меры к интенсивному охлаждению усилителя (например, за счет обдува или радиаторов), то габариты усилителя можно существенно уменьшить. Точно так же можно уменьшить габариты сердечников за счет применения высококачественных магнитных материалов с большой индукцией и малыми потерями. Естественно, в этих случаях снижение габаритов будет оплачено повышением стоимости усилителя, изготовленного из более дорогих материалов.

При проектном расчете стремятся к оптимальному решению под которым понимается достижение минимальных габаритов, минимального веса или минимальной стоимости при заданной выходной мощности и коэффициенте усиления.



Мы рассмотрим последовательность расчета, основанного на определенной зависимости объема сердечников от мощности нагрузки и магнитного режима сердечников. Эта зависимость остается неизменной при различных способах создания подмагничивающего поля. Поэтому полученные упрощенные соотношения будут справедливы для расчета различных схем магнитных усилителей: однотактных и двухтактных, без обратной связи и с обратной связью (как внешней, так и внутренней).

Объем стали одного сердечника усилителя может быть определен по формуле

$$V_c = \frac{10^8 P}{2\pi f H_{\text{МК}} \sqrt{B_{\text{М0}}^2 - B_{\text{МК}}^2}}, \quad (24.1)$$

где  $P$  — выходная мощность усилителя;  $f$  — частота питания;  $H_{\text{МК}}$  — напряженность поля при максимальном подмагничивании;  $B_{\text{МК}}$  — индукция в сердечнике при максимальном подмагничивании;  $B_{\text{М0}}$  — то же без подмагничивания.

Величины  $H_{\text{МК}}$ ,  $B_{\text{МК}}$ ,  $B_{\text{М0}}$  определяются выбранным материалом сердечников. Для различных материалов рассчитаны кривые зависимости минимального удельного объема  $V_c / P$  от напряженности постоянного магнитного поля при максимальном подмагничивании  $H_{\text{=}}$  (рис. 24.11).

Сердечники выполняются из листового материала, толщина которого  $\Delta$  (мм) определяется частотой питания  $f$ :  $\Delta = a / \sqrt{f}$ , где  $a$  — постоянный коэффициент зависит от материала сердечника. Мень-

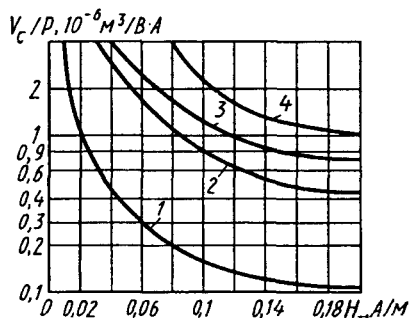


Рис. 24.11. Зависимости минимального удельного объема сердечника от максимального подмагничивания для разных материалов и значений кратности тока в нагрузке  $K$  (1 — пермаллой 65НП,  $\Delta = 0,05$  мм,  $f = 500$  Гц,  $K = 10$ ; 2 — то же, но  $f = 50$  Гц; 3 — сталь Э320,  $\Delta = 0,35$  мм,  $f = 50$  Гц,  $K = 10$ ; 4 — то же, но  $K = 50$ )

шие значения  $a$  (0,7—1,9) берутся для пермаллоев, большие (3—3,5) — для холоднокатаной электротехнической стали. Обычно пермаллои применяют в усилителях малой мощности (несколько ватт).

После определения минимального удельного объема эту величину умножают на мощность нагрузки и определяют требуемый объем стали  $V_c$ . Затем выбирают подходящий сердечник (обычно тороидальный или Ш-образный) и определяют толщину набора  $h$ .

Для тороидального сердечника

$$h = \frac{2V_c}{(D-d)l_c k_{zc}}, \quad (24.2)$$

где  $D$  — внешний диаметр тороида;  $d$  — внутренний диаметр тороида;  $l_c$  — длина среднего магнитного пути в сердечнике;  $k_{zc}$  — коэффициент заполнения сталью.

Для Ш-образного сердечника

$$h = \frac{V_c}{bl_c k_{zc}}, \quad (24.3)$$

где  $b$  — ширина среднего стержня.

В этих формулах имеется в виду использование сдвоенных сердечников с общей обмоткой управления.

Объем меди усилителя без обратной связи определяется размерами пластин сердечника и толщиной набора. При определении объема меди следует учитывать коэффициент заполнения окна сердечника медью, зависящей от толщины изоляции и способа намотки. Зная объем стали и объем меди усилителя, можно определить его габариты и вес.

Расчет основных характеристик усилителя выполняется по расчетным формулам, приведенным в предыдущих главах и параграфах.

### Контрольные вопросы

1. Зачем нужна обмотка смещения?
2. Какой вид имеет статическая характеристика реверсивного магнитного усилителя?
3. Какой порядок расчета магнитного усилителя?

## Глава 25 МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

### § 25.1. Многокаскадный магнитный усилитель

Для получения больших коэффициентов усиления используется последовательное соединение нескольких магнитных усилителей. В этом случае выходной сигнал предыдущего усилителя является входным сигналом последующего. Такое соединение усилителей называют каскадным, а каждый из усилителей — каскадом. Электромагнитное устройство в целом называют многокаскадным магнитным усилителем. Общий коэффициент усиления многокаскадного магнитного усилителя равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов. Число отдельных каскадов в магнитном усилителе может достигать 5—6. При этом инерционность многокаскадного усилителя определяется постоянной времени, представляющей собой сумму постоянных времени отдельных каскадов. Поэтому многокаскадные усилители находят применение и в тех случаях, когда необходимо уменьшить инерционность усилителя при заданном коэффициенте усиления.

Рассмотрим схему двухкаскадного реверсивного усилителя с выходным переменным током (рис. 25.1). Схема каждого из каскадов (*МУ1* и *МУ2*) аналогична рассмотренной в гл. 24 дифференциальной схеме реверсивного усилителя. Такой усилитель может использоваться для управления исполнительным двухфазным асинхронным электродвигателем.

На выходе первого каскада (*МУ1*) включены мостовые выпрямители *B1* и *B2*, предназначенные для питания обмоток управления второго каскада (*МУ2*). Нагрузка  $Z_n$  переменного тока включена на выходе

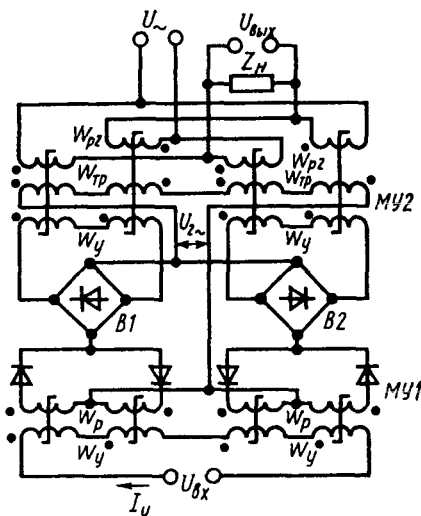


Рис. 25.1. Двухкаскадный магнитный усилитель

второго каскада. Напряжение питания первого каскада  $U_{2-}$  — снижается со специальных трансформаторных обмоток  $\omega_{\text{тр}}$ , намотанных на сердечниках МУ2 таким образом, что наводимые в них из рабочих обмоток  $\omega_{\text{р2}}$  ЭДС складываются. Поэтому напряжение  $U_{2-}$  не зависит от изменяющихся напряжений на отдельных обмотках  $\omega_{\text{у}}$ . Это напряжение остается пропорциональным напряжению питания сети  $U_{1-}$ . Следовательно, в данной схеме не нужен отдельный трансформатор питания.

В основном инерционность многокаскадного усилителя определяется инерционностью первого каскада. Поэтому первый каскад обычно выполняют с небольшим коэффициентом усиления и малой постоянной времени. А необходимый общий коэффициент усиления стремятся получать за счет следующих каскадов. В итоге инерционность, например, двухкаскадного усилителя будет меньше, чем инерционность однокаскадного усилителя одинаковой мощности с тем же коэффициентом усиления.

**Пример 25.1.** Определить постоянную времени однокаскадного магнитного усилителя с положительной обратной связью при  $k_p = 3,6 \cdot 10^3$ ;  $K_{\text{ос}} = 0,97$ ;  $f = 50$  Гц.

Определить постоянную времени двухкаскадного усилителя, работающего на той же частоте и с таким же коэффициентом обратной связи, но с коэффициентами усиления первого каскада  $k_{p1} = 60$  и второго каскада  $k_{p2} = 60$ , обеспечивающими общий коэффициент усиления  $k_{p1}k_{p2} = 60 \cdot 60 = 3,6 \cdot 10^3$ . Сравнить эти постоянные времени, полагая для простоты КПД  $\eta = 1$ .

Из (23.6) получим выражение для постоянной времени при положительной обратной связи

$$T_{\text{ос}} = \frac{k_p(1 - K_{\text{ос}})}{4f\eta}.$$

Постоянная времени однокаскадного усилителя

$$T_1 = 3600(1 - 0,97)/(4 \cdot 50) = 0,54 \text{ с.}$$

Постоянную времени двухкаскадного усилителя определяем как сумму постоянных времени каждого каскада:

$$T_2 = 60(1 - 0,97)/(4 \cdot 50) + 60(1 - 0,97)/(4 \cdot 50) = 0,009 + 0,009 = 0,018 \text{ с;}$$

$$T_1 / T_2 = 0,54 / 0,018 = 30.$$

Как видно из данного примера, инерционность двухкаскадного усилителя при том же усилении уменьшается в 30 раз. Для уменьшения инерционности используют питание первых каскадов повы-

щенной частотой и лишь последний (выходной) каскад питают напряжением той частоты, на которую рассчитана нагрузка.

## § 25.2. Быстродействующие магнитные усилители

К быстродействующим относятся магнитные усилители, постоянная времени которых меньше длительности периода переменного питающего напряжения. Если в обычных усилителях на инерционность оказывает основное влияние цепь управления, то в быстродействующих усилителях необходимо учитывать запаздывание и в рабочей цепи. Высокое быстродействие в магнитных усилителях (в одном каскаде) может быть обеспечено лишь при использовании высококачественных материалов для сердечников. К таким материалам относятся железоникелевые сплавы (пермаллой), основные достоинства которых — близкая к прямоугольной петля гистерезиса, высокая магнитная проницаемость в слабых полях и малое значение коэрцитивной силы.

Для упрощенного анализа работы быстродействующего магнитного усилителя воспользуемся теорией идеализированного магнитного усилителя, т. е. пренебрежем шириной петли гистерезиса магнитного материала сердечника. Представим эту кривую графически в виде ломаной линии, состоящей из трех отрезков (рис. 25.2, а). Вертикальный участок этого графика соответствует магнитной проницаемости, стремящейся к бесконечности, а на горизонтальных участках магнитная проницаемость стремится к нулю. Это означает, что в режиме работы сердечника на вертикальном участке индуктивное сопротивление рабочей обмотки стремится к бесконечности, а на горизонтальном участке — к нулю.

Простейшим быстродействующим магнитным усилителем является схема на одном сердечнике с внутренней обратной связью за счет однополупериодного выпрямления в цепи рабочей обмотки (рис. 25.2, б). Работу такой схемы можно рассматривать по двум полупериодам питающего напряжения  $U_~$ . Когда диод  $D$  открыт (полярность приложенного напряжения совпадает с проводящим

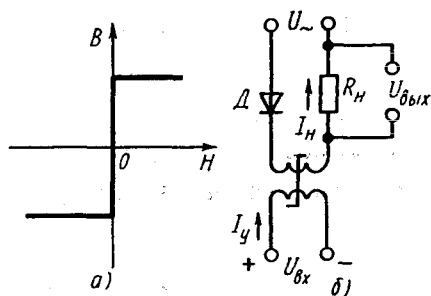


Рис. 25.2. Простейший быстродействующий магнитный усилитель.

направлением диода), изменение магнитного состояния сердечника происходит под действием тока в рабочей обмотке. Этот полупериод называется *рабочим*. Когда диод  $D$  закрыт, изменение магнитного состояния сердечника происходит только под влиянием тока в обмотке управления. Этот полупериод называется *управляющим*.

В рабочем полупериоде можно выделить два режима работы усилителя: рабочая точка находится на вертикальном или на горизонтальном участке характеристики намагничивания (рис. 25.2, *a*). В первом режиме индуктивное сопротивление рабочей обмотки очень велико и ток в рабочей цепи (ток нагрузки  $I_H$ ) равен нулю. Во втором режиме индуктивное сопротивление рабочей обмотки близко к нулю и ток в рабочей цепи  $I_H$  определяется только мгновенным значением напряжения питания и активным сопротивлением нагрузки. В зависимости от значения тока управления изменяется момент времени, в который индуктивное сопротивление рабочей обмотки скачком изменяется от бесконечности до нуля (напомним, что речь идет об идеализированном магнитном усилителе). На рис. 25.3 показаны кривые тока в рабочей цепи для двух значений фазы отпираания усилителя. Рабочий ток, как видно из рисунка, имеет вид срезанных по вертикали синусоидальных импульсов. Максимальная амплитуда импульсов  $I_H = U_{\text{max}} / R_H$ .

Отпирание усилителя зависит от магнитного состояния сердечника в конце предшествующего (т. е. управляющего) полупериода. Чем выше на вертикальном участке кривой намагничивания находится точка начальной индукции ( $B_{01}$  и  $B_{02}$  на рис. 25.3, *б*), тем быстрее наступает момент времени, когда рабочая точка перемещается

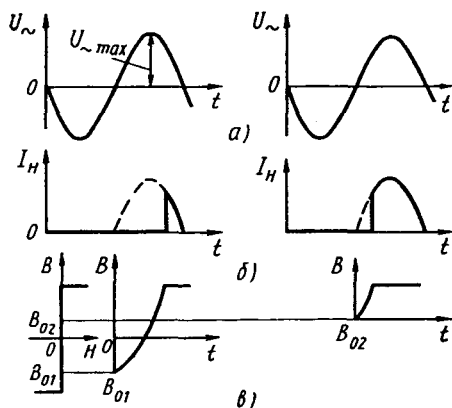


Рис. 25.3. Диаграммы напряжения, тока и индукции

на горизонтальную часть кривой намагничивания и индукция достигает значения  $B_s$ . Если в очередном управляющем полупериоде ток управления отсутствует, то к очередному рабочему полупериоду начальное значение индукции не изменится ( $B_0 = B_s$ ) и выходной сигнал будет иметь максимальное значение. Минимальное запаздывание обусловлено принципом работы усилителя с обратной связью и может колебаться от длительности полупериода (в случае совпадения момента подачи сигнала и началом управляющего полупериода) до длительности периода (в случае подачи сигнала с началом рабочего полупериода).

Зависимость выходного тока от управляющего показана на рис. 25.4, а. Как видно из характеристики  $I_H = f(I_Y)$ , при  $I_Y = 0$  выходной ток максимален, а для его уменьшения требуется подавать отрицательный входной сигнал ( $-I_Y$ ). На практике удобнее иметь прямо пропорциональную зависимость выходного сигнала от входного (рис. 25.4, б). Для получения такой характеристики в управляющую цепь включают дополнительный источник напряжения смещения  $U_{см}$  (его называют опорным напряжением) с той же частотой, что и напряжение питания, но сдвинутый по фазе на  $180^\circ$  (рис. 25.5, а).

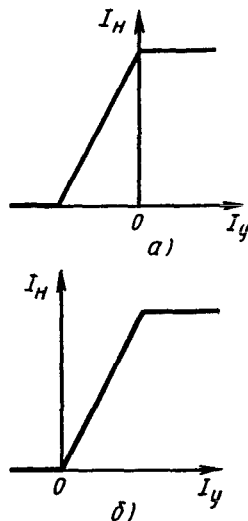


Рис. 25.4. Статические характеристики

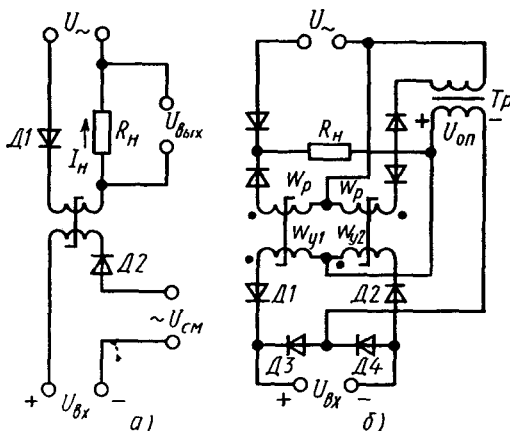


Рис. 25.5. Схемы быстродействующих магнитных усилителей со смещением

При выполнении соотношения между питающим и опорным напряжениями  $U_{см} / U_{-} = \omega_y / \omega_p$  необходимое размагничивание сердечника будет происходить в течение управляющего полупериода за счет  $U_{см}$  и при  $I_y = 0$ . Соответственно при  $I_y = 0$  ток нагрузки будет равен нулю, а при увеличении тока управления будет возрастать ток нагрузки, как показано на рис. 25.4, б.

На основе двух однополупериодных схем построены двухполупериодные и реверсивные быстродействующие магнитные усилители. При этом усилители с выходным постоянным или переменным током отличаются соединением цепи нагрузки.

На рис. 25.5, б показана схема двухполупериодного быстродействующего усилителя, в которой опорное напряжение, обеспечивающее смещение, подается со вторичной обмотки трансформатора  $Tp$ . Поскольку это напряжение в течение одного полупериода запирает диод  $D1$ , а в течение другого полупериода —  $D2$ , в каждый из полупериодов ток проходит только по одной обмотке управления.

На рис. 25.5 показана полярность опорного напряжения, при которой диод  $D2$  закрыт, а диод  $D1$  открыт. Ток управления при этом протекает по цепи «+»  $U_{оп} - \omega_{y1} - D1 - U_{вх} - D4$  («+»  $U_{оп}$ ). В другой полупериод, когда изменится полярность  $U_{оп}$ , ток управления пойдет по обмотке  $\omega_{y2}$ . Проследите его путь самостоятельно.

Надо отметить, что быстродействующие магнитные усилители имеют коэффициенты усиления по напряжению и по мощности меньше, чем усилители с нормальным быстродействием. Они становятся быстродействующими именно за счет повышения мощности управляющего сигнала. Поэтому для маломощных усилителей предпочтительнее «обычные» схемы, а не быстродействующие.

Чаще всего быстродействующие усилители применяются для непосредственного усиления сигналов переменного тока (без предварительного выпрямления). Но достоинства быстродействующего усилителя будут сведены на нет, если исполнительное устройство в системе автоматики будет обладать большим запаздыванием. Поэтому реверсивные быстродействующие магнитные усилители получили применение в следящих системах с малоинерционными исполнительными электродвигателями (например, имеющими полый тонкостенный ротор или дисковый ротор с печатной обмоткой).

### § 25.3. Операционные магнитные усилители

Операционные усилители предназначены для использования в измерительных, моделирующих и вычислительных системах автоматики. Главное требование, предъявляемое к ним, — это высокая



стабильность параметров: постоянство коэффициента усиления и отсутствие дрейфа нуля. Наиболее широко применяются полупроводниковые операционные усилители. Однако и магнитные операционные усилители имеют определенные достоинства. В частности, с помощью магнитного усилителя значительно проще выполнять такую операцию, как суммирование сигналов.

Пусть магнитный усилитель имеет несколько обмоток управления с одинаковым числом витков  $\omega_y$ . Тогда магнитный поток управления будет создаваться суммарным действием всех токов, протекающих по  $n$  обмоткам управления:

$$I_{y1}\omega_y + I_{y2}\omega_y + \dots + I_{yn}\omega_y = \omega_y \sum_{i=1}^n I_{yi}.$$

Точность суммирования для обычного усилителя с несколькими обмотками управления составляет несколько процентов. Для получения высокой точности (сотые доли процента) применяют специальные операционные суммирующие усилители. Высокая точность суммирования сигналов в таких усилителях достигается за счет использования отрицательной обратной связи, охватывающей весь усилитель. Так как при этом уменьшается коэффициент усиления, то для компенсации такого уменьшения применяют положительную обратную связь или многокаскадную схему.

Структурная схема суммирующего операционного магнитного усилителя показана на рис. 25.6. На вход усилителя с коэффициентом усиления по току  $K_i$  поступают входные сигналы  $I_{y1}$ ,  $I_{y2}$ , ...,  $I_{yn}$  и сигнал отрицательной обратной связи,  $I_{o.o.c}$ , представляющий собой выходной ток  $I_{вых}$  (обычно не весь ток, а его часть  $I_{o.o.c} = \beta I_{вых}$ ). В соответствии с уравнением из § 1.5 для отрицательной обратной связи имеем коэффициент передачи

$$K = \frac{K_i}{1 + \beta K_i}.$$

При достаточно большом значении  $K_i$ , непостоянство коэффициента передачи  $K$  суммирующего усилителя будет характеризоваться сотыми долями процента, т. е. выходной сигнал будет достаточно строго пропорционален сумме входных сигналов.

Операционные магнитные усилители могут использоваться в системах автоматизации для разных целей. *Развязыва-*

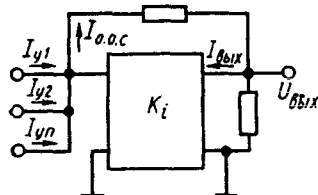


Рис. 25.6. Суммирующий операционный усилитель

чительное уменьшение пульсаций выпрямленного напряжения, повышение КПД, равномерную загрузку фаз питающей сети.

Трехфазные магнитные усилители представляют собой три одинаковых однофазных магнитных усилителя, рабочие обмотки которых подключаются к трехфазной сети по схеме «звезда» или «треугольник». При этом на каждую фазу может приходиться по одному или по два сердечника. Соответственно с этим различают трехфазные усилители на трех сердечниках (трехдроссельные) и на шести сердечниках (шестидроссельные).

На рис. 25.9 показаны схемы трехфазных усилителей с выходным постоянным током. В каждой фазе схемы по рис. 25.9, а имеется одноконтурный однополупериодный усилитель на одном сердечнике, общая нагрузка  $R_H$  включается в нулевой провод. Основное достоинство этой схемы заключается в простоте и дешевизне конструкции усилителя, что обусловлено малым числом элементов. Существенными недостатками усилителя на трех сердечниках по сравнению с усилителем на шести сердечниках (рис. 25.9, б) являются более низкий КПД и более значительные пульсации выпрямленного напряжения на нагрузке. В схеме (рис. 25.9, б) высокий КПД и малые пульсации выходного напряжения обеспечиваются благодаря двухполупериодному выпрямлению тока в каждой из фаз.

В схеме с тремя сердечниками допустимо только последовательное соединение всех трех обмоток управления. Однако при этом в обмотках управления наводится напряжение тройной частоты (из-за несинусоидальности тока в рабочих обмотках при насыщении сердечников). В схеме с шестью сердечниками удастся довольно успешно бороться с наведенным напряжением повышенной частоты

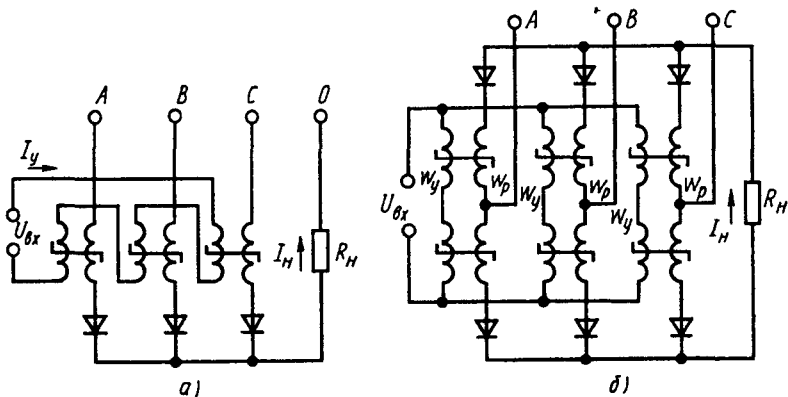


Рис. 25.9. Трехфазные магнитные усилители с выходным постоянным током

ты. Например, в схеме на рис. 25.9, б используется параллельное соединение трех пар обмоток управления и последовательное соединение обмоток управления пары сердечников в каждой фазе. В этом случае в каждой паре обмоток управления  $\omega_y$ , относящихся к одной фазе, индуцируются четные гармоники ЭДС. При этом вторые (самые крупные) гармоники ЭДС одной пары обмоток  $\omega_y$  сдвинуты по фазе на 120 или 240° относительно этих же гармоник двух других пар обмоток  $\omega_y$ . При параллельном соединении отдельных пар обмоток управления, как это сделано в схеме по рис. 25.9, б, четные гармоники тока могут свободно циркулировать по этим обмоткам, не оказывая влияния на источник входного сигнала. Напряжение удвоенной частоты на зажимах обмоток управления будет небольшим, а характеристика «вход-выход»  $I_n = f(I_y)$  будет такой же линейной, как у обычных однофазных усилителей. В усилителе на трех сердечниках зависимость  $I_n = f(I_y)$  имеет нелинейный характер.

На рис. 25.10 показан однотактный (нереверсивный) трехфазный усилитель, предназначенный для регулирования частоты вращения асинхронного электродвигателя  $M$ . Последовательно с каждой фазой обмотки статора двигателя включается однофазный магнитный усилитель. Следовательно, нагрузкой для каждого однофазного усилителя является соответствующая обмотка статора. При этом рабочая обмотка рассчитывается на фазное напряжение. Магнитный усилитель позволяет регулировать напряжение на зажимах статора. При уменьшении напряжения на двигателе снижается его скорость, правда довольно незначительно. Заметим, что для регулирования скорости асинхронного двигателя в широких пределах используются другие схемы (с переключением числа пар полюсов при ступенчатом регулировании, с тиристорными преобразователями частоты питания при плавном регулировании).

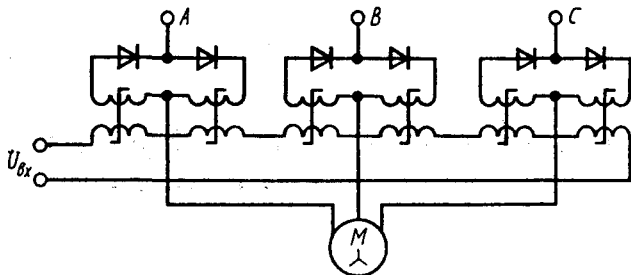


Рис. 25.10. Нереверсивный трехфазный магнитный усилитель для регулирования асинхронного электродвигателя

ющий усилитель используется в тех случаях, когда на вход измерительного устройства надо подать сигнал от датчика, обладающего большим внутренним сопротивлением. Если этот сигнал подключать непосредственно на вход схемы, имеющей низкое входное сопротивление, то сигнал датчика сильно уменьшится из-за падения напряжения на внутреннем сопротивлении датчика.

Развязывающий усилитель обеспечивает согласование выходного сопротивления датчика с входным сопротивлением, которое является нагрузкой датчика. Структурная схема развязывающего усилителя показана на рис. 25.7, а. Это как бы суммирующий усилитель с одной входной обмоткой. Если эта обмотка включена между датчиком с выходным напряжением  $U_d$  и нагрузкой  $R_H$ , то входной ток усилителя

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_d - I_{\text{н}}R_{\text{н}}}{R_y} \approx \frac{U_d - K_i I_{\text{вх}} R_{\text{н}}}{R_y},$$

где  $R_y$  — сопротивление управляющей (входной) обмотки магнитного усилителя.

Отсюда входное сопротивление, которым нагружен датчик,

$$R_{\text{вх}} = U_d / I_{\text{вх}} = R_y + K_i R_{\text{н}} \approx K_i R_{\text{н}}.$$

При высоком значении  $K_i$  входное сопротивление будет достаточно большим. Развязывающий усилитель легко преобразуется в масштабный усилитель, изменяющий сигнал датчика в определенное количество раз. В масштабном усилителе (рис. 25.7, б) на вход подается не все напряжение нагрузки, а его часть (с помощью делителя напряжения на резисторах  $R_1$  и  $R_2$ ).

На базе операционного усилителя с одной входной обмоткой строятся схемы интегрирующего и дифференцирующего усилителей.

В *интегрирующем* операционном усилителе (рис. 25.8, а) сигнал отрицательной обратной связи вводится через конденсатор с емко-

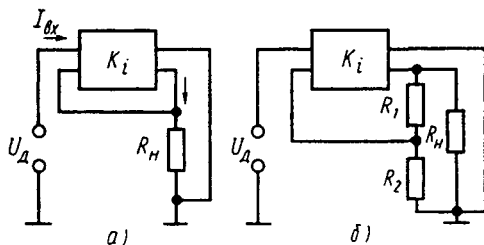


Рис. 25.7. Развязывающий (а) и масштабный (б) операционные усилители

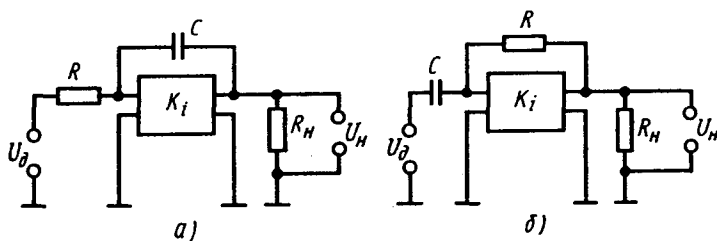


Рис. 25.8. Интегрирующий (а) и дифференцирующий (б) операционные усилители

стью  $C$ . При большом значении  $K_i$  напряжение на нагрузке будет пропорционально интегралу сигнала датчика:

$$U_H \approx \frac{1}{CR} \int_0^t U_d dt.$$

В дифференцирующем операционном усилителе (рис. 25.8, б) емкость  $C$  включена не в цепь обратной связи, а на вход. В этом случае напряжение на нагрузке будет пропорционально производной сигнала датчика:

$$U_H \approx CR dU_d/dt.$$

На базе суммирующего усилителя с несколькими входными обмотками можно выполнять также операции умножения и деления. Для этого необходимо подавать в обмотки управления токи, пропорциональные логарифмам входных сигналов.

## § 25.4. Трехфазные магнитные усилители

Трехфазные магнитные усилители обычно используются для управления исполнительными устройствами систем автоматики при питании от промышленной сети трехфазного переменного тока. Они могут питать нагрузку переменного или постоянного тока.

Трехфазные магнитные усилители с выходным переменным током чаще всего применяются для регулирования частоты вращения трехфазных асинхронных электродвигателей (это, кстати, наиболее распространенный потребитель электроэнергии в народном хозяйстве) и для стабилизации напряжения трехфазных источников питания.

Трехфазные магнитные усилители с выходным постоянным током обеспечивают по сравнению с однофазными усилителями зна-

чительное уменьшение пульсаций выпрямленного напряжения, повышение КПД, равномерную загрузку фаз питающей сети.

Трехфазные магнитные усилители представляют собой три одинаковых однофазных магнитных усилителя, рабочие обмотки которых подключаются к трехфазной сети по схеме «звезда» или «треугольник». При этом на каждую фазу может приходиться по одному или по два сердечника. Соответственно с этим различают трехфазные усилители на трех сердечниках (трехдроссельные) и на шести сердечниках (шестидроссельные).

На рис. 25.9 показаны схемы трехфазных усилителей с выходным постоянным током. В каждой фазе схемы по рис. 25.9, а имеется одноконтурный однополупериодный усилитель на одном сердечнике, общая нагрузка  $R_H$  включается в нулевой провод. Основное достоинство этой схемы заключается в простоте и дешевизне конструкции усилителя, что обусловлено малым числом элементов. Существенными недостатками усилителя на трех сердечниках по сравнению с усилителем на шести сердечниках (рис. 25.9, б) являются более низкий КПД и более значительные пульсации выпрямленного напряжения на нагрузке. В схеме (рис. 25.9, б) высокий КПД и малые пульсации выходного напряжения обеспечиваются благодаря двухполупериодному выпрямлению тока в каждой из фаз.

В схеме с тремя сердечниками допустимо только последовательное соединение всех трех обмоток управления. Однако при этом в обмотках управления наводится напряжение тройной частоты (из-за несинусоидальности тока в рабочих обмотках при насыщении сердечников). В схеме с шестью сердечниками удастся довольно успешно бороться с наведенным напряжением повышенной частоты.

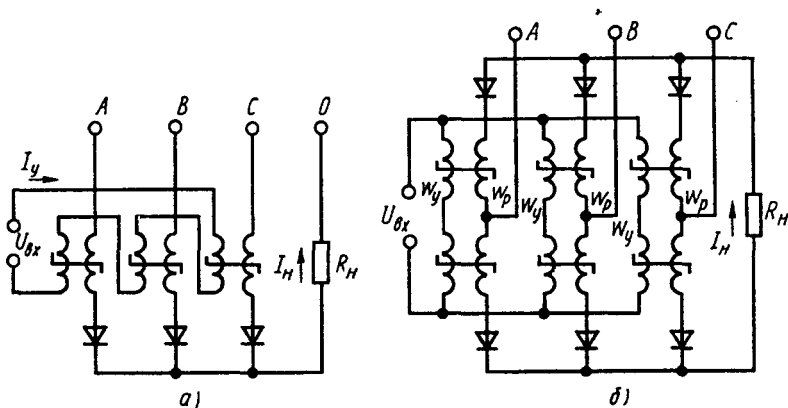


Рис. 25.9. Трехфазные магнитные усилители с выходным постоянным током

ты. Например, в схеме на рис. 25.9, б используется параллельное соединение трех пар обмоток управления и последовательное соединение обмоток управления пары сердечников в каждой фазе. В этом случае в каждой паре обмоток управления  $\omega_y$ , относящихся к одной фазе, индуцируются четные гармоники ЭДС. При этом вторые (самые крупные) гармоники ЭДС одной пары обмоток  $\omega_y$  сдвинуты по фазе на  $120$  или  $240^\circ$  относительно этих же гармоник двух других пар обмоток  $\omega_y$ . При параллельном соединении отдельных пар обмоток управления, как это сделано в схеме по рис. 25.9, б, четные гармоники тока могут свободно циркулировать по этим обмоткам, не оказывая влияния на источник входного сигнала. Напряжение удвоенной частоты на зажимах обмоток управления будет небольшим, а характеристика «вход-выход»  $I_n = f(I_y)$  будет такой же линейной, как у обычных однофазных усилителей. В усилителе на трех сердечниках зависимость  $I_n = f(I_y)$  имеет нелинейный характер.

На рис. 25.10 показан одноконтурный (неревверсивный) трехфазный усилитель, предназначенный для регулирования частоты вращения асинхронного электродвигателя  $M$ . Последовательно с каждой фазой обмотки статора двигателя включается однофазный магнитный усилитель. Следовательно, нагрузкой для каждого однофазного усилителя является соответствующая обмотка статора. При этом рабочая обмотка рассчитывается на фазное напряжение. Магнитный усилитель позволяет регулировать напряжение на зажимах статора. При уменьшении напряжения на двигателе снижается его скорость, правда довольно незначительно. Заметим, что для регулирования скорости асинхронного двигателя в широких пределах используются другие схемы (с переключением числа пар полюсов при ступенчатом регулировании, с тиристорными преобразователями частоты питания при плавном регулировании).

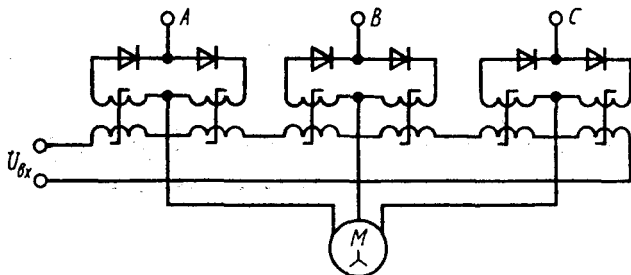


Рис. 25.10. Неревверсивный трехфазный магнитный усилитель для регулирования асинхронного электродвигателя

Возможно применение трехфазных магнитных усилителей и для автоматизации пуска асинхронных двигателей, когда усилитель включается в комбинации с релейно-контакторной аппаратурой.

### **Контрольные вопросы**

1. Перечислите основные типы магнитных усилителей специального назначения.
2. Что требуется для повышения быстродействия магнитного усилителя?
3. Для выполнения каких функций нужны операционные усилители?

## **Глава 26**

### **МАГНИТНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ И БЕСКОНТАКТНЫЕ МАГНИТНЫЕ РЕЛЕ**

#### **§ 26.1. Назначение магнитных модуляторов**

Магнитные модуляторы предназначены для преобразования постоянного напряжения (или тока) в пропорциональное ему переменное напряжение (или ток). Необходимость в таком преобразовании возникает при измерении малых сигналов постоянного тока или напряжения, которые не могут быть непосредственно поданы на измерительные или исполнительные устройства без предварительного усиления. В то же время непосредственное усиление сигналов постоянного тока электронными и полупроводниковыми усилителями имеет серьезный недостаток — нестабильность нулевого сигнала, так называемый дрейф нуля. В случае преобразования сигнала постоянного тока в переменный можно заменить низкостабильный усилитель постоянного тока высокостабильным усилителем переменного тока.

Для такого преобразования можно использовать и электромеханическое устройство — вибропреобразователь, рассмотренный в гл. 18. Однако наличие у вибропреобразователя периодически размыкающихся и замыкающихся контактов является причиной его сравнительно невысокой надежности. Так как магнитный модулятор не имеет контактов, т. е. является бесконтактным элементом автоматики, то и надежность его выше, чем у вибропреобразователя.



По принципу действия и устройству магнитный модулятор ничем не отличается от магнитного усилителя. Надо отметить, что бесконтактное преобразование постоянного тока в переменный выполняют и модуляторы других типов, например полупроводниковые (в том числе транзисторные).

По сравнению с полупроводниковыми отдельные типы магнитных модуляторов имеют лучшую стабильность нуля (особенно при изменении температуры окружающей среды). Так же как и полупроводниковые, магнитные модуляторы могут выполнять преобразование постоянного напряжения в переменное с одновременным усилением. Магнитные модуляторы простыми способами обеспечивают суммирование большого числа сигналов без необходимости введения гальванической связи между ними. *Гальваническая* связь заключается в непосредственном соединении электрических цепей. Она порой бывает крайне нежелательной, поскольку приводит к вредному влиянию одного элемента автоматики на другой. Наиболее серьезный недостаток магнитных модуляторов по сравнению с полупроводниковыми — это большие габариты и вес.

Довольно часто комбинируют магнитный модулятор с полупроводниковым усилителем, т. е. проектируют магнитно-полупроводниковые преобразователи. В этом случае можно получить оптимальное соотношение между такими техническими характеристиками, как точность, чувствительность, коэффициент усиления, вес, габариты, стоимость, надежность.

Магнитные модуляторы, предназначенные для работы на последующий электронный или полупроводниковый каскад усиления, называют магнитными усилителями напряжения. Различают магнитные модуляторы с выходным переменным током основной и удвоенной частоты.

### **§ 26.2. Магнитные модуляторы с выходным переменным током основной частоты**

В качестве магнитного модулятора с выходным переменным током основной частоты (т. е. равной частоте источника питания) можно использовать любую из рассмотренных в гл. 24 схем двухтактных магнитных усилителей: дифференциальную, мостовую или трансформаторную.

Выбор между той или иной схемой делается в зависимости от мощности управляющего сигнала и необходимого коэффициента усиления по напряжению.

Очевидно, что наибольший коэффициент усиления можно получить в трансформаторной схеме за счет выполнения вторичной обмотки с большим числом витков, т. е. как бы с помощью повышающего трансформатора. Однако при этом возникают прежде всего чисто технологические трудности с намоткой большого числа витков на небольшом сердечнике маломощного магнитного усилителя. А кроме того, останется меньше пространства для размещения обмотки управления. Вообще доказано, что мощность управления  $P_y$  связана с площадью окна  $Q_y$  для обмотки управления обратно пропорциональной зависимостью. Чем меньше площадь окна  $Q_y$ , тем большая потребуется мощность управления для создания необходимой напряженности магнитного поля в сердечнике. Поэтому трансформаторную схему двухтактного магнитного усилителя реально применяют для магнитных модуляторов при  $P_y > 10^{-8}$  Вт. При меньших значениях  $P_y$  (до  $10^{-14}$  Вт) используют мостовую и дифференциальную схемы как более чувствительные.

Для получения необходимого коэффициента усиления по напряжению используется отдельный выходной трансформатор  $Tr2$ , как это показано на рис. 26.1. Для балансировки нуля используется резистор  $R_p$ , с движка которого подается напряжение на первичную обмотку  $Tr2$ . Сопротивление  $R_p$  выбирается примерно равным сопротивлению рабочих обмоток  $w_p$ .

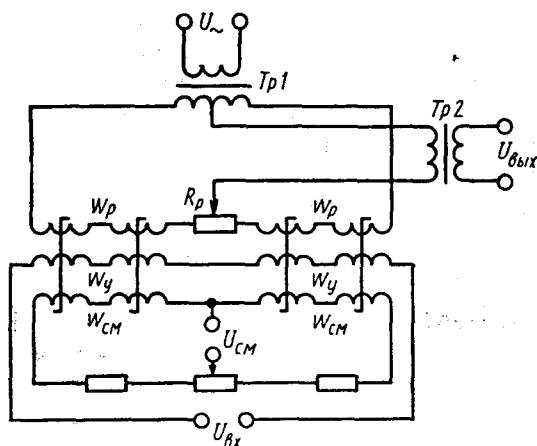


Рис. 26.1. Магнитный модулятор с выходным переменным током на частоте питания

### § 26.3. Магнитные модуляторы с выходным переменным током удвоенной частоты

При рассмотрении процессов, проходящих в идеальном магнитном усилителе, отмечалось, что ток управления можно представить как сумму постоянной и переменной составляющих, причем переменная составляющая изменяется с частотой, вдвое превышающей частоту питания. Если постоянная составляющая обусловлена управляющим сигналом  $I_y$ , то переменная составляющая возникает вследствие трансформации тока из цепи нагрузки. Трансформируемая из рабочей обмотки ЭДС двойной частоты имеет фазу, которая при перемене полярности управляющего сигнала меняется на  $180^\circ$ . При снятии управляющего сигнала ( $I_y = 0$ ) ЭДС двойной частоты пропадает. Таким образом, единственной причиной появления ЭДС двойной частоты является подача входного сигнала на усилитель. Заметим, что какие-либо другие причины (неидентичность сердечников, например) не могут привести к возникновению ЭДС двойной частоты при питании усилителя синусоидальным напряжением.

Эффект появления ЭДС двойной частоты и используется в магнитных модуляторах с выходным переменным током удвоенной частоты (рис. 26.2).

Обмотка управления  $\omega_y$  в схемах таких модуляторов используется как для подачи входного сигнала  $U_{вх}$ , так и для снятия выходного сигнала  $U_{вых}$ . ЭДС двойной частоты выделяется с помощью выходного трансформатора  $Tr$ . Первичная обмотка этого трансформатора может подключаться параллельно обмотке управления  $\omega_y$  (рис. 26.2, а) или последовательно с ней (рис. 26.2, б). В обоих случаях фаза выходного напряжения  $U_{вых}$  изменяется на  $180^\circ$  при изменении полярности  $U_{вх}$ , т. е. схемы являются реверсивными. В схеме с параллельным соединением обмоток (рис. 26.2, а) постоянный ток не поступает в первичную обмотку выходного (обычно повышающего) трансформатора  $Tr$ . Путь постоянной составляющей тока

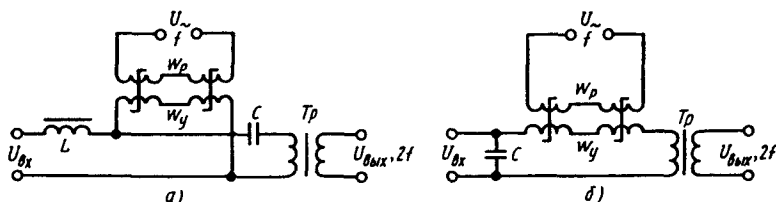


Рис. 26.2. Магнитные модуляторы с выходным переменным током удвоенной частоты

преграждает конденсатор  $C$ . Напомним, что емкостное сопротивление  $X_C = 1/(\omega C)$ , т. е. для постоянной составляющей ( $\omega = 0$ ) емкостное сопротивление стремится к бесконечности. Дроссель  $L$  (индуктивное сопротивление  $X_L = \omega L$ ) имеет очень малое сопротивление для сигнала постоянного тока, а для тока двойной частоты представляет большое сопротивление. Поэтому дроссель  $L$  препятствует прохождению тока двойной частоты через источник входного сигнала (например, датчик). Как правило, стремятся избежать обратного воздействия последующего элемента в системе автоматики на предыдущий (за исключением тех случаев, когда специально созданы обратные связи).

В схеме с последовательным соединением обмоток (рис. 26.2, б) конденсатор  $C$  шунтирует источник входного сигнала, поэтому ток двойной частоты замыкается через этот конденсатор, не попадая в источник входного сигнала. Специальный дроссель для обеспечения режима вынужденного подмагничивания в этой схеме не требуется. Его роль играет первичная обмотка трансформатора  $Tr$ .

Конденсатор  $C$  и дроссель  $L$  в схемах магнитного модулятора с выходом на удвоенной частоте играют роль фильтра. Для получения высокой чувствительности и точности преобразования приходится использовать фильтры на выходе и входе. Поэтому модуляторы с выходным током удвоенной частоты оказываются сложнее модуляторов с выходным током основной частоты. Кроме того, они потребляют большую мощность, имеют низкий КПД и небольшой коэффициент усиления. Главное их достоинство — высокая чувствительность: они способны воспринимать управляющие сигналы мощностью всего лишь в  $10^{-17}$ — $10^{-19}$  Вт (при использовании высококачественных магнитных материалов).

Более простые схемы имеют магнитные модуляторы с выходным током удвоенной частоты со взаимно перпендикулярными обмотками. На рис. 26.3 приведены конструктивная (а) и электрическая (б) схемы такого модулятора. Кольцевой сердечник модулятора состоит из двух одинаковых половинок (одна из них показана на рис. 26.3, в) с кольцевым пазом. Рабочая обмотка  $w_p$  изготовлена в виде кольца и уложена в этот паз. Затем обе половинки сердечника соединяются, причем соприкасающиеся поверхности их тщательно шлифуются для уменьшения магнитного сопротивления. Обмотка управления  $w_y$  равномерно наматывается по всей длине сердечника.

Рабочая обмотка  $w_p$  создает поперечное магнитное поле, замыкающееся в пределах периметра поперечного сечения сердечника. Обмотка управления  $w_y$  создает продольное магнитное поле, замыкающееся по окружности сердечника. Пути потоков  $\Phi_p$  и  $\Phi_y$  показа-

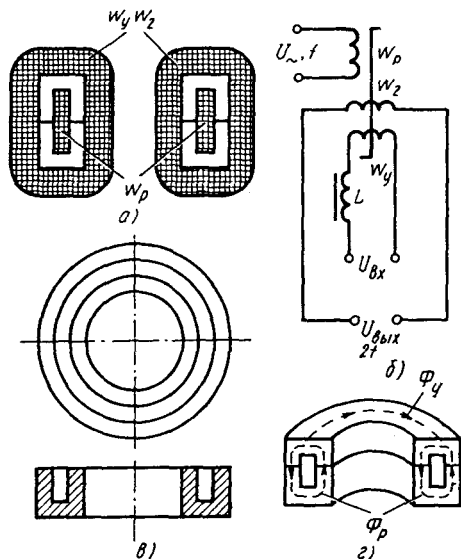


Рис. 26.3. Магнитный модулятор со взаимно перпендикулярными обмотками

ны на рис. 26.3, г пунктиром. Так как эти потоки имеют разные пути, то между обмотками  $w_p$  и  $w_y$  отсутствует трансформаторная связь. Следовательно, никакие изменения поперечного потока  $\Phi_p$  не могут наводить ЭДС в обмотке  $w_y$ , а ЭДС двойной частоты на выходе возникает лишь при появлении входного сигнала ( $U_{вх}$ ).

Обмотка  $w_y$  является одновременно и выходной, с нее снимается напряжение  $U_{вых}$ .

Периодическое изменение индуктивности обмотки управления  $w_y$  создается за счет изменения магнитной проницаемости сердечника в продольном направлении магнитным потоком  $\Phi_y$ . При насыщении сердечника поперечным полем (магнитный поток  $\Phi_p$ ) эта проницаемость значительно уменьшается. Насыщение сердечника происходит дважды за период питания обмотки  $w_p$ . Если на обмотку  $w_y$  будет подано постоянное входное напряжение  $U_{вх}$ , то ток в этой обмотке будет изменяться соответственно изменению насыщения сердечника, т. е. будет содержать переменную составляющую удвоенной частоты питания  $2f$ .

Такая схема может не иметь фильтров в цепи питания и на выходе, поскольку значительно уменьшаются паразитные наводки. Кроме того, она обеспечивает более высокую стабильность нуля. Нижний предел мощности сигнала управления для такой схемы составляет  $10^{-14}$  Вт при уровне входного сигнала порядка 10 мкВ.

### § 26.4. Магнитные модуляторы с выходным импульсным сигналом

Наряду с магнитными модуляторами, имеющими выходной переменный ток основной или удвоенной частоты, применяются модуляторы с выходным импульсным сигналом. Под импульсом обычно понимается электрический сигнал в виде тока или напряжения, который в течение некоторого промежутка времени остается неизменным по полярности, но изменяется по величине. Затем до поступления очередного импульса ток и напряжение равны нулю. Форма импульса может быть самой разнообразной: прямоугольной, треугольной, трапецеидальной и т. п.

В модуляторах с выходным импульсным сигналом промежуток времени между импульсами значительно превышает их длительность. Амплитуда импульса определяется величиной управляющего сигнала на входе модулятора, полярность импульса — полярностью управляющего сигнала. Питание модулятора с импульсным выходным сигналом осуществляется либо достаточно большим по значению переменным током, либо периодическими импульсами постоянного тока.

В первом случае значения переменного тока выбирают таким, чтобы сердечники усилителя в течение большей части полупериода находились в состоянии насыщения. Тогда индукция в каждом сердечнике будет меняться дважды за период на  $2B_s$ : один раз — от  $-B_s$  до  $+B_s$ , другой раз — от  $+B_s$  до  $-B_s$  (напомним, что  $B_s$  — индукция насыщения). Эти изменения будут происходить за весьма малый промежуток времени (т. е. будет большая скорость  $dB/dt$ ), поэтому импульсы ЭДС, индуцируемые в выходной обмотке, достигают большой величины.

Когда сигнал на входе отсутствует, импульсы ЭДС  $e_1$  и  $e_2$ , индуцируемые в выходной обмотке при изменении индукции соответственно в первом и втором сердечниках, равны и противоположны по направлению. Следовательно, результирующая ЭДС в выходной обмотке равна нулю (рис. 26.4, а).

При подаче управляющего сигнала на вход моменты насыщения каждого сердечника в соседние полупериоды изменяются в противоположные направления (рис. 26.4, б). Поэтому на выходе модулятора появляются импульсы, величина которых пропорциональна входному сигналу, а полярность определяется направлением тока управления  $I_y$  (рис. 26.4, в, г). Частота импульса будет вдвое превышать частоту питающего переменного тока, поскольку за один период его изменения индукция изменяется дважды.

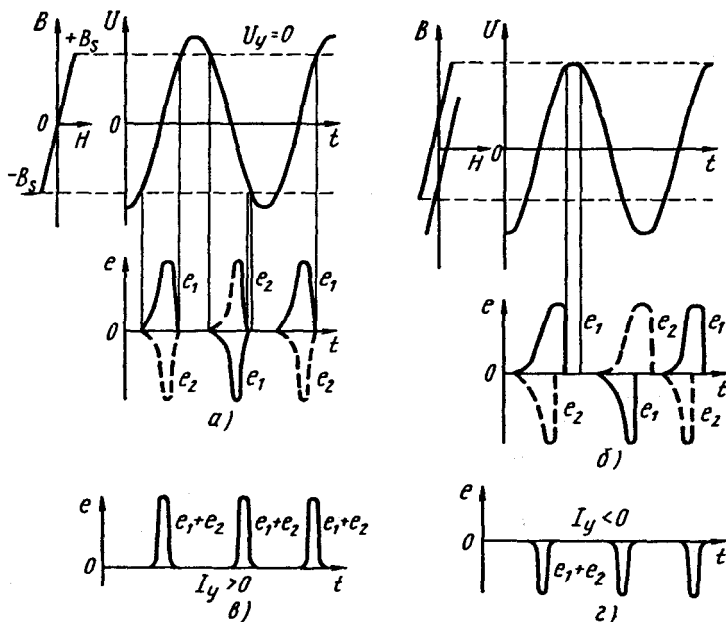


Рис. 26.4. Диаграммы ЭДС магнитного модулятора с импульсным выходом

При питании магнитных модуляторов однополярными импульсами необходимы дополнительные элементы, обеспечивающие искключение импульсов обратной полярности. Магнитные модуляторы с импульсным выходным сигналом имеют более высокий коэффициент усиления ( $k_U = 10^4 \div 10^5$ ), чем модуляторы с выходным переменным синусоидальным током.

Особенно большое усиление обеспечивается при импульсном питании модулятора, однако при этом ухудшается чувствительность.

## § 26.5. Магнитомодуляционные датчики магнитных величин

В разд. II были рассмотрены электрические датчики неэлектрических величин, используемые в системах автоматики. В этом параграфе даются краткие сведения о датчиках, используемых для измерения внешних магнитных полей. Эти элементы автоматики удобнее изучать не в специальном разделе, посвященном датчикам, а в главе, посвященной магнитным модуляторам, поскольку магнитомодуляционный датчик (называемый также феррозондом) представляет собой, по существу, магнитный модулятор с выходным пере-

менным током удвоенной частоты. Особенность его и отличие от рассмотренных выше магнитных модуляторов в том, что он имеет разомкнутый магнитный сердечник в виде пермаллоевой трубки или пластины.

Применение разомкнутого сердечника позволяет измерять малые напряженности внешнего магнитного поля (до  $10^{-4}$  А/м), даже значительно меньшие, чем напряженность магнитного поля Земли. Магнитомодуляционные датчики широко используются в навигационных приборах, металлоискателях, приборах для геомагнитной разведки, поиска полезных ископаемых, бесконтактных путевых переключателях, магнитных дефектоскопах и других устройствах.

Форма сердечников для магнитомодуляционных датчиков определяется назначением этих датчиков. Прямые (стержневые) сердечники применяются в датчиках, измеряющих практически равномерные поля. Простейшая схема такого датчика показана на рис. 26.5. Напряжение питания с частотой  $f$  подается на обмотки возбуждения  $w_b$ , намотанные порознь на двух параллельных стержнях и включенные встречно. Выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  снимается с выходной обмотки  $w_{\text{вых}}$ , охватывающей оба стержня. Постоянное подмагничивание стержней определяется напряженностью внешнего магнитного поля  $H_y$ . Выходное напряжение изменяется с частотой  $2f$ , а его амплитуда пропорциональна  $H_y$ .

Для измерения неоднородного магнитного поля используется сердечник с малым воздушным зазором  $\delta$  (рис. 26.6), куда проникает измеряемое поле. Две половины обмотки возбуждения  $w_b$  включены встречно. Выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$ , снимаемое с обмотки  $w_{\text{вых}}$ , имеет двойную частоту.

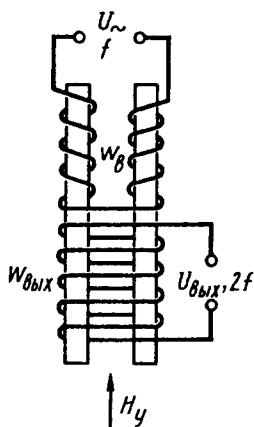


Рис. 26.5. Стержневой магнитомодуляционный датчик

Расчет магнитомодуляционного датчика проводится аналогично расчету магнитного модулятора. Если в магнитном модуляторе напряженность подмагничивающего поля определяется током в обмотке управления ( $H_y = I_y w_y / l$ ), то в магнитомодуляционном датчике эта же величина определяется внешним магнитным полем с напряженностью  $H_y$ .

Магнитомодуляционный датчик в принципе можно использовать как магнитный модулятор, если размес-



тить на сердечнике обмотку управления  $w_y$ . Однако коэффициент усиления при этом значительно снижается из-за того, что магнитная цепь разомкнута.

Все же иногда разомкнутые сердечники применяют и для модуляторов, например когда требуется преобразовать слабый сигнал от источника тока с большим внутренним сопротивлением. В этом случае нужна обмотка управления с очень большим числом витков, а ее значительно проще изготовить именно на разомкнутом сердечнике.

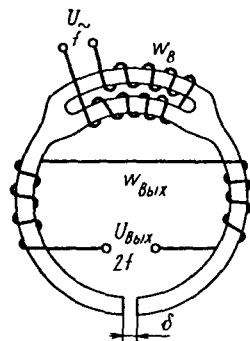


Рис. 26.6. Магнитомодуляционный датчик с малым зазором

## § 26.6. Назначение и принцип действия бесконтактных магнитных реле

Бесконтактные магнитные реле предназначены для включения различных устройств при подаче управляющего сигнала. Таким образом, они нужны для тех же целей, что и обычные электромагнитные реле. Но если включение нагрузки с помощью электромагнитных реле происходит за счет замыкания электрических контактов, то в бесконтактных реле включение нагрузки происходит за счет значительного и очень быстрого изменения сопротивления. Следовательно, включение и отключение происходят без разрыва цепи и соответственно без связанных с таким разрывом последствий: искрения, дугообразования, окисления и износа контактов.

Основным достоинством бесконтактных реле является высокая надежность, которая обусловлена именно отсутствием контактов и подвижных частей. Кроме того, надо отметить и другие преимущества бесконтактных реле перед контактными: возможность эксплуатации во взрывоопасных и запыленных помещениях, в условиях повышенной влажности и химически агрессивных паров; стабильность параметров срабатывания и отпускания при наличии вибрации, ударных нагрузок, невесомости, при изменении пространственного положения; простота эксплуатации, высокая чувствительность.

Принцип действия бесконтактного магнитного реле основан на использовании в магнитном усилителе положительной обратной связи с  $K_{oc} > 1$ . В § 23.6 было рассмотрено построение характери-

ки магнитного усилителя с положительной обратной связью. Из этого построения видно, что с увеличением коэффициента обратной связи характеристика становится все более несимметричной и ее правая ветвь возрастает все круче и круче. Теоретически уже при  $K_{oc} = 1$  возникает скачкообразное увеличение тока в нагрузке, т. е. релейный режим. Практически вследствие потерь энергии в сердечнике и отклонения его характеристики намагничивания от идеальной релейный режим наступает при  $K_{oc} = 1,05 \div 1,3$ .

Для получения больших значений  $K_{oc}$  в схемах с внутренней обратной связью вводится дополнительно и специальная обмотка обратной связи. Схемы с внешней и внутренней обратной связью называются схемами со смешанной обратной связью. Они наиболее рациональны в конструктивном отношении, поскольку позволяют снизить число витков обмотки обратной связи, а следовательно, уменьшить габариты и упростить изготовление бесконтактного магнитного реле.

Надо отметить, что бесконтактные реле строятся не только на базе магнитного усилителя с положительной обратной связью. Они могут быть созданы и на базе полупроводниковых элементов, в первую очередь транзисторов и тиристоров.

### § 26.7. Характеристики и схемы бесконтактных магнитных реле

Выполним графическое построение характеристики бесконтактного магнитного реле с помощью метода, рассмотренного в § 23.6.

Прежде всего строим характеристику магнитного усилителя без обратной связи, откладывая по оси абсцисс напряженность управляющего поля  $H_y$  (и соответствующее ей значение тока управления  $I_y$ ) и по оси ординат напряженность  $H_{cp}$  (и соответствующее ей значение тока нагрузки  $I_n$ ). Для идеального магнитного усилителя  $H_{cp} = H_y$ , поэтому линейный участок характеристики  $I$  на рис. 26.7 имеет угол наклона к оси ординат  $45^\circ$ . На этом же графике строим характеристику обратной связи, представляющую собой прямую 2, проведенную по отношению к оси ординат под углом  $\alpha = \arctg K_{oc}$ .

Так как мы проводим построение для случая  $K_{oc} > 1$ , то  $\alpha > 45^\circ$  и прямая 2 проходит ниже линейного участка характеристики  $I$ . Пересечение характеристики  $I$  и прямой 2 дает значение тока нагрузки при  $I_y = 0$ . Затем проводим несколько прямых, параллельных прямой 1 из различных точек, соответствующих новым значениям  $I_y < 0$ . Обратите внимание, что при этом пересечение происходит не

в одной, а в двух и даже трех точках. Теоретически характеристика  $I_n = f(I_y)$  имеет S-образную форму. Часть этой характеристики (участок  $бв$  на рис. 26.7) показана пунктиром. Работа усилителя на этом участке невозможна, поскольку электрическая цепь находится в неустойчивом режиме. Реальная характеристика  $I_n = f(I_y)$  показана сплошной линией. При постепенном изменении управляющего сигнала (начиная с больших отрицательных значений  $-I_y$ ) в сторону увеличения (абсолютное значение тока при этом уменьшается) ток в нагрузке сначала плавно изменяется до точки  $в$ . Дальнейшее изменение тока  $I_y$  в этом же направлении приводит к скачкообразному изменению тока: переход из точки  $в$  в точку  $а$ . Затем снова происходит плавное незначительное изменение тока нагрузки: участок характеристики правее точки  $а$ .

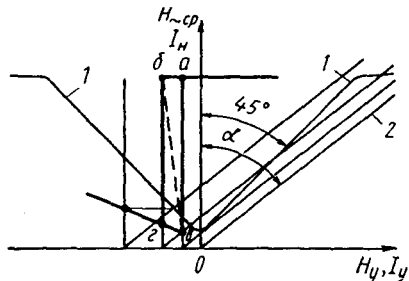


Рис. 26.7. Релейная характеристика магнитного усилителя при  $K_{ос} > 1$

При изменении управляющего тока в противоположном направлении (от положительных значений  $I_y$  до отрицательных) ток нагрузки сначала плавно изменяется до точки  $б$ , в которой происходит скачок к минимальному значению в точке  $г$ . В результате характеристика получает вид, как у поляризованного реле с размыкающим контактом. Максимальное значение тока  $I_n$  соответствует замыканию контакта, а минимальное значение тока нагрузки — размыканию контакта. В обычном контактном реле это минимальное значение тока нагрузки естественно равно нулю.

Схемы бесконтактных магнитных реле со смещением показаны на рис. 26.8,  $а, б$ . В схеме по рис. 26.8,  $а$  обмотка смещения питается от самостоятельного источника питания. На практике благодаря смещению можно получить разный вид характеристик бесконтактного реле (рис. 26.8,  $в$ ).

Если сместить характеристику вправо таким образом, чтобы ось ординат проходила посередине петли гистерезиса этой характеристики (рис. 26.8,  $в$ ), то бесконтактное магнитное реле может выполнять роль триггера, т. е. запоминающего устройства. При  $I_y = 0$  реле имеет два устойчивых состояния (точки  $а$  и  $б$  на рис. 26.8,  $в$ ). Реле будет находиться в том состоянии, в котором оно находилось до снятия управляющего сигнала  $I_y$ . Если раньше ток управления был отрицательным, то состояние реле определяется точкой  $а$  (минимальный ток нагрузки). Если раньше ток управления был положительным, то

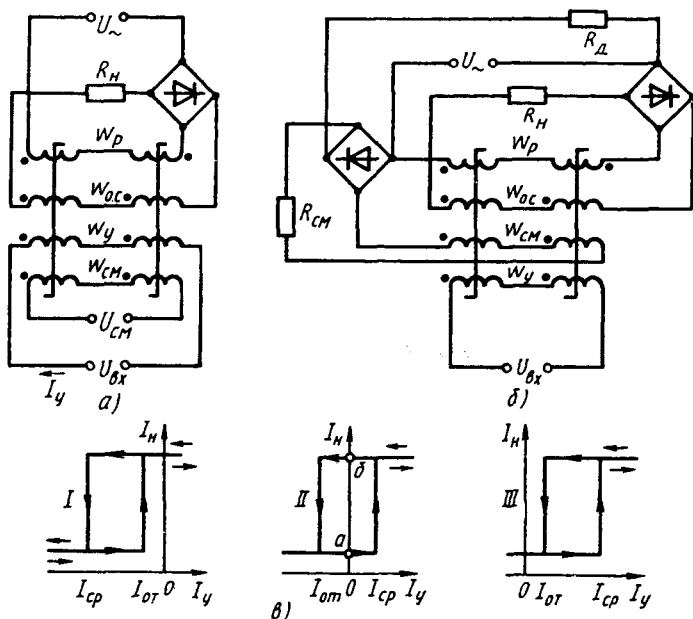


Рис. 26.8. Схемы и характеристики бесконтактных магнитных реле

состояние реле определяется точкой б (максимальный ток нагрузки). Значит, такое реле «запоминает» свое предыдущее состояние.

Правда, если временно будет отключено напряжение питания, то после его повторного включения состояние реле будет неопределенным (а или б). Оно обусловлено случайными причинами: неидентичностью сердечников и обмоток.

В схеме по рис. 26.8, б обмотка смещения питается выпрямленным током от того же источника, что и рабочая обмотка. Этим обеспечивается стабилизация тока срабатывания при колебаниях напряжения питания.

Для основных параметров бесконтактного магнитного реле приняты те же термины, что и для обычных контактных реле. Ток управления, при котором ток нагрузки изменяется скачком от минимального до максимального значения, называют током срабатывания. Соответственно ток управления, при котором ток нагрузки скачком уменьшается, называют током отпускания.

Недостатками бесконтактных магнитных реле являются следующие их отличия от обычных реле: переключение происходит лишь в одной цепи (заменяется как бы только одна пара контактов), минимальный ток отличен от нуля.

## § 26.8. Основы расчета и конструирования бесконтактных магнитных реле

Расчет бесконтактного магнитного реле проводят в той же последовательности, что и для обычного магнитного усилителя.

Исходными данными для расчета являются сопротивление нагрузки  $R_n$ , токи нагрузки (максимальный  $I_{n \max}$  и минимальный  $I_{n \min}$ ), частота источника питания  $f$ , токи обмотки управления (ток срабатывания  $I_{ср}$  и ток отпускания  $I_{от}$ ), требуемое быстродействие (время отпускания  $t_{от}$  и время срабатывания  $t_{ср}$ ).

Обычно целью расчета является определение размеров магнитопровода и обмоточных данных.

Размеры магнитопровода определяются величиной максимальной мощности в нагрузке  $P_{n \max} = I_{n \max}^2 R_n$  и выбранным материалом сердечника:

$$Q_o Q_c = \frac{P_{n \max} 10^6}{2,22 f k_m k_c j B_{\max}}, \quad (26.1)$$

где  $Q_o$  — площадь окна катушки;  $Q_c$  — площадь сечения магнитопровода;  $k_m$  — коэффициент заполнения окна катушки медным проводом;  $k_c$  — коэффициент заполнения сечения магнитопровода сталью;  $B_{\max}$  — магнитная индукция;  $j$  — допустимая плотность тока в обмотке.

Для уменьшения размеров магнитопровода следует применять материалы с высокой индукцией насыщения (пермаллой), увеличивать плотность тока  $j$  в обмотке за счет улучшения теплоотдачи обмотки и применения теплоустойкой изоляции.

Размеры магнитопровода, полученные (по 26.3), уточняются по справочнику, где приведены стандартные размеры.

Сначала выполняется построение статической характеристики без обратной связи. Затем по методу, изложенному в § 26.7, строят статическую характеристику усилителя с обратной связью и подбирают необходимое значение коэффициента обратной связи  $K_{oc}$ .

Следует отметить, что ширина петли характеристики (см. рис. 26.8, в) магнитного реле уменьшается, а ток холостого хода увеличивается при больших значениях  $B_{\max}$ . Обычно эту величину выбирают на колене кривой намагничивания (выше линейного участка).

Высокая стабильность — одно из главных требований, предъявляемых к магнитному реле. Установлено, что ток срабатывания более стабилен, чем ток отпускания. Объясняется это тем, что ток от-

пускания зависит от максимального тока нагрузки, который, в свою очередь, зависит от колебаний напряжения питания и сопротивления нагрузки. Поэтому целесообразно применять бесконтактные магнитные реле, работающие на «замыкание».

Для получения достаточной стабильности желательно иметь индуктивное сопротивление рабочих обмоток во много раз большим активного сопротивления нагрузки, что снизит влияние колебаний активного сопротивления на характеристики реле. Для стабилизации тока срабатывания целесообразно применение схемы с автоматическим смещением (см. рис. 26.8, б).

При конструировании бесконтактных магнитных реле используются те же материалы и сердечники, что и для магнитных усилителей. Однако следует иметь в виду, что пермаллой очень чувствительны к механическим нагрузкам, даже к таким сравнительно малым, которые создаются обмотками. Поэтому кольцевые магнитопроводы заключают в защитные каркасы, поверх которых и размещаются обмотки. Все реле также закрывают коробкой и иногда заливают изоляционными компаундами, что кроме защиты от механических воздействий обеспечивает и повышение надежности.

### Контрольные вопросы

1. Зачем нужны магнитные модуляторы?
2. Что измеряют магнитомодуляционные датчики?
3. Принцип действия магнитного реле.

## Раздел V

# ЦИФРОВЫЕ И СПЕЦИАЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИКИ

## Глава 27

### ЭЛЕМЕНТЫ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ

#### § 27.1. Достоинства дискретных систем

Наряду с непрерывными системами автоматического управления все большее распространение получают дискретные системы, в которых при непрерывном изменении входной величины, хотя бы в одном звене выходная величина изменяется не непрерывно, а дискретно. Процесс преобразования непрерывной величины в дискретную (прерывистую, изменяющуюся скачком) называется квантованием. В зависимости от способа квантования дискретные системы подразделяются на импульсные, релейные и цифровые. В импульсных системах квантование происходит по времени, т. е. через равные промежутки времени фиксируется значение непрерывной величины и передается в виде импульса. В релейных системах квантование осуществляется по уровню, т. е. при достижении входным непрерывным сигналом определенного уровня выходной сигнал дискретно (скачком) изменяется и остается неизменным до тех пор, пока входной сигнал не достигнет другого определенного уровня. В цифровых системах происходит одновременно квантование по времени и по уровню.

Импульсные системы могут рассматриваться как совокупность импульсного элемента и непрерывной части, объединяющей все элементы непрерывного действия. Процесс квантования во времени, осуществляемый импульсным элементом, поясняется на рис. 27.1.

В строго определенные моменты времени выходной сигнал (сплошная линия на рис. 27.1, *а*) передается в виде импульса. Для простоты будем рассматривать только прямоугольные импульсы (рис. 27.1, *б*). Чередуются они с периодом  $T$ . Следовательно, сигнал

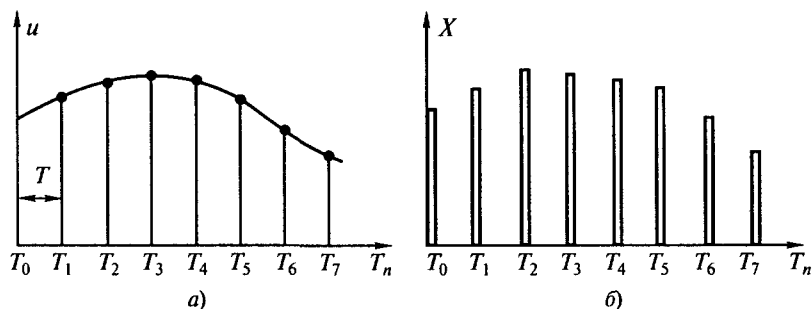


Рис. 27.1. Квантование во времени непрерывного сигнала

имеется только в моменты времени  $0, T, 2T, 3T, \dots, nT$ , где  $n = 0, 1, 2, \dots$ . Поэтому зависимость импульсного сигнала от времени можно обозначить  $x[nT]$ . Такая дискретная передача сигнала имеет ряд преимуществ перед непрерывной передачей, что и объясняет распространение дискретных систем. Улучшается процесс измерения регулируемой величины, поскольку объект нагружается измерительным элементом только в краткие промежутки времени. На рис. 27.2 показан импульсный измерительный элемент, состоящий из потенциометра 1 с движком 2.

Перемещение движка 2 определяется давлением в сильфоне 3, соединенном тягой с этим движком. Падающая дужка 4 подвешена на пружине 5 и под действием эксцентрика (кулачка) 6, вращающегося с постоянной скоростью, периодически прижимает движок 2 к потенциометру 1. Выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  представляет собой последовательность прямоугольных импульсов постоянной длительности. Амплитуда каждого импульса пропорциональна отклонению

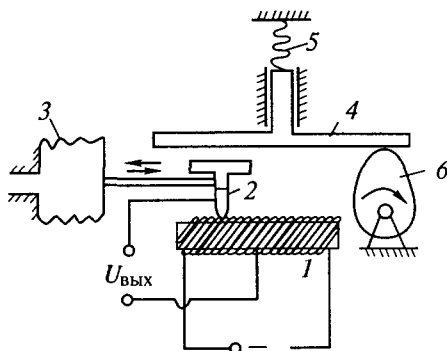


Рис. 27.2. Импульсный датчик давления



движка от средней точки обмотки потенциометра. Для надежной работы потенциометрического датчика требуется хороший контакт между движком и обмоткой, что обеспечивается при достаточном усилии нажатия. Однако при большом усилии нажатия сильфону будет не под силу перемещать движок, т. е. чувствительность измерительного элемента снижается. Желательно иметь и высокую чувствительность и высокую надежность. Импульсный датчик позволяет удовлетворить обоим требованиям: перемещение движка сильфоном происходит при отсутствии трения между движком и обмоткой, а достаточное усилие прижатия движка к обмотке при съеме выходного напряжения обеспечивается с помощью пружины 5.

При импульсном сигнале повышается пропускная способность линии передачи сигнала, поскольку в промежутках между импульсами одного источника информации можно передавать импульсы другого источника. Импульсные устройства имеют меньшие габариты и вес по сравнению с непрерывными, поскольку в среднем потребляют меньшую мощность.

В качестве импульсного элемента чаще всего используются так называемые «электронные ключи», они и обеспечивают электронную коммутацию в дискретных системах.

## § 27.2. Электронные коммутаторы

Рассмотренные в главе 15 коммутационные элементы выполняют переключение электрических цепей при непосредственном механическом воздействии для ручного управления и под воздействием электромагнитных сил при автоматическом управлении. Электромагнитные коммутаторы имеют невысокое быстродействие — в лучшем случае порядка нескольких микросекунд. Значительное повышение быстродействия обеспечивается применением электронных коммутационных элементов, построенных на полупроводниковых приборах. Такие электронные коммутаторы называются транзисторными и диодными ключами. В системах автоматики с управлением от ЭВМ, использующих элементы импульсной и цифровой техники, переключения выполняют именно электронные коммутаторы. Наибольшее распространение получили электронные устройства, в которых в качестве коммутирующего элемента используются транзисторы. В отличие от диодных ключей, у которых вход и выход имеют непосредственную связь, транзисторные ключи позволяют отделить входную (управляющую) цепь от выходной (управляемой) цепи, что зачастую бывает необходимо.

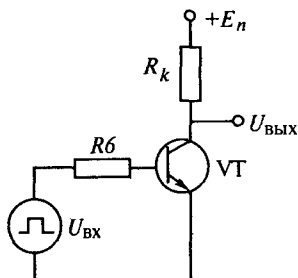


Рис. 27.3. Транзисторный ключ

Схема наиболее простого транзисторного ключа показана на рис. 27.3. Так же как и механический ключ (тумблер или выключатель), транзисторный ключ может находиться в одном из двух состояний: разомкнутым, когда транзистор закрыт («выключено»), и замкнутым, когда транзистор открыт («включено»). Изменение состояния ключа происходит под влиянием входного управляющего напряжения  $U_{вх}$ , при этом закрытому состоянию транзистора соответствует низкий

положительный уровень входного сигнала, а открытому состоянию — высокий положительный уровень входного сигнала. Нагрузка к транзисторному ключу может подключаться двумя способами — параллельно  $R_к$  и параллельно транзистору. Простейшая схема транзисторного ключа имеет два основных недостатка: большая задержка выключения при работе на емкостную нагрузку и сильная зависимость выходного напряжения от величины сопротивления нагрузки. С целью устранения этих недостатков используют более сложные устройства — составные ключи. Для повышения быстродействия используется ключ с ускоряющей емкостью (конденсатор подключается параллельно резистору в управляющей цепи), ключ с отрицательной обратной связью и другие схемы ключей. Работа транзистора в ключевых схемах изучается в курсе электронной техники.

В системах автоматики достаточно часто возникает задача последовательного опроса нескольких датчиков; или поочередного подключения нескольких источников информации к общему управляющему устройству. Такие задачи можно решать, например, с помощью шаговых искателей и распределителей (см. § 19.7). Однако как и другие контактные электромеханические устройства, они имеют низкую надежность и действуют медленно. Поэтому в современной технике предпочтительнее применение электронных устройств. Для адресного подключения одной из нескольких входных линий к одной выходной линии служит мультиплексор (см. § 27.6). Обратная задача — переключение одной входной линии на несколько выходных — решается с помощью демультиплексора. По существу мультиплексор и демультиплексор являются электронными коммутаторами. Их работа основана на выполнении некоторых логических операций, поэтому они будут рассматриваться после ознакомления с логическими элементами.

### § 27.3. Элементы цифровой техники

Системы с цифровым сигналом обладают теми же достоинствами, что и импульсные системы, а кроме того, лучше защищены от помех, поскольку определенный достигнутый уровень передается с помощью двоичных сигналов, которые очень четко отличаются друг от друга. Эти сигналы условно называются 1 (единица, или логическая единица) и 0 (ноль, или логический ноль). При этом «1» и «0» — это символы, а не значения сигналов в каких-нибудь единицах измерения. Например, за «1» можно принять напряжения более 5 вольт. Следовательно и 6, и 7, и 8 В будут восприниматься как «1». Пусть нам надо передать по проводам сигнал «1». Подаем на входные зажимы цепи 8 В. Если длина линии велика и сопротивление проводов большое, то при передаче произойдет падение напряжения в проводах и на выходе окажется только 7 В. Но и этот сигнал в цифровой системе воспринимается как «1». Следовательно, искажение информации при передаче не произошло. Если бы передавался аналоговый сигнал, то ошибка при передаче составила бы 1 В, т. е. 12,5 %. Каждый уровень в цифровой системе передается двоичным числом (комбинацией из «0» и «1»), состоящим из нескольких разрядов. Чем больше уровней, тем больше разрядов должно быть в числе. Двоичным числом, состоящим из  $n$  разрядов, можно передать  $2^n$  уровней. Например в цифровой передаче телефонного разговора используется квантование на 256 уровней и каждый отсчет передается восьмиразрядным двоичным числом ( $2^8 = 256$ ). Из комбинации «0» и «1» можно составлять условные обозначения (коды), добавлять вспомогательные разряды, позволяющие обнаружить и даже устранить случайную ошибку при передаче. Поэтому в общем случае цифровой сигнал называют кодовой информацией или кодовым словом. Для обработки и преобразования кодовой информации (последовательности символов «0» и «1») выполняются логические операции. Эти операции осуществляются в логических элементах.

#### *Основные логические элементы*

Логический элемент — это устройство, реализующее одну из логических операций. Логические элементы, используемые в системах автоматики, основаны на использовании самых различных физических явлений и свойств. Наиболее часто применяются электронные устройства, выполняемые как интегральные микросхемы. Промышленность выпускает серии интегральных схем, выполняющих самые разнообразные логические операции. Например, широко применяемые серии К155, К555, К1533 и др. включают в себя более 150 мик-

росхем, в том числе около 50 схем логических элементов различного функционального назначения. Любую логическую функцию можно выполнить с помощью логических операций И, ИЛИ, НЕ. Эти операции называют элементарными, а устройства для их реализации называются элементарными логическими элементами. На рис. 27. 4 показаны условные обозначения логических элементов НЕ (а), И (б), ИЛИ (в).

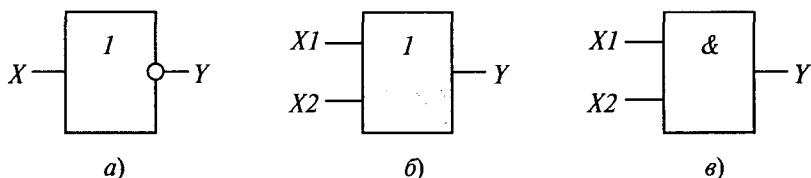


Рис. 27.4. Логические элементы

Все логические элементы обозначаются в виде прямоугольников с линиями, по которым подводятся входные и выходные сигналы. Обычно слева располагаются линии входных сигналов, а справа — выходных. В прямоугольнике изображается знак логической операции: & — И, 1 — ИЛИ. Если выход обозначен окружностью, то элемент производит логическое отрицание результата операции, указанной внутри прямоугольника. Логическое отрицание называют инверсией, а выход, обозначенный окружностью, называют инверсным выходом. На рис. 27.4 входные сигналы обозначены буквой  $X$ , а выходные —  $Y$ . Работу каждого элемента поясняет таблица 27.1, на которой показано соответствие выходных сигналов при любой возможной комбинации входных сигналов. Такая таблица называется таблицей истинности или таблицей переключений. Показанные на рис. 27.4 элементы И и ИЛИ имеют по два входа, но они выпускаются и с большим числом входов.

Таблица 27.1

НЕ	
X	Y
0	1
1	0

ИЛИ		
X1	X2	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

И		
X1	X2	Y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Входные и выходные сигналы могут принимать одно из двух значений: «логическая 1» и «логический 0». При конкретной практической реализации эти сигналы представляются различными физическими величинами (например, электрическое напряжение или потенциал). Знание абсолютной величины сигнала при этом не требуется, достаточно различать более положительную и менее положительную величину. При этом сигнал может иметь и отрицательную полярность. На рис. 27.5 эти два значения обозначены латинскими буквами  $H$  (от английского high — высокий) и  $L$  (от английского low — низкий). Эти два значения называют логическими уровнями.

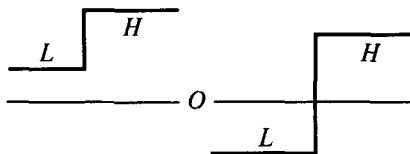


Рис. 27.5. Логические уровни сигналов

Один из этих уровней принимается за «1», другой — за «0» (в зависимости от договоренности, соглашения). Различают соглашение положительной логики (при котором логический уровень  $H$  принимают за «1», а логический уровень  $L$  — за «0») и соглашение отрицательной логики (при котором логический уровень  $H$  принимают за «0», а логический уровень  $L$  — за «1»). Обычно принимают единое соглашение для всей схемы или используют указатели полярности сигналов. Следует отметить, что логические элементы И и ИЛИ обладают свойством двойственности — один и тот же элемент в зависимости от принятого соглашения может выполнять функции либо элемента И, либо ИЛИ. Как уже отмечалось, любая сложная логическая функция может быть выполнена с помощью элементарных логических операций И, ИЛИ, НЕ. Но есть возможность выполнить любую сложную логическую функцию и с помощью некоторого количества совершенно однотипных элементов, выполняющих только одну операцию. Например, есть серии микросхем, построенных на основе составной логической схемы И-НЕ, а есть серии, построенные на основе составной логической схемы ИЛИ-НЕ. Условные обозначения логических элементов И-НЕ и ИЛИ-НЕ показаны на рис. 27.6. Использование единого базового элемента для всей серии позволяет использовать единую технологию для всей серии микросхем, увеличить объем выпуска и соответственно снизить стоимость каждого элемента.

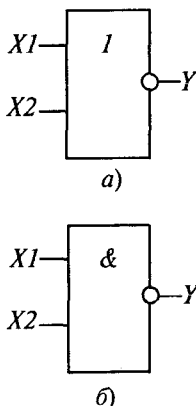


Рис. 27.6. Базовые логические элементы

Таблица 27.2

ИЛИ-НЕ		
X1	X2	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

И-НЕ		
X1	X2	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

В табл. 27.2 приведены соотношения между комбинациями входных сигналов и выходным сигналом для базовых логических элементов (т. е. таблицы истинности).

По виду входных и выходных сигналов логические элементы делятся на потенциальные и импульсные. В потенциальных элементах сигналы «1» и «0» представляются двумя уровнями (см. рис. 27.5), а в импульсных — наличием или отсутствием импульсов (или импульсами разной полярности). Наибольшее распространение получили потенциальные элементы.

Полученную в результате логических операций информацию в виде двоичных кодовых слов необходимо запоминать и хранить. Для этой цели служат устройства памяти (триггеры и регистры).

## § 27.4. Элементы памяти для цифровых систем

### *Устройства памяти*

Основным устройством, которое способно запомнить цифровую информацию, является триггер. Триггер — это устройство, которое имеет два устойчивых состояния, одно из которых принимается за «1», а другое — за «0».

Электромагнитное реле тоже можно рассматривать как триггер, поскольку реле имеет два состояния — включено и выключено. В цифровых схемах для автоматики наибольшее распространение получили полупроводниковые триггеры, выпускаемые в виде интегральных микросхем. Такие триггеры, как правило, являются двухкаскадными усилителями постоянного тока с положительной обратной связью (выход усилителя соединен с его входом).

На рис. 27.7 показана схема простейшего статического триггера. Из двух транзисторов один обязательно открыт, а другой закрыт.

Если закрыт VT1, то положительный потенциал с его коллектора подается на базу VT2, и наоборот. Соединение коллектора одного транзистора с базой другого и обеспечивает положительную обратную связь. Несмотря на полную симметрию схемы, такое ее состояние, когда оба транзистора открыты, является неустойчивым и практически невозможным. Даже незначительное случайное увеличение коллекторного тока одного транзистора приведет к уменьшению положительного потенциала на его коллекторе и соответственно на базе другого транзистора. Это приводит к уменьшению коллекторного тока другого транзистора, увеличению потенциала на его коллекторе и соответственно на базе первого транзистора. В итоге первый транзистор еще больше открывается, а второй — еще больше закрывается. Этот процесс протекает очень быстро, лавинообразно и заканчивается тогда, когда первый транзистор полностью откроется (режим насыщения), а второй транзистор полностью закроется, поскольку на его базу будет подан практически нулевой потенциал. Перевод триггера из одного устойчивого состояния в другое осуществляется подачей положительных или отрицательных импульсов на коллекторы одного или другого транзистора. При этом один из входов принимают устанавливающим триггер в состояние «1» и называют вход *S* (от английского *set* — установить), а другой, устанавливающий (сбрасывающий) триггер в состояние «0», называют входом *R* (от английского *reset* — сбросить). Такой триггер называют RS-триггером.

Условное обозначение RS-триггера показано на рис. 27.8. В сериях микросхем RS-триггеры обычно построены на двух базовых логических элементах, тех, на которых основана вся серия (ИЛИ-НЕ либо И-НЕ). Такие триггеры показаны на рис. 27.9, а, б.

Поясним работу RS-триггера на базе элементов ИЛИ-НЕ (рис. 27.9, а) с помощью диаграммы (рис. 27.9, б). При поступлении сигнала «1» на вход *S* триггер переключится в состояние «1», если он был в состоянии «0», или сохраняет «1» на выходе *Q*, если он уже находился в этом состоянии. Соответственно при поступлении «1» на вход *R* триггер переключится в

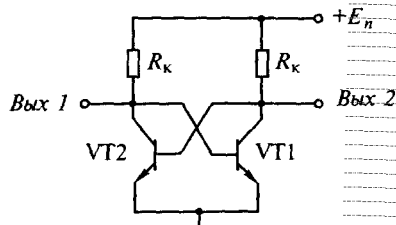


Рис. 27.7. Статический триггер

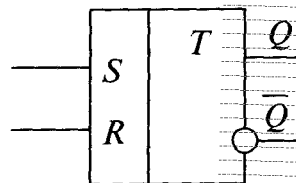


Рис. 27.8. Условное обозначение триггера

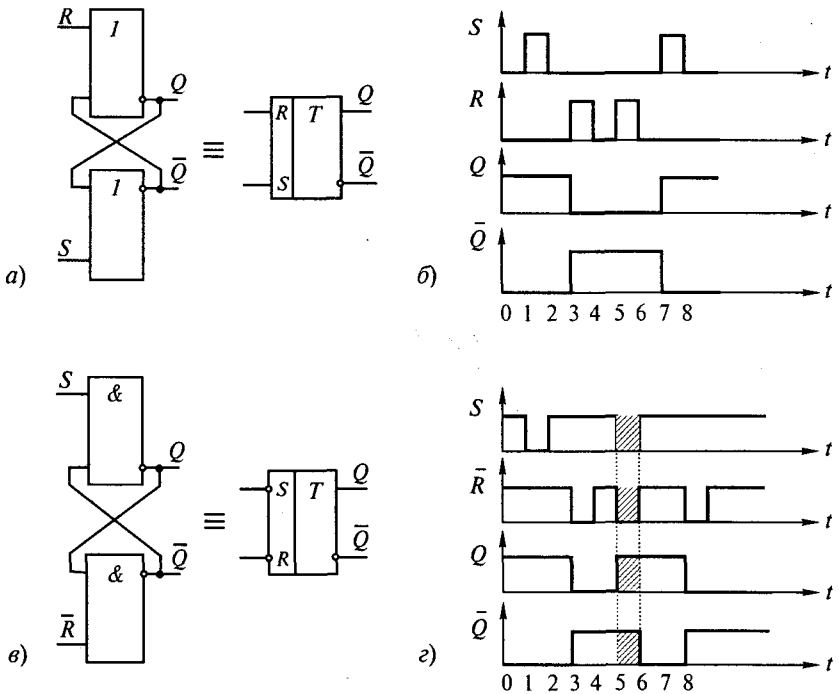


Рис. 27.9. RS-триггеры

«0» или сохранит это состояние. Исходное состояние триггера (сразу после включения и при отсутствии сигналов «1» на входах  $S$  и  $R$ ) не определено, оно является случайной величиной. В отличие от схемы *a* в схеме *в* используется отрицательная логика, т. е. «1» имеет менее положительный потенциал, чем «0».

По способу записи информации различают асинхронные и синхронные триггеры. Состояние (выходной сигнал) асинхронного триггера может измениться в любой момент — тогда, когда придет входной сигнал. В синхронном триггере состояние может меняться только в определенные моменты времени — тогда, когда поступает дополнительный синхронизирующий сигнал. RS-триггер является асинхронным. На его базе может быть построен синхронный D-триггер, показанный на рис. 27.10.

Сигналы, предназначенные для записи в триггер, поступают на информационный вход  $D$ . Сигналы, определяющие момент записи, поступают на вход  $C$ . Изменение состояния статического D-триггера возможно только в течение того времени, когда  $C = 1$ . Если же на



вход  $C$  поступает сигнал «0», то изменение сигнала на выходе триггера не происходит, он сохраняет предыдущее состояние. На диаграмме (рис. 27.10, в) видно, что по окончании первого синхроимпульса на информационный вход  $D$  поступал уже сигнал «0», а не «1». Однако состояние триггера, соответствующее этому сигналу, возникло только тогда, когда пришел второй синхроимпульс. Аналогичным образом состояние «1» на выходе  $Q$  сохранялось от третьего до пятого синхроимпульса, хотя сигнал «1» на входе  $D$  сменился сигналом «0» еще раньше, чем пришел синхроимпульс 5. Поскольку такой триггер задерживает выходной сигнал до прихода очередного синхроимпульса, он и получил свое название D-триггер (от английского delay — задержка).

В динамическом синхронном D-триггере информация записывается только в момент перепада напряжения на входе  $C$ , т. е. передним фронтом синхроимпульса.

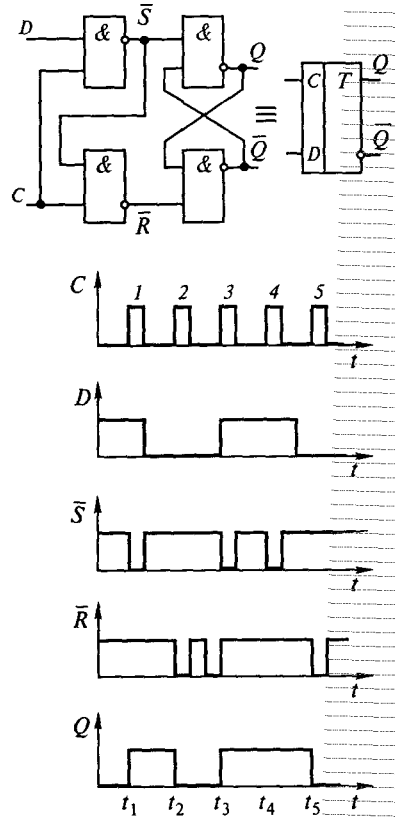


Рис. 27.10. Синхронный D-триггер

### § 27.5. Счетчики импульсов

На базе динамического D-триггера может быть построен счетный T-триггер, условное обозначение которого показано на рис. 27.11, а. Он имеет один вход и два выхода. Сигналы на выходах меняются на противоположные при каждом положительном перепаде напряжения на счетном входе  $T$ . Счетный триггер может быть создан на базе динамического D-триггера, если его инверсный выход соединить с информационным входом, как показано на рис. 27.11, б. Рассмотрим его работу с помощью диаграммы на рис. 27.11, в.

Пусть в начальный момент времени на прямом выходе был сигнал «0», тогда на инверсном выходе и, следовательно, на входе  $D$  бу-

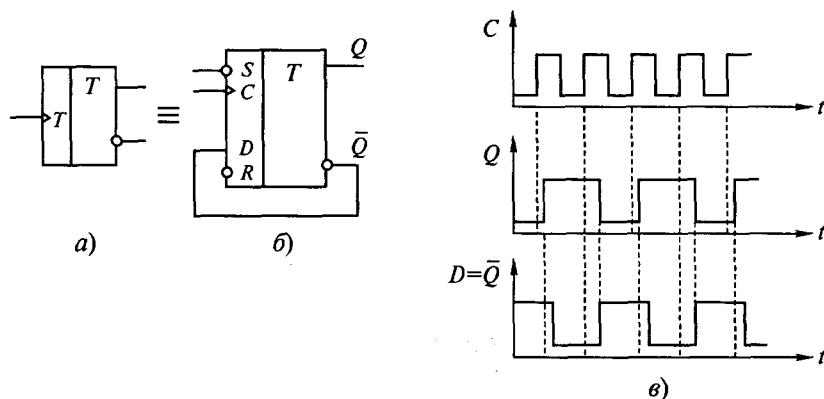


Рис. 27.11. Счетный триггер

дет сигнал «1». По фронту первого синхроимпульса «1» с входа переписывается на прямой выход, а на инверсном выходе появится «0». По фронту второго синхроимпульса этот сигнал «0» переписывается на прямой выход и будет там сохраняться до прихода третьего синхроимпульса и так далее. Обратите внимание на то, что частота сигналов на выходе вдвое меньше входной частоты синхроимпульсов. Поэтому счетный триггер называют делителем частоты.

Для хранения информации о многоразрядном кодовом слове используется несколько триггеров, по одному на каждый разряд. В этом случае такую группу триггеров называют регистром.

Для подсчета импульсов применяют регистры, состоящие из T-триггеров. На рис. 27.12 показан простой трехразрядный двоичный счетчик импульсов, состоящий из трех T-триггеров, имеющих входы R для установки в «0». На рис. 27.13 показаны временные диаграммы сигналов, а табл. 27.3 иллюстрирует состояние триггеров. В исходном состоянии все триггеры были в состоянии «0», после первого входного импульса триггер T1 перейдет в состояние «1», после второго входного импульса T2 перейдет в состояние «1», а T1 — в состояние «0» и т. д.

Из табл. 27.3 видно, что по состоянию триггеров можно определить сколько импульсов поступило на вход к данному моменту времени. После восьмого входного импульса все три триггера переходят в состояние «0» и счет повторяется. В общем случае емкость счетчика (или равный ей коэффициент пересчета) равен  $2^n$ , где  $n$  — число триггеров в счетчике. С помощью обратных связей можно получить коэффициент пересчета меньше этой величины.

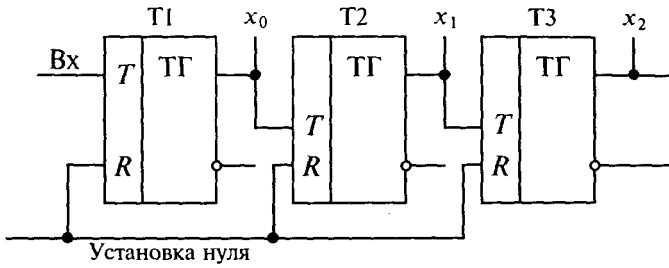


Рис. 27.12. Трехразрядный двоичный счетчик

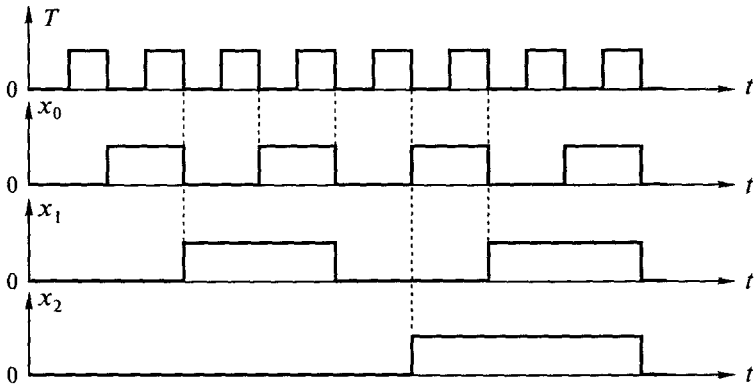


Рис. 27.13. Диаграммы сигналов в счетчике импульсов

Таблица 27.3

Количество входных импульсов	Состояние триггеров		
	T3	T2	T1
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1
8	0	0	0

## § 27.6. Мультиплексор и демультиплексор

На рис. 27.14 показан мультиплексор, уже упомянутый в § 27.2. В системах автоматического управления он используется для коммутации (подсоединения) выходных сигналов от нескольких источников (например, однотипных датчиков) к одному приемному устройству (например, показывающему прибору). Это подсоединение производится последовательно (в так называемых системах обтекающего контроля) или адресно — по выбору оператора.

Показанный на рис. 27.14 мультиплексор позволяет подключать к выходу  $Y$  один из четырех информационных входов  $D0, D1, D2, D3$ . Выбор информационного входа осуществляется подачей на два адресных входа  $A1$  и  $A2$  соответствующего кода: 00, 01, 10, 11. Например, при подаче на информационные входы сигнала «10» (т. е. 2 в десятичной системе счисления) появится «1» на выходе 2 дешифратора  $DC$ . Эта «1» по входу 7 поступает на двухвходовый логический элемент «И», на другой вход которого поступает информационный сигнал по  $D2$ . Значит, именно этот второй информационный вход будет подключен к выходу  $Y$  мультиплексора. С помощью мультиплексора может быть организована передача сигналов по одному и тому же каналу (выходу  $Y$ ) от нескольких источников информации. Но, естественно, это происходит не одновременно: при подаче на адресные входы  $A1$  и  $A2$  кода 00 передается информация от входа  $D0$ , при подаче кода 01 — от входа  $D1$  и т. д. Следовательно, можно сказать, что выход  $Y$  — это канал с временным (ударение на последнем слове) разделением каналов. Это особенно важно тогда, когда один и тот же физический канал связи используется для передачи большого количества разных сигна-

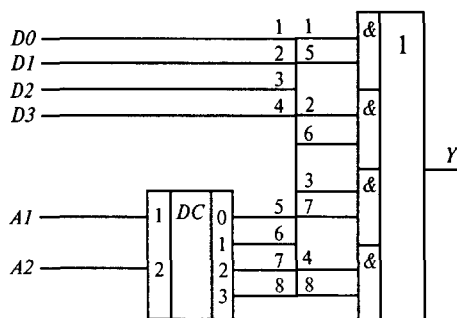


Рис. 27.14. Мультиплексор на 4 информационных входа

лов: например при обмене информацией в сети Интернет, или при автоматическом управлении космическими аппаратами.

После получения информации по такому единственному каналу связи информацию необходимо разделить между соответствующими приемниками. Эту задачу решает демультиплексор. Выбор соответствующего информационного выхода

осуществляется с помощью адресного входа. Схема демультиплектора показана на рис. 27.15.

Здесь так же, как и в схеме мультимплектора, используется дешифратор *DC*. При подаче на адресные входы *A1* и *A2* сигнала 10 на выходе 2 появится «1» и входной сигнал *Y* будет проходить на информационный выход *D2*.

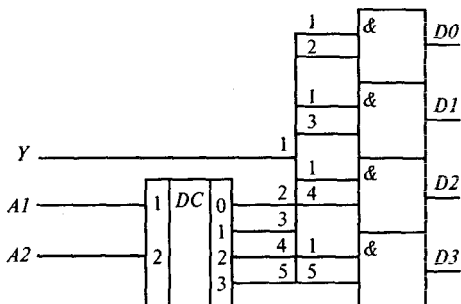


Рис. 27.15. Демультиплектор на четыре информационных выхода

## Контрольные вопросы

1. Какими достоинствами обладает импульсный сигнал по сравнению с аналоговым?
2. Как работает транзисторный ключ?
3. Каковы достоинства систем с цифровым сигналом?
4. Какие логические операции называют элементарными?
5. Что такое триггер?
6. Как работает счетчик импульсов?
7. Что такое мультимплектор?
8. Что такое демультиплектор?

## Глава 28

# ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ

### § 28.1. Аналого-цифровые преобразователи

Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) предназначен для автоматического преобразования (измерения и кодирования) непрерывно изменяющихся во времени (т. е. аналоговых) величин в соответствующие значения числовых кодов. В данном случае под словом «цифра» понимается двоичный код. Когда, например, говорят о

цифровой звукозаписывающей и воспроизводящей аппаратуре или о цифровой телефонии, то подразумевают, что непрерывно изменяющийся звуковой сигнал записывается или передается именно в виде двоичных (бинарных) кодов, т. е. «оцифрованным». Напомним, что в §12.3 уже был рассмотрен фотоэлектрический датчик с цифровым выходом и отметили, что он является аналого-цифровым преобразователем (см. рис. 12.6).

В зависимости от способа преобразования АЦП подразделяют на последовательные, параллельные и последовательно-параллельные. На рис. 28.1 показан АЦП последовательного типа.

По команде «Пуск» цифровой автомат ЦА вырабатывает последовательность двоичных чисел, которые поступают на вход цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), вырабатывающего напряжение  $U_{\text{цап}}$ , соответствующее каждому входному двоичному сигналу. Это напряжение  $U_{\text{цап}}$  непрерывно растет (пока работает ЦА) и поступает на один из входов компаратора  $K$ , на другой вход которого поступает входное напряжение  $U_{\text{вх}}$ . Компаратор сравнивает эти два сигнала и выдает сигнал при их равенстве. По этому сигналу останавливается ЦА, а на его выходе фиксируется двоичный код, соответствующий  $U_{\text{вх}}$ . Таким образом, преобразование в последовательном АЦП происходит в ступенчатом режиме, отдельными шагами (тактами), последовательно приближаясь к измеряемому значению. Поэтому последовательные АЦП на каждое преобразование аналогового сигнала затрачивают много времени. Для повышения их быстродействия используется метод поразрядного уравнивания. Иллюстрирующая этот метод схема показана на рис. 28.2.

Роль цифрового автомата выполняет регистр  $R_2$  с датчиком тактовых импульсов ДТИ. Считывание выходного кода происходит по сигналу схемы готовности данных СГД, который поступает при поступлении сигнала от компаратора  $K$  о равенстве входного напряжения  $U_{\text{вх}}$  и напряжения  $U_{\text{цап}}$ . Работа компаратора синхронизирована импульсами ДТИ. Эти же импульсы последовательно переводят разряды регистра  $R_2$  в состояние «1», начиная со старшего, а младшие разряды при этом остаются в состоянии «0». При этом ЦАП вырабатывает соответствующее напряжение, которое сравнивается в компараторе  $K$  с входным. Если  $U_{\text{цап}}$  больше

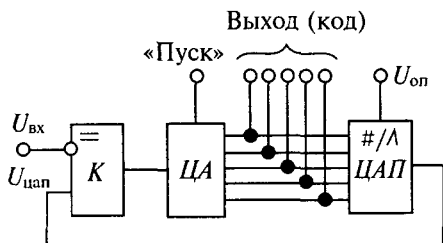


Рис. 28.1. Аналого-цифровой преобразователь последовательного типа

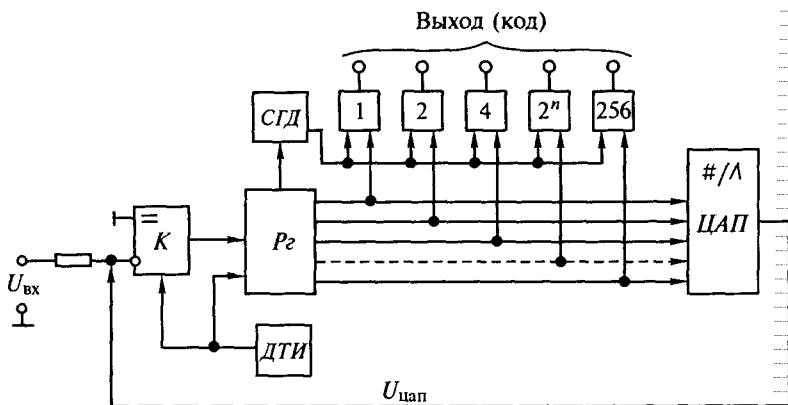


Рис. 28.2. Аналого-цифровой преобразователь

$U_{вх}$ , то по команде компаратора старший регистр сбрасывается в состояние «0», если  $U_{цап}$  меньше  $U_{вх}$ , то остается «1» в старшем разряде. Затем в состоянии «1» переводится следующий по старшинству разряд  $P_г$  и снова производится сравнение напряжений  $U_{цап}$  и  $U_{вх}$ . Цикл повторяется до тех пор, пока не произойдет сравнение в младшем разряде. После этого СГД выдает сигнал о выдаче выходного кода. Число циклов сравнения в таком АЦП будет равно числу разрядов выходного кода.

Наиболее быстродействующими являются АЦП параллельного типа. Преобразование аналогового сигнала в код в таких АЦП осуществляется за один шаг. Но такие АЦП требуют нескольких компараторов. Выходное напряжение одновременно сравнивается во всех компараторах с несколькими опорными напряжениями. Параллельные АЦП имеют большее число элементов, чем последовательные. Рассмотрим работу трехразрядного параллельного АЦП (рис. 28.3). Три двоичными разрядами можно представить восемь чисел: от 0 до 7. Поэтому используется 7 компараторов для сравнения входного напряжения с опорными напряжениями, получаемыми с помощью схемы резисторного делителя. От каждого компаратора получается сигнал «0», если входное напряжение меньше опорного, и «1» — в противном случае.

Состояние компараторов и соответствующих им двоичных кодов показано в табл. 28.1. Преобразователь кода выдает двоичное трехразрядное число. Время преобразования параллельных АЦП может составлять несколько десятков наносекунд, что в сотни раз быстрее, чем у последовательных АЦП.





## § 28.2. Цифро-аналоговые преобразователи

Цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) предназначен для автоматического преобразования (декодирования) входных величин, представленных числовыми кодами, в соответствующие им значения непрерывно изменяющихся во времени (т. е. аналоговых) величин. Иными словами ЦАП выполняет обратное по сравнению с АЦП преобразование. Выходные физические величины АЦП чаще всего представляют собой электрические напряжения и токи, но это могут быть и временные интервалы, и угловые перемещения, и т. п. В системе автоматики с ЭВМ или микропроцессором удобнее обрабатывать (преобразовывать или передавать) цифровой сигнал, но человеку (оператору) привычнее и удобнее воспринимать именно аналоговые сигналы, соответствующие значениям числовых кодов. Можно сказать, что с помощью АЦП информация вводится в ЭВМ, а с помощью ЦАП информация выводится из ЭВМ для воздействия на управляемый объект и восприятия человеком.

В схемах ЦАП обычно используется представление двоичного числа, состоящего из нескольких разрядов, в виде суммы степеней числа 2. Каждый разряд (если в нем записана единица) преобразуется в аналоговый сигнал, пропорциональный двойке в той степени, каков номер разряда, уменьшенный на единицу. На рис. 28.4 показана простая схема ЦАП, основу которой составляет матрица (набор) резисторов, которые подключаются ко входу операционного усилителя ключами, управляемыми соответствующими разрядами двоичного числа. В качестве ключей могут быть использованы триоды (например МДП-транзисторы).

Если в данном разряде записана «1», то ключ замкнут, если «0» — разомкнут. Коэффициент передачи операционного усилителя равен отношению сопротивления резистора в цепи обратной связи

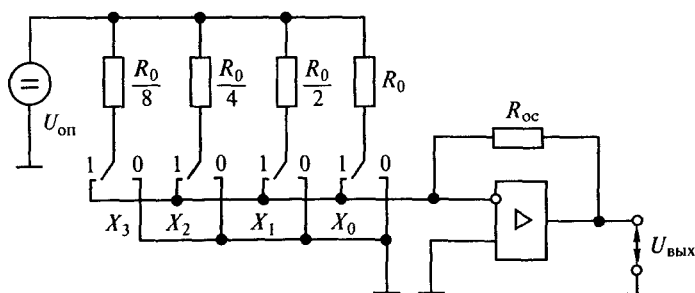


Рис. 28.4. Цифро-аналоговый преобразователь на базе резистивной матрицы

$R_{oc}$  к сопротивлению резистора на входе усилителя (а величина этого сопротивления, как видно из схемы, для каждого разряда различна). Коэффициенты передачи  $K = -(U_{вых} / U_{оп})$  по каждому разряду преобразуемого двоичного числа (если в этом разряде записана «1») соответственно равны  $K_0 = R_1/R_0$ ,  $K_1 = 2R_1/R_0$ ,  $K_2 = 4R_1/R_0$ ,  $K_3 = 8R_1/R_0$ . Выходное напряжение ЦАП определяется суммой

$$U_{вых} = -U_{оп}(K_3 + K_2 + K_1 + K_0) = -U_{оп}(R_1/R_0)(8X_3 + 4X_2 + 2X_1 + X_0),$$

где  $X$  принимает значение 1 или 0 в зависимости от того, что записано в данном разряде двоичного числа.

Таким образом, четырехразрядное двоичное число преобразуется в напряжение  $U_{вых}$ , которое может принимать 16 возможных значений от 0 до  $15U_{кв}$ , где  $U_{кв}$  — шаг квантования. Для уменьшения погрешности квантования необходимо увеличивать число двоичных разрядов ЦАП. При изготовлении интегральных микросхем ЦАП по данной схеме очень трудно сделать высокоточные резисторы с сопротивлениями, отличающимися друг от друга в десятки и сотни раз. Кроме того, нагрузка источника  $U_{оп}$  изменяется в зависимости от состояния ключей, поэтому необходимо применять источник с малым внутренним сопротивлением.

Схема ЦАП, показанная на рис. 28.5, свободна от указанных недостатков. В этой схеме весовые коэффициенты каждого разряда задаются последовательным делением опорного напряжения с помощью матрицы резисторов. Эта матрица представляет собой многозвенный делитель напряжения и называется резистивной матрицей типа  $R$ - $2R$ . В данной схеме ЦАП используются двухпозиционные ключи, которые подсоединяют резисторы  $2R$  либо ко входу опера-

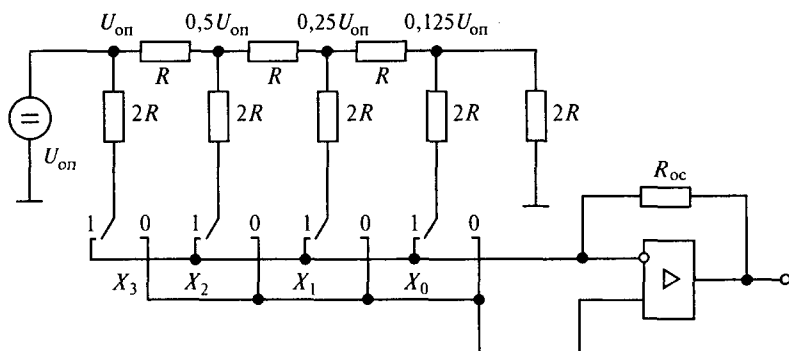


Рис. 28.5. Цифро-аналоговый преобразователь на базе резистивной матрицы  $R$ - $2R$ .

ционного усилителя (при «1» в данном разряде), либо к общему нулевому проводу. Входное сопротивление резистивной матрицы при этом не зависит от положения ключей. Коэффициент передачи между соседними узловыми точками матрицы составляет 0,5. Для схемы ЦАП по рис. 28.5 выходное напряжение равно

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{оп}}(R/16R)(X_1 + 2X_2 + 4X_3 + 8X_4).$$

Условное обозначение ЦАП показано на рис. 28.6.

Наибольшее влияние на погрешность ЦАП оказывают отклонения сопротивлений резисторов от их номинальных значений, а также то, что у реального ключа сопротивление в закрытом состоянии не равно бесконечности, а в открытом — не равно нулю. Выпускаемые в интегральном исполнении резистивные матрицы имеют относительную погрешность коэффициента деления порядка сотых долей процента.

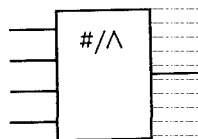


Рис. 28.6. Условное обозначение ЦАП

### § 28.3. Индикаторные устройства

Для отображения информации в системах автоматического управления широко используются индикаторные устройства. Чаще всего информация отображается с помощью оптических индикаторов, поскольку именно с помощью зрения человек воспринимает основной (более трех четвертей) объем информации, используемой и в производственной деятельности, и в быту. Кроме оптических индикаторов используются звуковые (акустические) индикаторы. Например, для сигнализации аварийных ситуаций наиболее приемлемы именно звуковые сигналы (сирена, гудок) в сочетании с привлекающими внимание персонала световыми (т. е. оптическими) сигналами.

Рассмотрим оптические индикаторные устройства, в дальнейшем называемые для краткости индикаторами. Различают активные и пассивные оптические индикаторы. К активным индикаторам относятся лампы накаливания, газоразрядные приборы, кинескопы и другие устройства, излучающие свет в видимой части спектра. К пассивным индикаторам относятся те устройства, которые сами не излучают свет, а лишь отражают свет внешних источников. К ним относятся шкалы измерительных приборов, цифровые индикаторы (например, счетчика электроэнергии в квартире или счетчика километров на приборной панели автомашины), жидкокристаллические индикаторные панели.

Светодиод в настоящее время является одним из наиболее простых и распространенных активных индикаторов. Принцип действия его основан на том, что при протекании прямого тока через полупроводниковый диод происходит излучение фотона (т. е. световой энергии). В кремниевых и германиевых диодах это излучение происходит в невидимом глазом диапазоне длин волн. А если выполнить диод на основе арсенида-фосфида галлия (GaPAs), то излучение происходит в диапазоне длин волн от 0,58 до 0,65 микрон. Это излучение человек воспринимает как желтый (0,58 мкм), оранжевый (0,63 мкм) или красный (0,65 мкм) свет. Светодиод, изготовленный на основе фосфида галлия (GaP), излучает зеленый (0,56 мкм) свет, а изготовленный на основе арсенида галлия (GaAs), — инфракрасный (0,90 мкм), хотя и невидимый человеческим глазом, свет, но удобный для дистанционного управления объектами. В зависимости от количества и пропорции примесей можно изменять длину волны максимума излучения, т. е. цвет свечения фотодиода. Материалы, используемые для изготовления светодиодов, дороже кремния и германия, поэтому светодиоды дороже обычных диодов. Коэффициент полезного действия светодиодов очень мал, только у инфракрасных диодов он составляет примерно 5 %, а у других в сто раз меньше. Быстродействие светодиодов очень высокое: при подаче скачкообразного входного сигнала яркость диода изменяется за сотую долю миллисекунды.

Входным сигналом для светодиода является прямой ток. От его величины зависит и яркость свечения. Хорошая видимость даже при дневном свете обеспечивается при прямом токе от 5 до 20 мА. При этом напряжение на светодиодах составляет 2—3 В. Светодиоды по своим параметрам хорошо согласуются с транзисторными и интегральными схемами. На рис. 28.7 показаны схемы включения светодиодов  $VD$  с помощью транзисторного ключа ( $a$  — высоким

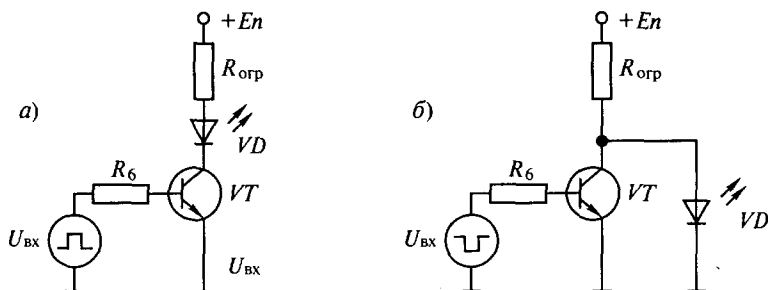


Рис. 28.7. Схемы включения светодиодов

уровнем напряжения,  $b$  — низким уровнем). Поскольку транзистор  $VT$  обладает усилительными свойствами, ток, потребляемый от источника сигнала, в десятки раз меньше прямого тока светодиода.

Сопротивление резистора  $R_{огр}$  ограничивает прямой ток светодиода и его величина равна:  $R_{огр} = (E - UVD)/IVD$ .

Светодиоды выпускаются в различном исполнении: точечном, линейном, цифрознаковом. Наибольшее распространение получили семисегментные цифровые светодиодные индикаторы. Стилизованное изображение цифры составляется из семи светодиодных сегментов, расположенных в виде цифры 8.

При подаче сигналов на определенные сегменты высвечивается требуемая цифра. Например, для высвечивания цифры 5 необходимо подать сигналы на сегменты  $a, f, q, c, d$  (рис. 28.8).

Линейный светодиодный индикатор представляет собой интегральную схему в виде светящегося столбика, образованного последовательно включенными светодиодными сегментами, и блока управления. Внешне такой индикатор выглядит как линейная шкала, он служит для отображения непрерывно меняющейся информации и является аналогом стрелочного измерительного прибора. Эти устройства используются в многоканальных системах для индикации однотипной информации. Несколько расположенных рядом линейных шкал очень удобны для восприятия оператором.

Люминисцентные индикаторы также относятся к типу активных. Они представляют собой электронную вакуумную лампу с катодом, управляющей сеткой и несколькими анодами. Аноды покрыты слоем люминофора, который светится, если на него попадает поток электронов, испускаемых катодом. Устройство люминисцентного индикатора показано на рис. 28.9. В стеклянном баллоне 5 расположены катод 1, сетка 3 и аноды 2 на подложке 4. Катод выполнен в виде двух тонких вольфрамовых нитей, натянутых параллельно анодам. Между катодом и анодами находится плоская сетка. На катод подается напряжение накала, он нагревается и испускает поток электронов. На сетку и аноды подаются положительные (по отношению к катоду) напряжения. Поток электронов из катода устремляется к положительно заряженной сетке, пролетает ее по инерции и попадает в ускоряющее поле тех анодов, на которые подано напряжение. При достижении

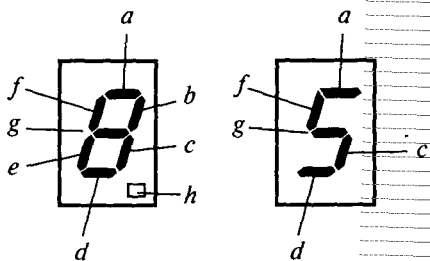


Рис. 28.8. Семисегментный индикатор

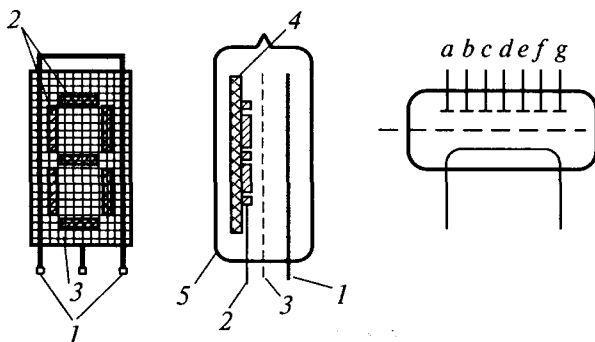


Рис. 28.9. Люминисцентный индикатор

анодов кинетическая энергия разогнавшихся до большой скорости электронов переходит в световую энергию излучаемых люминофором квантов света (как и в обычной электронно-лучевой трубке).

Серийно выпускаемые промышленностью люминисцентные индикаторы работают при напряжении накала до 5 В и сеточном напряжении 20—30 В.

К пассивным относятся жидкокристаллические индикаторы. Считывание с них информации возможно лишь при наличии внешнего освещения — естественного или искусственного. Принцип действия таких индикаторов основан на изменении степени прозрачности органических жидкокристаллических веществ, находящихся в электрическом поле.

Конструктивно жидкокристаллический индикатор (рис. 28.10) выполнен в виде двух плоских стеклянных пластин 1, разделенных по периметру прокладкой 2. На внутреннюю поверхность одной пластины наносятся прозрачные проводящие электроды-сегменты 3, форма и взаимное расположение которых будут определять индицируемые знаки. На всю вторую пластину 1 наносится проводящий прозрачный электрод 4. Пространство между пластинами заполняется жидкокристаллическим веществом, толщина слоя которого составляет примерно 10 микрон. Собранный таким образом пакет из стеклянных пластин, электродов и жидкого кристалла герметизируют. Выводы от электродов проходят через герметик. Для управления индикатором между общим электродом и электродами-сегментами подается напряжение 5—15 В.

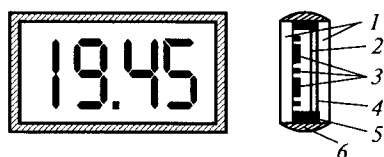


Рис. 28.10. Жидкокристаллический индикатор

Собранный таким образом пакет из стеклянных пластин, электродов и жидкого кристалла герметизируют. Выводы от электродов проходят через герметик. Для управления индикатором между общим электродом и электродами-сегментами подается напряжение 5—15 В.

Величина тока жидкокристаллического индикатора очень мала, поскольку вещество жидкого кристалла обладает большим удельным сопротивлением — несколько МОм на см. Поэтому и потребление энергии таким индикатором существенно меньше, чем у индикаторов других типов, хотя не следует забывать, что для жидкокристаллического индикатора требуется внешний источник света и не всегда бывает достаточно естественной освещенности. В этом случае требуется дополнительная энергия для питания источника света. При хорошей внешней освещенности контрастность знаков по отношению к фону составляет 70—90 %. Жидкокристаллические индикаторы относятся к высоконадежным элементам автоматики (наработка на отказ составляет несколько десятков тысяч часов), однако необходимо не допускать их нагрев выше 60 °С, а также исключить постоянную составляющую в переменном напряжении. С использованием жидких кристаллов созданы индикаторные панели и экраны. Такие устройства позволяют выводить большой объем информации. На экране отображаются цифровые и буквенные тексты, графики, таблицы, схемы и рисунки.

Оптимальным с точки зрения сочетания качества изображения и стоимости является индикаторный экран на базе электронно-лучевой трубки. В мониторе персонального компьютера, в телевизоре используется именно электронно-лучевая трубка (в телевизоре ее называют кинескопом). Заметим, что в ноутбуке (переносной компьютер с автономным питанием) с целью экономии энергии применяется жидкокристаллический экран. В электронно-лучевой трубке с помощью двух отклоняющих катушек можно изменять пространственное положение электронного луча на экране и выполнить изображение, состоящее более чем из миллиона точек. Но устройства управления электронно-лучевой трубки с трудом согласуются с наиболее перспективными цифровыми системами формирования изображения. В настоящее время более удачным средством для индикации большого объема информации являются плоские информационные экраны или панели. Работа их основана на различных физических принципах, но все они выполняют две задачи: обеспечивают пространственное распределение электрических сигналов для включения любого элемента индикации на всей поверхности экрана-панели и осуществляют преобразование электрического сигнала в оптическое излучение.

Для этого светоизлучающие элементы экрана располагаются в строго фиксированных точках. При этом возможны два способа адресации: параллельный (все элементы индикации независимы и могут включаться в любом порядке) и последовательный (в каждый,

очень короткий момент времени включен лишь один элемент и вся информация создается путем поочередного включения всех необходимых элементов). При параллельной адресации каждый элемент (точка на экране) должен быть соединен с источником сигнала проводником. Это технически трудно осуществимо. Например, для квадратного экрана с 10 000 элементов (сто точек в каждой из ста строчек) потребуется 10 000 проводников и столько же ключей для управления экраном. При последовательной адресации число соединительных проводников и ключей (элементов управления) может быть резко уменьшено за счет применения матричного построения экрана. Такой экран выполняется слоистым с матричной (решетчатой) структурой, как показано на рис. 28.11.

На нижнюю стеклянную пластину 1 наносятся параллельные горизонтальные электроды 2, на верхнюю стеклянную пластину 3 — параллельные вертикальные электроды 4. Между электродами 2 и 4 помещается слой активного оптического материала 5, изменяющего свои оптические свойства при прохождении тока или под воздействием электрического поля. При одновременной подаче напряжения на один из горизонтальных электродов 2 и один из вертикальных электродов 4 происходит включение элемента индикации, находящегося на их пересечении. При этом для экрана с 10 000 элементов при последовательной матричной адресации потребуется всего 200 соединительных проводников и ключевых элементов управления, т. е. в 50 раз меньше, чем при параллельной адресации. Но при последовательной адресации необходимы весьма быстродействующие электрооптические преобразователи. Для нормального восприятия человеком-оператором картинка на экране должна повторяться 50 раз в секунду. Следовательно, каждый элемент экрана будет включаться на время  $1/(50 \cdot 10\,000) = 2$  мкс. Используемые в настоящее время оптические материалы, реагирующие на электрические сигналы (жидкие кристаллы, газоразрядная плазма, многие электролю-

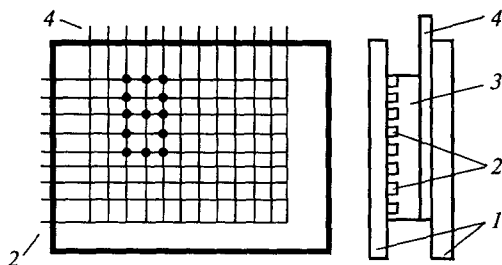


Рис. 28.11. Информационный матричный экран



минофоры), слишком инерционны и не успевают выдать световой сигнал. Можно не сомневаться, что скоро появятся промышленные образцы индикаторных экранов-панелей, не уступающих по стоимости и качеству изображения электронно-лучевой трубке.

### Контрольные вопросы

1. Назначение аналого-цифрового преобразователя.
2. Назначение цифро-аналогового преобразователя.
3. Перечислите типы индикаторных устройств.
4. Как устроен жидкокристаллический индикатор?

## Глава 29

### КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

#### § 29.1. Назначение корректирующих элементов

Для улучшения показателей качества работы систем автоматики выполняют коррекцию, которая заключается в изменении параметров (коэффициента усиления, постоянных времени и др.) или структуры системы. Основными показателями качества являются точность и устойчивость. Простейшие способы повышения точности заключаются в увеличении коэффициента усиления (изменение параметра) или введении интегрирующего звена (изменение структуры). Корректирующий элемент включают в прямую цепь (последовательная коррекция) или вводят дополнительные обратные связи (параллельная коррекция).

Наиболее часто применяются последовательно включаемые корректирующие элементы, выполняющие операции интегрирования и дифференцирования. Достаточно просто эти операции приближенно выполняются с помощью так называемых RC-цепочек. На рис. 29.1 показаны интегрирующее (*a*) и дифференцирующее (*b*) корректирующие звенья.

Включая интегрирующее звено после элемента сравнения ( $\mathcal{E}$  на рис. 1.1), можно теоретически свести статическую ошибку системы автоматического регулирования к нулю. Использование дифференцирующего звена улучшает динамику работы системы, позволяет ей быстрее реагировать на резкие изменения входных сигналов и возмущающих воздействий.

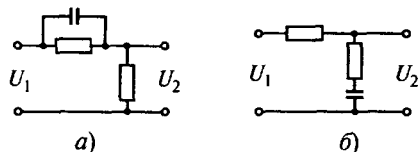


Рис. 29.1. Корректирующие RC-цепочки

## § 29.2. Операционный усилитель в функциональных схемах

Выполнить интегрирование, дифференцирование, получить иные функциональные преобразования непрерывного сигнала можно с помощью схем, построенных на базе операционного усилителя с различными обратными связями. Операционный усилитель (ОУ) очень широко применяется и при аналоговом моделировании систем автоматики. Выпускаются операционные усилители в виде полупроводниковых интегральных микросхем. Широкому применению операционных усилителей способствует их низкая стоимость, близкая к стоимости отдельных транзисторов.

Условное обозначение операционного усилителя показано на рис. 29.2. Представляет он собой усилитель постоянного тока с большим коэффициентом усиления (до нескольких миллионов) по напряжению, с большим входным (несколько мегаом) и малым выходным (не более нескольких сотен ом) сопротивлениями. Почти всегда он используется с внешней глубокой отрицательной обратной связью, которая и определяет его результирующие характеристики.

Одна из основных схем включения ОУ показана на рис. 29.3. Эта схема обеспечивает усиление входного сигнала с коэффициентом  $K = -R_2 / R_1$ . Знак минус в данном случае показывает, что фаза выходного напряжения отличается от фазы входного на 180 градусов, т. е. ОУ изменяет полярность входного сигнала на противоположную, инвертирует сигнал.

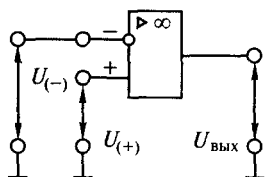


Рис. 29.2. Условное обозначение операционного усилителя

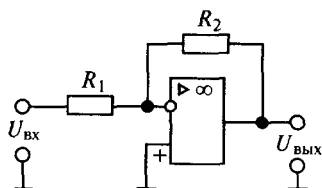


Рис. 29.3. Схема включения операционного усилителя

Схема интегрирующего элемента на базе ОУ показана на рис. 29.4. Выходное напряжение определяется выражением

$$U = -(1/RC) \int U_{\text{вх}} dt.$$

Схема дифференцирующего элемента на базе ОУ показана на рис. 29.5. Выходное напряжение определяется выражением

$$U = -RC (dU/dt).$$

На рис. 29.6 показана схема сумматора на базе ОУ. На вход ОУ поступает несколько входных сигналов, а на выходе получается сумма этих входных сигналов, помноженная на коэффициент усиления ОУ.

Для сравнения двух сигналов по величине используется схема компаратора на базе ОУ, показанная на рис. 29.7. В данной схеме (в качестве примера) выполняется сравнение двух разнополярных напряжений: постоянного  $U_{\text{оп}}$  (его называют опорным напряжением) и плавно изменяющегося с постоянной скоростью  $U_x$ . Графики сравниваемых напряжений и выходного напряжения компаратора показаны на рис. 29.8. До момента времени  $t_1$  напряжение  $U_x$  по абсолютной величине меньше  $U_{\text{оп}}$  и выходное напряжение компаратора отрицательное (напомним, что ОУ инвертирует сигнал), в момент времени  $t_1$  напряжение  $U_x$  становится по абсолютной величине больше  $U_{\text{оп}}$ , т. е. на вход ОУ поступит результирующий сигнал отрицательной полярности.

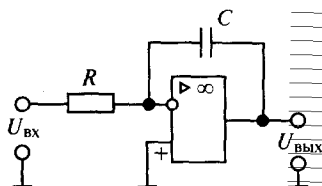


Рис. 29.4. Интегрирующий элемент на базе операционного усилителя

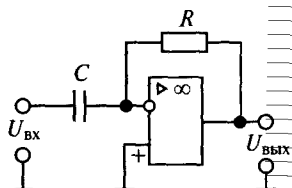


Рис. 29.5. Дифференцирующий элемент на базе операционного усилителя

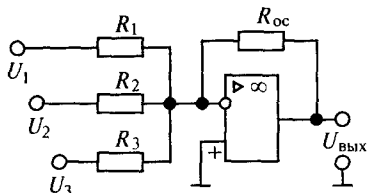


Рис. 29.6. Сумматор на базе операционного усилителя

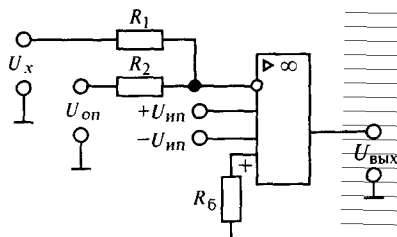


Рис. 29.7. Компаратор на базе операционного усилителя

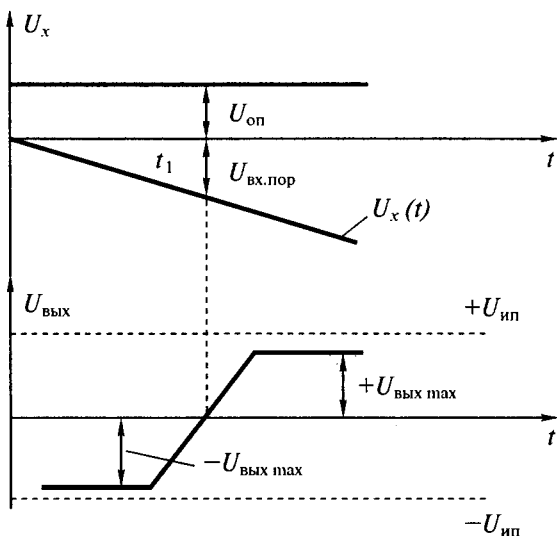


Рис. 29.8. Диаграммы напряжений компаратора

Напряжение на выходе компаратора изменится скачком, сигнализируя о том, что напряжения сравнялись по абсолютной величине.

Сопротивление резистора баланса определяется по формуле

$$R_3 = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2).$$

В рассмотренной схеме использовался операционный усилитель без обратной связи, следовательно, его коэффициент усиления был очень велик. Это способствует увеличению скорости переключения компаратора.

### Контрольные вопросы

1. Зачем нужны корректирующие элементы?
2. Для выполнения каких преобразований нужны операционные усилители?
3. Как работает компаратор?

## Заклучение

Автоматика — это передний край научно-технического прогресса. В области автоматике изменения происходят очень быстро. Элементы автоматике непрерывно совершенствуются. В книге, которую Вы прочли, рассмотрены современные типовые элементы систем автоматике, тенденции и перспективы развития электромеханических и электромагнитных элементов. Кроме того, существуют элементы автоматике, работающие на других принципах (например, полупроводниковые усилители, тиристорные реле и контакторы, гидравлические исполнительные устройства, пневматические датчики и преобразователи). Необходимо уметь правильно выбрать тип элемента для конкретного применения. Нет четких постоянных правил и установок: когда следует применять элементы одного типа, а когда — другого, поскольку появляются новые элементы. Можно сказать, что элементы разных типов конкурируют между собой.

В последнее время все большее значение приобретает задача охраны окружающей среды. Проблемы экологии важны для всей нашей планеты. Свою роль здесь должны сыграть и элементы автоматике, прежде всего электрические датчики контроля воздушной и водной среды. В настоящее время, например, разработаны нормы допустимых концентраций более чем на 500 газообразных, парообразных веществ и аэрозолей. Соответственно необходимы и датчики, позволяющие автоматически измерять эти концентрации в разных точках и передавать информацию на расстояние. В основном это электрохимические датчики.

Элементы автоматике экологического назначения разрабатываются и совершенствуются ускоренными темпами. Одновременно появляются и датчики новых типов, что объясняется двумя причинами. Человек осваивает для технического использования новые зоны: с очень низкими и очень высокими температурами; с высокими давлениями и космическим вакуумом; со сверхвысокими скоростями и т. д. Традиционные способы измерения и датчики здесь не всегда пригодны. Кроме того, используются новые, ранее не используемые на практике физические явления, применяются новейшие материалы и технологии.

Что касается коммутационных электромеханических элементов и магнитных усилителей, то едва ли можно ожидать существенного расширения их применения, поскольку у них есть «конкуренты» — бурно развивающиеся полупроводниковые приборы. Уже выпускаются тиристорные пускатели, в ряде случаев заменяющие магнитные пускатели. Для малых мощностей (до десятков ватт) полупроводниковые усилители, как правило, предпочтительнее магнитных. Но для средних мощностей (до 1—2 кВт) пока еще довольно часто применяют магнитные усилители. Следует также отметить, что в условиях повышенной радиации электромеханические и магнитные элементы автоматики работают надежнее, чем полупроводниковые. Вообще порой при проектировании систем автоматики бывает целесообразно сочетать достоинства элементов разных типов (в том числе не только электромеханических и полупроводниковых, но и гидравлических, пневматических).

## Список литературы

1. Волков Н. И., Миловзоров В. П. Электромашинные устройства автоматики. — М.: Высшая школа, 1986.
2. Евдокимов Ф. Е. Теоретические основы электротехники. — М.: Высшая школа, 1999.
3. Жданов Л. С., Жданов Г. Л. Физика для средних специальных учебных заведений. — М.: Наука, 1987.
4. Захаров И. А. Электроника в технике почтовой связи. — М.: Радио и связь, 1995.
5. Кацман М. М. Электрические машины. — М.: Высшая школа, 2001.
6. Келим Ю. М. Электромеханические и магнитные элементы систем автоматики. — М.: Высшая школа, 1991.
7. Ключев А. С. Автоматическое регулирование. — М.: Высшая школа, 1986.
8. Михайлов О. П., Стоколов В. Е. Электрические аппараты и средства автоматизации. — М.: Машиностроение, 1982.
9. Преображенский А. А., Шамрай Б. В. Электромагнитные устройства информационно-измерительной техники. — М.: Высшая школа, 1982.
10. Ямпольский В. С. Основы автоматики и электронно-вычислительной техники. — М.: Просвещение, 1991.

# Содержание

<b>Предисловие</b> . . . . .	<b>3</b>
<b>Введение</b> . . . . .	<b>5</b>
<b>Раздел I. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕМЕНТАХ АВТОМАТИКИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ</b> . . . . .	<b>7</b>
<b>Глава 1. Классификация элементов систем автоматики</b> . . . . .	<b>7</b>
§ 1.1. Состав систем автоматики . . . . .	7
§ 1.2. Физические основы работы электромеханических и магнитных элементов . . . . .	10
§ 1.3. Статические характеристики . . . . .	13
§ 1.4. Динамические характеристики . . . . .	15
§ 1.5. Обратная связь в системах автоматики . . . . .	17
§ 1.6. Надежность элементов систем автоматики . . . . .	19
Контрольные вопросы . . . . .	22
<b>Глава 2. Основные методы измерения и измерительные схемы</b> . . . . .	<b>22</b>
§ 2.1. Электрические измерения неэлектрических величин . . . . .	22
§ 2.2. Мостовая измерительная схема постоянного тока . . . . .	24
§ 2.3. Чувствительность мостовой схемы . . . . .	27
§ 2.4. Мостовая схема переменного тока . . . . .	32
§ 2.5. Дифференциальные измерительные схемы . . . . .	34
§ 2.6. Компенсационные измерительные схемы . . . . .	38
§ 2.7. Первичные преобразователи с неэлектрическим выходным сигналом . . . . .	41
Контрольные вопросы . . . . .	44
<b>Раздел II. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ</b> . . . . .	<b>45</b>
<b>Глава 3. Классификация электрических датчиков. Контактные датчики</b> . . . . .	<b>45</b>
§ 3.1. Типы электрических датчиков . . . . .	45
§ 3.2. Контактные датчики с дискретным выходным сигналом . . . . .	46
Контрольные вопросы . . . . .	50
<b>Глава 4. Потенциометрические датчики</b> . . . . .	<b>51</b>
§ 4.1. Назначение. Принцип действия . . . . .	51
§ 4.2. Конструкции датчиков . . . . .	52
§ 4.3. Характеристики линейного потенциометрического датчика . . . . .	55
§ 4.4. Реверсивные потенциометрические датчики . . . . .	58
§ 4.5. Функциональные потенциометрические датчики . . . . .	60
Контрольные вопросы . . . . .	65
<b>Глава 5. Тензометрические датчики</b> . . . . .	<b>65</b>
§ 5.1. Назначение. Типы тензодатчиков . . . . .	65
§ 5.2. Принцип действия проволочных тензодатчиков . . . . .	66

§ 5.3. Устройство и установка проволочных тензодатчиков . . . . .	68
§ 5.4. Фольговые, пленочные, угольные и полупроводниковые тензодатчики . . . . .	72
§ 5.5. Методика расчета мостовой схемы с тензодатчиками . . . . .	75
Контрольные вопросы . . . . .	76
<b>Глава 6. Электромагнитные датчики . . . . .</b>	<b>77</b>
§ 6.1. Назначение. Типы электромагнитных датчиков . . . . .	77
§ 6.2. Принцип действия и основы расчета индуктивных датчиков . . . . .	78
§ 6.3. Дифференциальные (реверсивные) индуктивные датчики . . . . .	85
§ 6.4. Трансформаторные датчики . . . . .	92
§ 6.5. Магнитоупругие датчики . . . . .	99
§ 6.6. Индукционные датчики . . . . .	102
Контрольные вопросы . . . . .	104
<b>Глава 7. Пьезоэлектрические датчики . . . . .</b>	<b>105</b>
§ 7.1. Принцип действия . . . . .	105
§ 7.2. Устройство пьезодатчиков . . . . .	108
§ 7.3. Чувствительность пьезодатчика и требования к измерительной цепи . . . . .	109
Контрольные вопросы . . . . .	110
<b>Глава 8. Емкостные датчики . . . . .</b>	<b>110</b>
§ 8.1. Принцип действия. Типы емкостных датчиков . . . . .	110
§ 8.2. Характеристики и схемы включения емкостных датчиков . . . . .	112
Контрольные вопросы . . . . .	119
<b>Глава 9. Терморезисторы . . . . .</b>	<b>119</b>
§ 9.1. Назначение. Типы терморезисторов . . . . .	119
§ 9.2. Металлические терморезисторы . . . . .	120
§ 9.3. Полупроводниковые терморезисторы . . . . .	123
§ 9.4. Собственный нагрев термисторов . . . . .	125
§ 9.5. Применение терморезисторов . . . . .	127
Контрольные вопросы . . . . .	130
<b>Глава 10. Термоэлектрические датчики . . . . .</b>	<b>131</b>
§ 10.1. Принцип действия . . . . .	131
§ 10.2. Материалы, применяемые для термопар . . . . .	133
§ 10.3. Измерение температуры с помощью термопар . . . . .	137
Контрольные вопросы . . . . .	141
<b>Глава 11. Струнные датчики . . . . .</b>	<b>141</b>
§ 11.1. Назначение и принцип действия . . . . .	141
§ 11.2. Устройство струнных датчиков . . . . .	143
Контрольные вопросы . . . . .	146
<b>Глава 12. Фотоэлектрические датчики . . . . .</b>	<b>146</b>
§ 12.1. Назначение. Типы фотоэлектрических датчиков . . . . .	146
§ 12.2. Приемники излучения фотоэлектрических датчиков . . . . .	148
§ 12.3. Применение фотоэлектрических датчиков . . . . .	152
Контрольные вопросы . . . . .	159
<b>Глава 13. Ультразвуковые датчики . . . . .</b>	<b>159</b>
§ 13.1. Принцип действия и назначение . . . . .	159
§ 13.2. Излучатели ультразвуковых колебаний . . . . .	161



§ 13.3. Применение ультразвуковых датчиков . . . . .	163
Контрольные вопросы. . . . .	165
<b>Глава 14. Датчики Холла и магнитосопротивления. . . . .</b>	<b>165</b>
§ 14.1. Физические основы эффекта Холла и эффекта магнитосопротивления . . . . .	165
§ 14.2. Материалы для датчиков Холла и датчиков магнитосопротивления . . . . .	167
§ 14.3. Применение датчиков Холла и датчиков магнитосопротивления . . . . .	168
Контрольные вопросы. . . . .	170
<b>Раздел III. КОММУТАЦИОННЫЕ И ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ . . . . .</b>	<b>171</b>
<b>Глава 15. Коммутационные элементы. . . . .</b>	<b>171</b>
§ 15.1. Назначение. Основные понятия . . . . .	171
§ 15.2. Кнопки управления и тумблеры . . . . .	172
§ 15.3. Пакетные переключатели. . . . .	176
§ 15.4. Путевые и конечные выключатели . . . . .	179
Контрольные вопросы. . . . .	181
<b>Глава 16. Электрические контакты . . . . .</b>	<b>182</b>
§ 16.1. Режим работы контактов . . . . .	182
§ 16.2. Конструктивные типы контактов . . . . .	183
§ 16.3. Материалы контактов . . . . .	186
Контрольные вопросы. . . . .	187
<b>Глава 17. Электромагнитные нейтральные реле . . . . .</b>	<b>188</b>
§ 17.1. Назначение. Принцип действия . . . . .	188
§ 17.2. Основные параметры и типы электромагнитных реле . . . . .	191
§ 17.3. Электромагнитные реле постоянного тока . . . . .	192
§ 17.4. Последовательность работы электромагнитного реле . . . . .	194
§ 17.5. Тяговая и механическая характеристики электромагнитного реле . . . . .	195
§ 17.6. Основы расчета магнитопровода электромагнитного реле . . . . .	201
§ 17.7. Основы расчета обмотки реле . . . . .	204
§ 17.8. Электромагнитные реле переменного тока . . . . .	207
§ 17.9. Быстродействие электромагнитных реле . . . . .	210
Контрольные вопросы. . . . .	214
<b>Глава 18. Электромагнитные поляризованные реле . . . . .</b>	<b>215</b>
§ 18.1. Назначение. Принцип действия . . . . .	215
§ 18.2. Магнитные цепи поляризованных реле . . . . .	216
§ 18.3. Настройка контактов и устройство поляризованного реле . . . . .	219
§ 18.4. Вибропреобразователи . . . . .	221
Контрольные вопросы. . . . .	226
<b>Глава 19. Специальные виды реле . . . . .</b>	<b>226</b>
§ 19.1. Типы специальных реле . . . . .	226
§ 19.2. Магнитоэлектрические реле . . . . .	227
§ 19.3. Электродинамические реле . . . . .	229
§ 19.4. Индукционные реле . . . . .	231
§ 19.5. Реле времени . . . . .	232

§ 19.6. Электротермические реле . . . . .	235
§ 19.7. Шаговые искатели и распределители . . . . .	236
§ 19.8. Магнитоуправляемые контакты. Типы и устройство. . . . .	238
§ 19.9. Применение магнитоуправляемых контактов . . . . .	241
Контрольные вопросы. . . . .	242
<b>Глава 20. Контакторы и магнитные пускатели . . . . .</b>	<b>242</b>
§ 20.1. Назначение контакторов и магнитных пускателей. . . . .	242
§ 20.2. Устройство и особенности контакторов. . . . .	243
§ 20.3. Конструкции контакторов . . . . .	245
§ 20.4. Магнитные пускатели . . . . .	248
§ 20.5. Автоматические выключатели . . . . .	252
Контрольные вопросы. . . . .	253
<b>Глава 21. Электромагнитные исполнительные устройства . . . . .</b>	<b>254</b>
§ 21.1. Назначение электромагнитных исполнительных устройств . . . . .	254
§ 21.2. Классификация электромагнитов . . . . .	255
§ 21.3. Порядок проектного расчета электромагнита . . . . .	257
§ 21.4. Особенности расчета электромагнитов переменного тока . . . . .	260
§ 21.5. Электромагнитные муфты . . . . .	262
Контрольные вопросы. . . . .	265
<b>Раздел IV. МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ И МОДУЛЯТОРЫ . . . . .</b>	<b>266</b>
<b>Глава 22. Магнитные усилители без обратной связи. . . . .</b>	<b>266</b>
§ 22.1. Физические основы работы магнитных усилителей . . . . .	266
§ 22.2. Принцип действия магнитного усилителя. . . . .	270
§ 22.3. Основные схемы и параметры нереверсивных магнитных усилителей . . . . .	274
§ 22.4. Основные характеристики магнитных усилителей. . . . .	279
§ 22.5. Теория идеального магнитного усилителя. . . . .	282
§ 22.6. Инерционность идеального магнитного усилителя . . . . .	288
§ 22.7. Графоаналитический способ построения статической характеристики магнитного усилителя . . . . .	291
Контрольные вопросы. . . . .	294
<b>Глава 23. Магнитные усилители с обратной связью . . . . .</b>	<b>294</b>
§ 23.1. Назначение и способы введения обратной связи . . . . .	294
§ 23.2. Однотактный магнитный усилитель с внешней обратной связью . . . . .	295
§ 23.3. Инерционность магнитного усилителя с обратной связью. . . . .	299
§ 23.4. Регулировка коэффициента обратной связи. . . . .	300
§ 23.5. Характеристики реального магнитного усилителя с обратной связью . . . . .	302
§ 23.6. Графическое построение статической характеристики магнитного усилителя с обратной связью . . . . .	303
§ 23.7. Магнитные усилители с внутренней обратной связью. . . . .	305
Контрольные вопросы. . . . .	308
<b>Глава 24. Реверсивные магнитные усилители . . . . .</b>	<b>308</b>
§ 24.1. Статическая характеристика реверсивного (двухтактного) магнитного усилителя . . . . .	308
§ 24.2. Усилители с выходным переменным током . . . . .	309

§ 24.3. Реверсивные магнитные усилители с выходным постоянным током . . . . .	312
§ 24.4. Обратная связь в реверсивных магнитных усилителях . . . . .	315
§ 24.5. Основы расчета магнитных усилителей . . . . .	318
Контрольные вопросы . . . . .	320
<b>Глава 25. Магнитные усилители специального назначения . . . . .</b>	<b>321</b>
§ 25.1. Многокаскадный магнитный усилитель . . . . .	321
§ 25.2. Быстродействующие магнитные усилители . . . . .	323
§ 25.3. Операционные магнитные усилители . . . . .	326
§ 25.4. Трехфазные магнитные усилители . . . . .	329
Контрольные вопросы . . . . .	332
<b>Глава 26. Магнитные модуляторы и бесконтактные магнитные реле . . . . .</b>	<b>332</b>
§ 26.1. Назначение магнитных модуляторов . . . . .	332
§ 26.2. Магнитные модуляторы с выходным переменным током основной частоты . . . . .	333
§ 26.3. Магнитные модуляторы с выходным переменным током удвоенной частоты . . . . .	335
§ 26.4. Магнитные модуляторы с выходным импульсным сигналом . . . . .	338
§ 26.5. Магнитомодуляционные датчики магнитных величин . . . . .	339
§ 26.6. Назначение и принцип действия бесконтактных магнитных реле . . . . .	341
§ 26.7. Характеристики и схемы бесконтактных магнитных реле . . . . .	342
§ 26.8. Основы расчета и конструирования бесконтактных магнитных реле . . . . .	345
Контрольные вопросы . . . . .	346
<b>Раздел V. ЦИФРОВЫЕ И СПЕЦИАЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИКИ . . . . .</b>	<b>347</b>
<b>Глава 27. Элементы цифровых систем автоматики . . . . .</b>	<b>347</b>
§ 27.1. Достоинства дискретных систем . . . . .	347
§ 27.2. Электронные коммутаторы . . . . .	349
§ 27.3. Элементы цифровой техники . . . . .	351
§ 27.4. Элементы памяти для цифровых систем . . . . .	354
§ 27.5. Счетчики импульсов . . . . .	357
§ 27.6. Мультиплексор и демультиплексор . . . . .	360
Контрольные вопросы . . . . .	361
<b>Глава 28. Преобразователи для цифровых систем автоматики . . . . .</b>	<b>361</b>
§ 28.1. Аналого-цифровые преобразователи . . . . .	361
§ 28.2. Цифро-аналоговые преобразователи . . . . .	365
§ 28.3. Индикаторные устройства . . . . .	367
Контрольные вопросы . . . . .	373
<b>Глава 29. Корректирующие элементы . . . . .</b>	<b>373</b>
§ 29.1. Назначение корректирующих элементов . . . . .	373
§ 29.2. Операционный усилитель в функциональных схемах . . . . .	374
Контрольные вопросы . . . . .	376
<b>Заключение . . . . .</b>	<b>377</b>
<b>Список литературы . . . . .</b>	<b>378</b>

**Келим Юрий Михайлович**  
**Типовые элементы систем**  
**автоматического управления**

Учебное пособие

Редактор *С. Ц. Малинская*  
Корректор *Ж. А. Ермолаева*  
Компьютерная верстка *И. В. Кондратьевой*

Сдано в набор 17.04.2002. Подписано в печать 28.07.2002. Формат 60x90  
Гарнитура «Таймс». Усл. печ. л. 24. Уч.-изд. л. 24,36.  
Бумага типографская № 2. Печать офсетная. Тираж 6000 экз.  
Заказ 4204074.

ЛР № 071629 от 20.04.98  
Издательский Дом «ФОРУМ»  
101831, Москва — Центр, Колпачный пер., д. 9а  
Тел./факс: (095) 925-01-97  
E-mail: forum-books@mail.ru

ЛР № 070824 от 21.01.93  
Издательский Дом «ИНФРА-М»  
127214, Москва, Дмитровское ш., 107  
Тел.: (095) 485-70-18; 485-74-00  
Факс: (095) 485-53-18. Робофакс: (095) 485-54-44  
E-mail: books@infra-ml.ru  
Http://www.infra-m.ru

Отпечатано с готовых диапозитивов  
на ФГУИПП «Нижполиграф».  
603006, Нижний Новгород, ул. Варварская, 32.