

ОБЩАЯ ЭЛЕКТРО- ТЕХНИКА



Под редакцией
А. Т. Блажкина

ИЗДАНИЕ ТРЕТЬЕ,
ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ

Допущено Министерством высшего
и среднего специального
образования СССР
в качестве учебного пособия
для студентов неэлектротехнических
специальностей вузов



Ленинград «Энергия» Ленинградское отделение 1979

В решениях XXV съезда КПСС намечены новый подъем электрификации страны, еще более широкое развитие автоматического управления в промышленном производстве и других областях человеческой деятельности, которые в значительной мере базируются на применении электромеханических и электрических элементов и устройств.

Этим определяется значение электротехнической подготовки инженеров всех специальностей. Задачей предлагаемого учебного пособия является изложение основ электротехники для студентов неэлектротехнических специальностей вузов с целью подготовки их к практической деятельности в различных областях промышленности, где должны эффективно использоваться электромеханические и электрические устройства.

Книга написана в соответствии с программой по электротехнике для неэлектротехнических специальностей вузов, выпущенной в 1975 г. Изменения в третьем издании по сравнению со вторым обусловлены введением этой программы: внесены изменения и дополнения в теорию электрических и магнитных цепей, даны понятия о моделировании, переработаны главы по электрическим измерениям и др. В конце книги приведены справочные сведения по теории электрического и электромагнитного полей. Из третьего издания исключены главы по полупроводниковым выпрямителям и преобразователям и ряд других глав.

При подготовке третьего издания учтены замечания и отзывы по второму изданию, данные кафедрой электротехники и электрооборудования МВТУ имени Н. Э. Баумана, руководимой доктором технических наук, профессором О. Н. Братковой, а также замечания программно-методической комиссии МВ и ССО СССР и президиума Научно-методического совета по электротехнике.

Третье издание, как и второе, подготовлено в основном коллективом авторов — преподавателями Ленинградского ордена Красного Знамени механического института — под общей редакцией заслуженного деятеля науки и техники РСФСР, доктора технических наук, профессора А. Т. Блажкина.

Главы 1—3, 6—8, 16, приложения 1 и 2 написаны д-ром техн. наук, проф. А. Т. Блажкиным, глава 5 — совместно с канд. техн. наук К. А. Блажкиным, глава 15 — при участии инж. Г. Я. Барабанова; глава 18 написана д-ром техн. наук, проф. В. А. Бесекерским, главы 12 и 13 — д-ром техн. наук, проф. Е. А. Фабрикантом, главы 4, 14 и 18 — канд. техн. наук, доц. Б. В. Фроловым, глава 17 — Б. В. Фроловым при участии инж. Э. В. Сиверина, главы 9 и 10 — канд. техн. наук, доц. А. М. Теплинским.

Замечания и пожелания по книге просьба направлять по адресу: 191041, Ленинград, Д-41, Марсово поле, д. 1, Ленинградское отделение издательства «Энергия».

Авторы

Практически все области деятельности современного общества развиваются на базе все более широкого применения электротехники. В Программе КПСС указано, что основным стержнем строительства экономики коммунистического общества является электрификация.

Электрификация — это широкое развитие производства электроэнергии и ее внедрение во все области человеческой деятельности и быт.

Электрические и магнитные явления были известны в глубокой древности, но началом развития науки об этих явлениях принято считать 1600 г., когда Гильберт опубликовал результаты исследования электрических и магнитных явлений. Важным этапом в развитии науки об электричестве были исследования атмосферного электричества, выполненные М. В. Ломоносовым, Г. В. Рихманом и Б. Франклином.

Современная электротехническая наука, на базе которой развиваются практические применения электротехники, начинается с открытия М. Фарадеем (1831 г.) закона электромагнитной индукции. В первой половине XIX века был создан химический источник постоянного тока, были исследованы химические, световые, магнитные проявления тока (А. Вольта, А. М. Ампер, В. В. Петров, Г. Х. Эрстед, Э. Х. Ленц).

Разработкой теории электромагнитных явлений Д. К. Максвеллом в «Трактате об электричестве и магнетизме» (1873 г.) завершается создание классической теории электрических и магнитных явлений.

Опыты Г. Р. Герца (1886—1889 гг.), работы П. Н. Лебедева (1895 г.), изобретение радио А. С. Поповым (1895 г.) и работы ряда зарубежных ученых подтверждают экспериментально выводы теории о распространении электромагнитных волн.

Теория электрических и магнитных явлений и теоретические основы электротехники в последующее время излагались в книгах А. А. Эйхенвальда, К. А. Круга. В течение ряда лет В. Ф. Миткевич развивал и углублял основные положения теории. Им был опубликован первый в СССР труд по физическим основам электротехники. Ближайшие ученики В. Ф. Миткевича — П. Л. Калантаров и Л. Р. Нейман — создали один из первых учебников по теоретическим основам электротехники. Широко известны у нас книги по теоретическим основам электротехники Л. Р. Неймана и К. С. Демирчяна, К. М. Поливанова, П. А. Ионкина.

Вместе с развитием теории идет и быстрое расширение практического применения электротехники, вызванное потребностями бурно развивающегося промышленного производства.

В первых электротехнических установках использовались электрохимические источники энергии. Например, в 1838 г. Б. С. Якоби осуществил привод гребного винта шлюпки от двигателя, получавшего питание от электрохимического источника энергии.

В 1870 г. З. Т. Грамм сконструировал первый генератор постоянного тока с кольцевым якорем, который имел самовозбуждение. Генератор был усовершенствован Э. В. Сименсом. Использование постоянного тока ограничивало применение электротехнических установок, так как не могла быть решена проблема централизованного производства и распределения электроэнергии, а появившиеся установки однофазного переменного тока с однофазными двигателями не удовлетворяли требованиям промышленного производства.

Электрическая энергия в начальный период использовалась в основном для освещения. Система переменного тока была впервые применена П. Н. Яблочковым (1876 г.) для питания созданных им электрических свечей. Совместно с инженерами завода Грамма им был сконструирован и построен многофазный генератор переменного тока с рядом кольцевых несвязанных обмоток, обеспечивающих питание групп свечей. В цепи обмоток включались последовательно первичные обмотки индукционных катушек, от вторичных обмоток которых получали питание группы свечей. С помощью этих катушек, являющихся трансформаторами с разомкнутой магнитной цепью, был впервые решен вопрос о возможности дробления энергии, поступающей от источника переменного тока. В дальнейшем трансформаторы выполнялись с замкнутой магнитной цепью (О. Блати, М. Дери, К. Циперновский).

Решение проблемы централизованного производства энергии, ее распределения и создания простого и надежного двигателя переменного тока принадлежит М. О. Доливо-Добровольскому. На Всемирной электротехнической выставке в 1891 г. им демонстрировалась система трехфазного переменного тока, в состав которой входили линия передачи длиной 175 км, разработанные им трехфазный генератор, трехфазный трансформатор и трехфазный асинхронный двигатель.

Из других достижений этого времени следует отметить изобретение Н. Г. Славяновым и Н. Н. Бенардосом электрической сварки. С этого времени начинается широкое внедрение электрической энергии во все области народного хозяйства: строятся мощные электростанции, в промышленность внедряется электропривод, появляются новые виды приборов и электрических установок, развивается электрическая тяга, появляются электрохимия и электрометаллургия, электроэнергия начинает применяться в быту. На базе развития электротехнической науки делают первые успехи электроника и радиотехника.

«Коммунизм — это есть Советская власть плюс электрификация всей страны». В этой формуле В. И. Ленина определено, что высшая форма общественного развития — коммунизм — будет достигнута на базе современной энергетики, электрификации всей страны. Революционизирующая роль электроэнергетики как базы промышленного развития была отмечена в свое время К. Марксом и Ф. Энгельсом.

В. И. Ленин с гениальной прозорливостью рассматривал электрификацию как основу восстановления и развития народного хозяйства после разрухи и гражданской войны.

В дореволюционной России электрификация была развита очень слабо. Общая мощность электростанций была в сотни раз меньше мощности в настоящее время.

Началом развития электрификации в СССР является принятие VIII Всероссийским съездом Советов Государственного плана электрификации России (ГОЭЛРО). План ГОЭЛРО был разработан под личным руководством В. И. Ленина группой наиболее видных специалистов в области энергетики: Г. М. Кржижановского, Р. Э. Классона, Т. Ф. Макарьева, М. А. Шателена и других. В докладе на VIII Всероссийском съезде Советов 22 декабря 1920 г. В. И. Ленин назвал план ГОЭЛРО «второй программой партии». Первенцами плана ГОЭЛРО были Каширская электростанция на подмосковном угле, «Красный Октябрь» близ Ленинграда (1922 г.) и Волховская гидроэлектростанция (1925 г.). Первая линия электропередачи 110 кВ соединила Каширскую электростанцию с Москвой.

В годы пятилеток советский народ под руководством Коммунистической партии создал передовую промышленность и Советский Союз по производству электроэнергии вышел на первое место в Европе и прочно занял ведущее место. Это относится в первую очередь к строительству мощных тепловых электростанций и каскадов гидроэлектростанций, строительству линий электропередачи, организации объединенных энергосистем и созданию современной мощной электротехнической и электроэнергетической промышленности.

В соответствии с постановлением XXV съезда КПСС в десятой пятилетке намечен дальнейший подъем электрификации СССР. Об-

щая мощность электростанций возрастет на 60—70 млн. киловатт и составит 280—290 млн. киловатт, а выработка энергии — 1340—1380 млрд. киловатт-часов в год. Наряду со строительством крупных тепловых и гидроэлектрических станций мощностью до 6,4 млн. киловатт будут сооружаться и мощные атомные электростанции мощностью 4 млн. киловатт и выше. Следует заметить, что первая атомная электростанция мощностью 5000 кВт была пущена в СССР в 1954 г.

В десятой пятилетке будет продолжаться работа по завершению Единой энергетической системы европейской части СССР (ЕЕЭС), которая свяжет между собой мощные энергетические узлы и районы потребления энергии. Это обеспечит наиболее рациональное использование ресурсов гидравлической и тепловой энергии. Единая энергетическая система — самая мощная в мире, установленная мощность системы к 1975 г. составила 150 млн. киловатт. Предусматривается сооружение линий электропередачи ЕЕЭС напряжением до 1150 кВ переменного тока и 1500 кВ постоянного тока.

Расширяется единая энергетическая система «Мир», связывающая СССР с социалистическими странами.

Рост потребления электрической энергии обусловлен все более широким применением электрической энергии в промышленности, сельском хозяйстве, развитием автоматизации — общим научно-техническим прогрессом в СССР.

Наряду со строительством тепловых и гидравлических электростанций предусматривается расширение применения источников энергии с прямым преобразованием тепловой энергии в электрическую; установок, использующих солнечную энергию, и др.

Развитие энергетики определило значительное увеличение энерговооруженности нашего народного хозяйства. Промышленность в СССР потребляет в настоящее время около 75%, сельское хозяйство — 7% и транспорт — 7,3% всей вырабатываемой энергии.

Высокая энерговооруженность СССР обеспечивает создание материально-технической базы коммунизма.

Электротехника как наука является областью знаний, в которой рассматриваются электрические и магнитные явления и их практическое использование.

Современная энергетика — это в основном электроэнергетика. Электрическая энергия вырабатывается на станциях электрическими генераторами, преобразовывается на подстанциях и распределяется по линиям электропередачи и электрическим сетям.

Электрическая энергия применяется практически во всех областях человеческой деятельности. Производственные установки на фабриках и заводах имеют в подавляющем большинстве электрический привод, т. е. приводятся в движение при помощи электрических двигателей. Для измерений наиболее широко используются электрические приборы и устройства. Измерения неэлектрических

величин при помощи электрических устройств составляют особую дисциплину. Широко применяются электрические приборы и устройства в сельском хозяйстве, связи и в быту.

Современные автоматические системы управления в большинстве случаев выполняются на базе электрических и электромеханических элементов как собственно системы управления, обеспечивающие выполнение заданного закона управления, так и исполнительные органы, служащие для приведения в действие различных устройств.

Цифровые (ЦВМ) и аналоговые (АВМ) вычислительные машины, построенные на базе электрических элементов, производят сложные расчеты, например расчеты траекторий космических кораблей; входят в ряде случаев в состав автоматических систем управления, например самодвижущихся планетоходов; обеспечивают исследование процессов в динамических системах и выполняют многое другое, вплоть до переводов с одного языка на другой. Автоматические системы управления с применением средств вычислительной техники могут обеспечивать оптимальное выполнение производственного или другого процесса в условиях изменяющихся внешних воздействий и заданий, приспосабливаясь к ним (адаптивные системы).

Автоматизированные информационные (АИС) и управляющие (АСУ) системы включают в себя преобразователи, измеряющие параметры управляемого объекта; линии связи, по которым передается информация от преобразователей и обслуживающего персонала, и вычислительную машину, в которую эта информация поступает. Собранная информация хранится в памяти машины и может периодически или по запросу выдаваться человеку-оператору в обработанном виде — в виде числовых данных или графиков. В системах АСУ на базе переработки информации принимаются решения о воздействии на ход процесса. Системы АИС и АСУ внедрены на ряде предприятий и в некоторых отраслях.

Разрабатываются системы автоматизированного проектирования (САПР), служащие для автоматизированного расчета и проектирования различных устройств, машин и систем. Эти системы выполняются на базе современных ЦВМ. В систему вводятся исходные данные для проектирования, и она выдает проект данного устройства, вплоть до чертежей деталей, узлов и всей установки.

Производство электрических машин, трансформаторов, аппаратов, реле и других электротехнических устройств представляет собой одну из наиболее крупных областей промышленности.

Радиотехника и электроника, давно выделившиеся в самостоятельные области технических наук, имеют общую базу с электротехникой и вначале развивались как отрасли электротехнической науки.

Непрерывно расширяющееся применение различных электротехнических и радиотехнических устройств обуславливает необходимость знания специалистами всех областей науки и техники основ-

ных понятий об электрических, магнитных и электромагнитных явлениях и их практическом использовании. Особенно важно при этом выйти из узкого круга вопросов, связанных с электрическими цепями, понять эти явления с позиций единого электромагнитного поля.

При изложении в книге используется Международная система единиц (International System of Units) — сокращенно СИ (SI). В этой системе в качестве основных единиц установлены следующие: единица длины — метр, массы — килограмм, времени — секунда, силы электрического тока — ампер, термодинамической температуры — кельвин, количества вещества — моль, силы света — кандела. Для определения размерностей электрических и магнитных величин служат первые четыре единицы. Эти единицы — метр, килограмм, секунда и ампер — были раньше основными для системы МКСА, являющейся частью системы СИ.

В ряде случаев в книге даются ссылки на системы СГС ϵ_0 и СГС μ_0 , которые применялись раньше. Основными единицами электростатической системы СГС ϵ_0 служат сантиметр, грамм (масса), секунда и электрическая постоянная ϵ_0 пустоты, принимаемая равной единице. Единицы электромагнитной системы СГС μ_0 — сантиметр, грамм (масса), секунда и магнитная проницаемость μ_0 пустоты, принимаемая равной единице.

ОСНОВЫ ТЕОРИИ И МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Глава первая

ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

1-1. Определение и основные понятия

Проводники в отличие от диэлектриков характеризуются наличием свободных электронов, движущихся хаотически внутри проводника.

Если вдоль проводника действует напряжение, то внутри проводника возникает электрическое поле. При напряженности поля E на электроны с зарядом e действует сила $f = Ee$, и в течение времени свободного пробега электроны приобретают направленное движение наряду с хаотическим. Каждый электрон имеет отрицательный заряд и получает составляющую скорости, направленную противоположно вектору E (рис. 1-1).

Упорядоченное движение, характеризующееся некоторой средней скоростью электронов v_{cp} , определяет протекание электрического тока. Электроны могут иметь направленное движение и в разреженных газах. В электролитах и ионизированных газах протекание тока в основном обусловлено движением ионов. В соответствии с тем, что в электролитах положительно заряженные ионы движутся от положительного полюса к отрицательному, исторически направление тока было принято обратным направлению движения электронов.

В этой главе будем рассматривать цепи постоянного тока, направление и сила тока в которых остаются неизменными в течение времени наблюдения.

В цепях могут протекать токи, значение или направление которых либо то и другое изменяются во времени. Такие токи называются переменными, изменяющимися. Токи могут быть периодическими или непериодическими. Значения периодического тока в различные моменты времени повторяются по истечении некоторого промежутка времени, который называется периодом.

Наиболее важно изучение периодических переменных токов, особенно синусоидальных, которые изменяются во времени по гармоническому закону. Теория переменных токов рассматривается в гл. 2.

Токи могут представлять собой комбинации постоянного и переменного токов. В ряде случаев нужно исследовать и цепи неперiodического переменного тока.

Протекание электрического тока в цепи вызывает различные явления: нагрев проводов цепи, воздействие на магниты в окружающем пространстве, возникновение электромагнитных сил и др. При протекании тока в растворах или расплавах солей и кислот происходит электролиз.

В системе СИ сила тока I выражается в амперах (А). При измерениях малых токов пользуются меньшими кратными единицами:

миллиампером (мА), равным 10^{-3} А, и микроампером (мкА), равным 10^{-6} А. Определение единицы силы тока дается в курсах физики. Эту величину можно воспроизвести, используя различные эффекты, проявляющиеся при протекании тока в электрической цепи. Основным

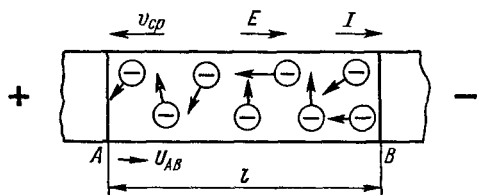


Рис. 1-1. Направленное движение электронов в проводнике

является воспроизведение ампера с помощью измерения сил взаимодействия между проводниками. При силе тока в один ампер через данное сечение проводника в одну секунду протекает электрический заряд, равный одному кулону (Кл), т. е. заряду $6,29 \cdot 10^{18}$ электронов.

Плотность тока \mathbf{J} является векторной величиной и определяется отношением элементарного тока dI , протекающего через элементарную перпендикулярную площадку в данной точке пространства, к размеру этой площадки ds (см. приложение 1). Направление вектора \mathbf{J} будет совпадать с нормалью к площадке и направлением тока dI .

Единица плотности тока — ампер на квадратный метр (А/м^2); в технике чаще пользуются кратной единицей — ампером на квадратный миллиметр (А/мм^2). В общем случае сила тока I , протекающего через поверхность s , будет равна интегралу скалярных произведений векторов плотности тока \mathbf{J} на векторы, перпендикулярные элементарным площадкам рассматриваемой поверхности ds :

$$I = \int_s \mathbf{J} ds. \quad (1-1)$$

Если плотности тока \mathbf{J} одинаковы во всех точках поверхности, а векторы плотности тока перпендикулярны элементам поверх-

ности, то

$$I = Js. \quad (1-2)$$

В однородной изотропной среде составляющая средней скорости упорядоченного движения электронов пропорциональна напряженности электрического поля и имеет с ним одинаковое направление, поэтому вектор плотности тока определится как

$$\mathbf{J} = \gamma \mathbf{E},$$

где γ — удельная электрическая проводимость.

В другом виде

$$\mathbf{E} = \rho \mathbf{J}, \quad (1-3)$$

где ρ — удельное электрическое сопротивление материала проводника.

Ток в цепи протекает под действием напряжения. Рассмотрим участок цилиндрического проводника между сечениями A и B длиной l (рис. 1-1), напряженность поля E в котором одинакова во всех точках. Напряжение U_{AB} между сечениями A и B , складывающееся из напряжений на отдельных элементарных участках, определится в данном случае как

$$U_{AB} = \int_A^B E \, dl = El.$$

Подставляя в это равенство выражение для E и учитывая, что для цилиндрического проводника $J = I/s$, получим

$$U_{AB} = \rho l I / s = r I, \quad (1-4)$$

где $r = \rho l / s$ — сопротивление проводника длиной l и площадью поперечного сечения s .

Из простых соображений выведено выражение закона Ома, полученное Г. Омом экспериментально. Равенство (1-3) является выражением закона в общем виде.

Напряжение выражается в вольтах (В). Напряжение определено как линейный интеграл вектора напряженности электрического поля. Разность потенциалов между рассматриваемыми точками электрической цепи или в общем случае между заряженными телами можно определить так же.

Сопротивление выражается в омах. Можно указать, что проводник имеет сопротивление 1 Ом, если при протекании по нему тока 1 А напряжение на его зажимах будет равно 1 В.

Из выражения (1-3) определится единица удельного сопротивления: $[\rho] = [E/J] = [(В/м) \cdot (м^2/А)] = [Ом \cdot м]$. В практических расчетах часто выражают удельное сопротивление в омах-квадратных миллиметрах на метр ($Ом \cdot мм^2/м$). Единица удельной проводимости $[\gamma] = [1/\rho] = [1/(Ом \cdot м)]$.

Электрическое сопротивление r проводника с удельным сопротивлением ρ , длиной l и площадью поперечного сечения s определяется как $r = \rho l/s$. Если ρ измеряется в Ом·мм²/м, то l следует выразить в метрах, а площадь поперечного сечения — в квадратных миллиметрах. В расчетах часто пользуются электрической проводимостью $g = 1/r$.

Удельные сопротивления наиболее распространенных проводниковых материалов при температуре 20°С составляют: меди $1,72 \cdot 10^{-8}$ Ом·м ($0,0172$ Ом·мм²/м) и алюминия $2,6 \cdot 10^{-8}$ Ом·м ($0,026$ Ом·мм²/м).

Из описания процесса протекания тока следует, что при постоянном токе в отличие от переменного тока плотность тока во всех точках цилиндрического проводника одинакова. Распространение электромагнитных волн вдоль линий, определяющих протекание тока, происходит с большой скоростью, для воздушных линий равной скорости света (см. приложение 1). Эту скорость не следует смешивать со средней скоростью $v_{ср}$ направленного движения электронов, которая очень мала даже по сравнению со скоростью теплового движения и имеет значения от миллиметров до долей миллиметра в секунду.

С повышением температуры сопротивление металлических проводников увеличивается, а с понижением — уменьшается. Зависимость сопротивления от температуры, исключая область сверхнизких температур, выражается в виде

$$r = r_0 [1 + \alpha(t - t_0)], \quad (1-5)$$

где r_0 — сопротивление при исходной температуре t_0 , обычно равной 20°С; r — сопротивление при температуре t ; α — температурный коэффициент.

Рассмотрим простейшую электрическую цепь (рис. 1-2), содержащую источник энергии с электродвижущей силой (э. д. с.) E и внутренним сопротивлением r_v . На зажимы источника энергии включен вольтметр V и может включаться нагрузка, сопротивление которой r ; сила тока измеряется амперметром A . Направления э. д. с. и тока показаны на рисунке стрелками. Замкнем рубильник P . Очевидно, что при э. д. с. E , равной нулю, ток в цепи будет отсутствовать. Теперь поместим цепь в электрическое поле любой конфигурации. Ток в цепи и в этом случае будет отсутствовать, так как по известной теореме (см. приложение 1) линейный интеграл вектора напряженности электрического поля $\oint E dl$ по контуру $ABCD$ (рис. 1-2) равен нулю.

В рассматриваемом случае в цепь введена э. д. с. источника энергии, преобразующего какой-либо вид энергии в электрическую

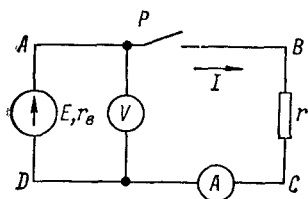


Рис. 1-2. Замкнутая электрическая цепь

энергию. Эта э. д. с. неэлектростатического происхождения. Она может быть с т о р о н н е й, обусловленной химическими или тепловыми процессами в источнике энергии, либо индуцированной магнитным полем. При введении одной или ряда этих э. д. с. в цепь линейный интеграл вектора напряженности электрического поля по контуру цепи становится равным алгебраической сумме n введенных э. д. с.:

$$\oint \mathbf{E} d\mathbf{l} = \sum_1^{k=n} E_k. \quad (1-6)$$

В этом состоит принципиальное отличие цепи с введенными сторонними или индуцированными э. д. с. от системы заряженных тел электростатического поля. При отсутствии этих э. д. с. потенциалы заряженных тел при соединении их проводниками выравниваются по истечении некоторого времени, а при наличии э. д. с. разности потенциалов между заряженными телами поддерживаются сколь угодно длительное время.

Для цепи (рис. 1-2) сила тока определяется отношением э. д. с. к сумме сопротивления нагрузки r и внутреннего сопротивления источника $r_{\text{в}}$, которым обладают все источники энергии. Для электрического генератора постоянного тока это — сопротивление проводов обмоток и контакта щеток. Следовательно,

$$I = \frac{E}{r + r_{\text{в}}}. \quad (1-7)$$

Диапазон токов и напряжений, применяемых на практике, очень велик. Ток в электронных схемах может быть равным 10^{-10} — 10^{-12} А, ток лампы накаливания 100 Вт при напряжении 127 В составляет 0,79 А, токи двигателей средней мощности — порядка десятков и сотен ампер, токи в цепях ванны при электролизе алюминия составляют десятки тысяч ампер.

Напряжения в системах автоматики и радиоэлектроники могут быть порядка 10^{-8} — 10^{-9} В, напряжение аккумулятора измеряется вольтами, напряжение сетей переменного тока общего пользования составляет 220 и 380 В, напряжения линий электропередачи достигают миллиона вольт с перспективой дальнейшего их увеличения.

Энергия и мощность цепи. В соответствии с законом Джоуля — Ленца (1843 г.) энергия в джоулях, выделяемая в цепи с сопротивлением r при протекании тока I в течение времени t (в секундах), равна

$$A = I^2 r t. \quad (1-8)$$

Эта электрическая энергия превращается в тепловую и рассеивается в окружающее пространство. Тепловой эквивалент при преобразовании электрической энергии в тепловую установлен Д. Джоулем. Эта энергия может преобразовываться и в другие виды энергии: механическую в двигателях, энергию излучения в радиотехни-

ческих устройствах и т. д. В этих случаях следует считать, что имеется некоторое эквивалентное сопротивление r_0 .

Мощность P в ваттах численно равна энергии в джоулях, рассчитанной на единицу времени:

$$P = \frac{dA}{dt} = I^2 r. \quad (1-9)$$

Учитывая, что напряжение на зажимах резистивного элемента $U = Ir$ и ток цепи $I = U/r = Ug$, можно написать различные выражения для мощности:

$$P = I^2 r = UI = U^2 g. \quad (1-10)$$

На основании закона сохранения энергии утверждаем, что энергия и мощность, доставляемые в электрическую систему всеми источниками энергии, равны энергии и мощности, потребляемым приемниками, т. е. всегда соблюдается баланс энергии и мощности.

Мощность цепи часто выражается в киловаттах (кВт) — тысячах ватт, мегаваттах (МВт) — миллионах ватт.

В технике имеют дело с мощностями от ничтожных долей ватта — в радиотехнике и измерительных устройствах до тысяч мегаватт (миллионы киловатт) — на крупных электростанциях.

При любом законе изменения тока и напряжения энергия, доставляемая приемнику или отдаваемая источником за промежуток времени $t = t_3 - t_2$, определится как

$$A = \int_{t_2}^{t_3} P dt = \int_{t_2}^{t_3} I^2 r dt = \int_{t_2}^{t_3} U^2 g dt = \int_{t_2}^{t_3} UI dt. \quad (1-11)$$

Если напряжение, ток и мощность остаются неизменными в течение времени t , то получаем более простые выражения:

$$A = Pt = I^2 rt = U^2 gt = UIt. \quad (1-12)$$

В системе СИ энергия выражается в джоулях (1 Дж = 1 Вт · с). В энергетике пользуются более крупными единицами для измерения энергии: 1 ватт-час (Вт · ч) = 3600 Дж — энергия, доставляемая в течение часа при мощности цепи 1 Вт; 1 киловатт-час (кВт · ч) = 3,6 · 10⁶ Дж; 1 мегаватт-час (МВт · ч) = 3,6 · 10⁹ Дж и т. д.

1-2. Схема электрической цепи и ее элементы

Электрическая цепь состоит из источников энергии, доставляющих энергию в цепь, и приемников, в которых энергия потребляется и преобразуется в другие виды энергии, а затем рассеивается или используется для различных практических целей.

Источниками энергии могут быть электрические генераторы, электрохимические источники, термопреобразователи и др. При исследовании процессов для простоты идеализируем источник энергии, т. е. исключаем из рассмотрения его параметры, которые не

влиять вовсе или не оказывают существенного влияния на процесс. Например, исключаем из рассмотрения индуктивность обмоток и емкости между витками обмоток генератора, не влияющие на процесс протекания неизменного тока. Обычно электрический генератор изображают как последовательное соединение источника энергии и резистивного элемента с внутренним сопротивлением $r_{\text{в}}$.

Приемниками электрической энергии могут быть резисторы, электрические двигатели, заряжаемые аккумуляторы, электролизные ванны и др. Каким бы ни был приемник, его всегда можно представить в виде идеального резистивного элемента, т. е. элемента, обладающего только сопротивлением, или резистивного элемента и источника э. д. с. Например, для электрического двигателя, развивающего при вращении э. д. с., направленную встречно протеканию тока, следует изобразить на схеме источник э. д. с. с последовательно включенным резистором r (рис. 1-3).

Если в состав приемника входят один или несколько элементов, которые характеризуются только определенными сопротивлениями, например нагревательные элементы, то их можно рассматривать и представлять на схеме в виде идеальных резисторов. Такой приемник называется п а с с и в н ы м. Если в состав приемника входят один или несколько элементов с источниками э. д. с., то такой приемник называется а к т и в н ы м.

Мы будем рассматривать вначале только линейные цепи, элементы которых линейны, т. е. их сопротивления практически не зависят от токов, а зависимость напряжений от тока линейная.



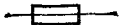
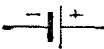
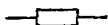




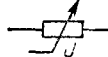





На схеме электрической цепи изображаются источники энергии и приемники, соединенные между собой п о с л е д о в а т е л ь н о или п а р а л л е л ь н о. Могут изображаться и отдельные участки цепи. В таком виде мы получаем схему замещения электрической цепи, где изображены идеальные элементы.

Рассматривая электрические цепи, можно заключить, что совокупность сопротивлений различных элементов приемника в целом или любого его участка, соединенных любым образом, можно представить в виде элемента, обладающего некоторым эквивалентным сопротивлением $r_{\text{э}}$. Такой элемент, заменяющий часть электрической цепи и имеющий два входных зажима, называется пассивным д в у х п о л ю с н и к о м (рис. 1-4). Если в состав данного участка входят источники э. д. с. или тока, то такой эквивалентный элемент будет активным двухполюсником.

Источники энергии могут быть источниками э. д. с. и источниками тока. Идеальный источник э. д. с. имеет неизменные э. д. с. и напряжение на зажимах при всех токах нагрузки. У реального источника э. д. с. и напряжение на зажимах изменяются при изменениях нагрузки, например вследствие падения напряжения в обмотках и внутренних процессов в электрическом генераторе. Это учитывается последовательным включением резистора.

Таблица 1-1

Условные обозначения некоторых элементов электрической цепи

Наименование элемента	Условное обозначение
Выключатель однополюсный	
Выключатель двухполюсный	
Предохранитель плавкий	
Элемент гальванический или аккумулятор	
Резистор нерегулируемый	
Резистор нерегулируемый с отводами	
Резистор с плавным регулированием сопротивления (реостат): общее обозначение	
с разрывом цепи	
без разрыва цепи	
Резистор нелинейный, сопротивление которого зависит от напряжения	
Конденсаторы: нерегулируемый	
регулируемый	
электролитический (полярный)	
Катушка индуктивности (дроссель) без сердечника	
Катушка индуктивности с ферромагнитным сердечником	

относительно малó, например аккумулятора, и напряжение на его зажимах мало изменяется с нагрузкой. Идеальный источник тока обеспечивает протекание неизменного тока в приемниках при всех изменениях их сопротивления. У реального источника ток во внешней цепи изменяется при изменениях сопротивления. Поэтому реальный источник тока изображается на схемах замещения как

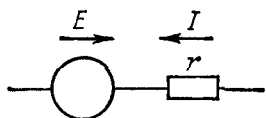


Рис. 1-3. Схема активного приемника

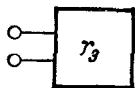


Рис. 1-4. Пассивный двухполюсник

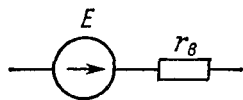


Рис. 1-5. Схема источника э. д. с.

идеальный источник тока с параллельным включением резистивного элемента (рис. 1-6), сопротивление которого определяется из характеристики элемента. Примером реального источника тока может служить электронный усилитель, внутреннее сопротивление которого обычно велико по сравнению с сопротивлением нагрузки. Условные обозначения некоторых элементов цепи приведены в табл. 1-1.

На схемах указывают положительные направления э. д. с., токов и напряжений. В ряде случаев для цепей постоянного тока эти направления легко определить, так как при заданной полярности источника энергии направления токов легко находятся. В сложных цепях направления токов и напряжений отдельных участков сразу определить трудно. Но в любом случае, определив условно эти направления для отдельных участков, можно составить уравнения для цепи, из которых найдутся токи и напряжения участков. Если для участка значение тока или напряжения получится отрицательным, то это означает, что для этого участка в действительности ток и напряжение имеют другое направление.

Для цепей переменного тока также намечают условные положительные направления, хотя напряжения и токи изменяются во времени по значению и направлению. Это необходимо для того, чтобы при принятых направлениях составить уравнения, в которых надо записывать напряжения и токи в соответствии с принятыми положительными направлениями.

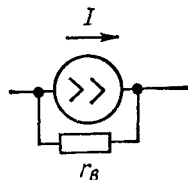


Рис. 1-6. Схема источника тока

1-3. Режимы работы и схемы включения регулировочных резисторов

Источники энергии и приемники могут работать в различных режимах.

В режиме холостого хода (х. х.) источника энергии приемники отключены и ток нагрузки равен нулю. Например, на схеме рис. 1-2

рубильник P отключен и ток нагрузки генератора равен нулю, если пренебречь очень небольшим током вольтметра. Напряжение на зажимах генератора практически равно его э. д. с. Ряд приемников может также работать практически вхолостую, если отсутствует нагрузка, например электрический двигатель при отсутствии момента нагрузки.

Короткое замыкание (к. з.) как аварийный режим имеет место при замыкании накоротко зажимов источника энергии или проводов линии от источника энергии к приемнику, когда ток ограничивается только внутренним сопротивлением источника или источника и проводов линии, например при замыкании проводов сети электроснабжения. Токи при этом достигают недопустимо больших значений, опасных по перегреву для проводов сети. Поврежденный участок должен быть возможно быстрее отключен с помощью автоматического выключателя или при перегорании предохранителей. Короткое замыкание участков цепи может выполняться и преднамеренно для исследования цепей, когда при пониженном напряжении питания замыкаются, предположим, выходные зажимы цепи, на которые включен какой-либо приемник или участок цепи. При этом можно измерить сопротивление этой цепи при исключенном участке.

Номинальный режим работы источника энергии, приемника или другого устройства указывается в паспорте, каталоге, а также на щитке устройства. Эти данные означают, что устройство может работать неопределенно длительное время или в определенном режиме без перегрева и других недопустимых последствий при указанных номинальных напряжении, токе и отдаваемой мощности. Естественно, что это устройство может работать и при уменьшенных нагрузках, и при некоторых отклонениях напряжения от номинального; могут быть допущены и кратковременные перегрузки (см. гл. 16).

Согласованный режим работы осуществляется в том случае, когда требуется получить от источника энергии с данными параметрами наибольшую мощность, например наибольшую мощность от какого-либо преобразователя для подачи на измерительное устройство.

Для схемы рис. 1-2 мощность, доставляемая приемнику, определится как

$$P = UI = I^2 r = \frac{r}{(r + r_b)^2} E^2,$$

где $I = E/(r + r_b)$ — ток приемника [см. выражение (1-7)].

Наибольшая мощность будет иметь место при максимуме отношения изменяемого сопротивления r приемника к квадрату суммы сопротивлений $(r + r_b)^2$.

Взяв производную по r от величины $r/(r + r_b)^2$ и приравняв ее нулю, получим

$$\frac{d}{dr} \left[\frac{r}{(r + r_b)^2} \right] = \frac{(r + r_b)^2 - 2(r + r_b)r}{(r + r_b)^4} = 0,$$

откуда $r = r_{\text{в}}$. При этом мощность P , отдаваемая приемнику, равна мощности ΔP потерь в источнике энергии:

$$P = I^2 r = \Delta P = I^2 r_{\text{в}} = EI/2. \quad (1-13)$$

К аналогичному выводу приходим и для источника тока. И в этом случае наибольшая мощность имеет место при равенстве сопротивления нагрузки параллельному сопротивлению источника $r_{\text{в}}$ по схеме замещения (рис. 1-6).

Можно заключить, что *мощность, передаваемая приемнику, будет наибольшей при равенстве сопротивления нагрузки внутреннему сопротивлению источника энергии.*

Этот режим работы не применяется в промышленном энергоснабжении, потому что мощности источников энергии здесь находятся в соответствии с требованиями потребителей и потери энергии в источниках были бы чрезмерно велики, составляя не менее половины всей вырабатываемой энергии; следовательно, был бы очень низок коэффициент полезного действия (к. п. д.) подобных систем.

В мощных энергетических системах эквивалентное сопротивление приемников в десятки раз больше сопротивления источников энергии.

Приемниками электрической энергии цепей постоянного тока могут быть лампы накаливания, нагревательные приборы, электролизные ванны, электродвигатели и др. При значительных мощностях и необходимости регулировать напряжение питания применяют источник энергии с регулируемым напряжением. При относительно небольших мощностях напряжение и ток регулируются при помощи регулировочных сопротивлений *реостатов*. На рис. 1-7 изображен проволочный реостат, рассчитанный на относительно небольшой ток. Проволока реостата намотана на изолирующее основание. При перемещении скользящего контакта по проволочной намотке сопротивление реостата изменяется достаточно плавно. Для регулирования токов порядка десятков ампер обычно применяются контактные реостаты, сопротивление которых изменяется ступенями при перемещении подвижного контакта с одного неподвижного контакта на другой. Неподвижные контакты соединены с проволочными или другими резистивными элементами.

На рис. 1-8 показаны три основные схемы включения регулировочных реостатов.

В простейшем случае реостат может быть включен последовательно с приемником. При изменении сопротивления реостата изменяются ток I и напряжение $U_{\text{пр}}$ на зажимах приемника (рис. 1-8, *а*). Такая схема может служить для регулирования тока и напряжения в сравнительно узких пределах.

Если требуется регулирование напряжения $U_{\text{пр}}$ и тока I приемника в широких пределах при неизменном напряжении сети $U_{\text{с}}$, то применяется *потенциометрическая* схема (рис. 1-8, *б*). Сопротивление $r_{\text{рег}}$ реостата выбирают в несколько раз меньшим сопротивления приемника, что при обычном оборудовании выпол-

нимо для маломощных приемников. Если $r_{\text{пр}} \gg r_{\text{рег}}$, то с некоторой погрешностью для небольших токов приемника напряжение $U_{\text{пр}}$ на его зажимах определяется как

$$U_{\text{пр}} = I r_2 = \frac{r_2}{r_1 + r_2} U_c.$$

Напряжение на зажимах приемника будет изменяться прямо пропорционально перемещению подвижного контакта — линейно зависеть от перемещения. Если учесть ток приемника, возрастающий при увеличении напряжения $U_{\text{пр}}$, то эта зависимость будет нелинейной.

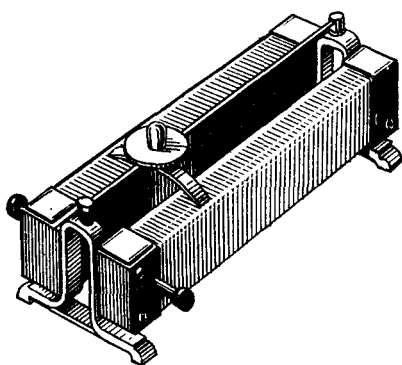


Рис. 1-7. Проволочный реостат

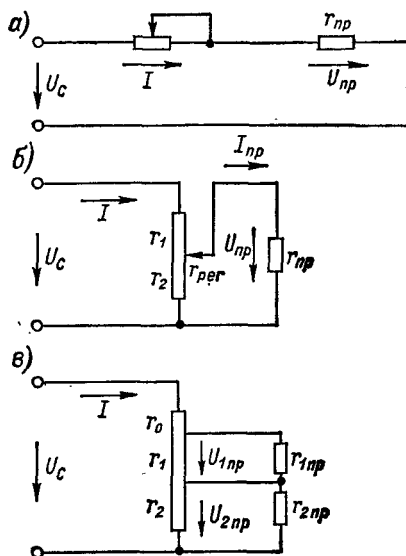


Рис. 1-8. Схема регулирования напряжения на зажимах приемника: а — с последовательным включением реостата; б — потенциометрическая схема; в — схема делителя напряжения

Если требуется одно или несколько различных напряжений питания приемников при неизменном напряжении сети U_c , то применяется схема делителя напряжения, показанная на рис. 1-8, в.

Если сопротивления участков r_1 и r_2 относительно малы по сравнению с сопротивлениями $r_{1\text{пр}}$ и $r_{2\text{пр}}$, получим

$$U_{1\text{пр}} = I r_1 = \frac{r_1}{r_0 + r_1 + r_2} U_c \quad \text{и} \quad U_{2\text{пр}} = \frac{r_2}{r_0 + r_1 + r_2} U_c.$$

При значительных мощностях в качестве делителей напряжения применяются устройства, потери энергии в которых относительно невелики.

1-4. Задачи исследования электрической цепи. Простая электрическая цепь

Цели исследования электрических цепей могут быть самыми различными: определение падения напряжения на зажимах приемника при нагрузке и колебаний напряжения, определение тока при к. з. в какой-либо точке и др. Из этих расчетов находятся требующиеся сечения проводов или при данных сечениях проводов — падение и колебания напряжения. По данным расчетов выбираются устройства для отключения при к. з.

Расчет проволочных резисторов состоит в определении длины и сечения провода, обеспечивающих необходимое сопротивление и длительное протекание заданного тока при допустимом нагреве. Для резисторов, выполненных из неизолированных проводов, допустимые температуры могут достигать сотен градусов. В радиотехнических установках, системах управления и других подобных устройствах токи обычно малы и выбор минимального сечения проводов производится исходя из требующейся механической прочности.

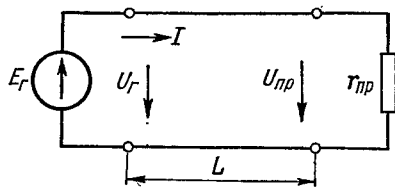


Рис. 1-9. Схема линии передачи энергии постоянного тока

Для сложных цепей решаются те же задачи, но для их решения сначала нужно определить токи в ветвях цепи, что является наиболее трудоемкой задачей. Поэтому методы исследования и расчета сложных цепей — это в основном методы расчета распределения токов в ветвях цепи. Другие задачи решаются относительно просто, как это показано дальше.

Рассмотрим простую электрическую цепь, состоящую из источника энергии (генератора), имеющего э. д. с. E_r и внутреннее сопротивление $r_в$; линии передачи длиной L и приемника энергии с сопротивлением $r_пр$ (рис. 1-9). Ток в линии I определяется потребной мощностью приемника: $I = \sqrt{P_{пр}/r_{пр}}$, и по нему производится расчет проводов линии.

Напряжение U_r в начале линии меньше э. д. с. на величину падения напряжения в источнике энергии: $U_r = E - Ir_в$, а напряжение $U_пр$ на зажимах приемника меньше U_r на величину падения напряжения в линии.

Уменьшение соответствующего напряжения называется изменением или потерей напряжения и для цепей постоянного тока равно падению напряжения. Практически обычно рассчитывают отклонения напряжения от номинального значения при колебаниях нагрузки. Отклонения напряжения в сторону уменьшения ограничены тем, что при снижении напряжения резко уменьшается световой поток ламп накаливания; электрические двигатели при данных нагрузках требуют токи, превосходящие нормальные. При

отклонении напряжения в сторону увеличения лампы накаливания могут быстро выйти из строя, двигатели работают в недопустимых условиях. Поэтому отклонения напряжения в сторону уменьшения ограничены величиной 2,5—5%, а в сторону увеличения — 5%.

Расчет линии по отклонениям напряжения для наибольшей и наименьшей нагрузок сводится к определению потерь напряжения при этих нагрузках. Может быть поставлена и обратная задача: определить потери и отклонение напряжения для линии при данных сечениях проводов и нагрузке.

Следующей задачей расчета является выбор или проверка сечения проводов линии исходя из того, чтобы провода не перегревались при протекании по ним тока. Может быть поставлена и обратная задача — проверка имеющихся проводов определенного сечения на отсутствие перегрева.

На основании закона Ома потери напряжения в линии определяются как

$$\Delta U = I r_{\text{л}} = I \rho \frac{l}{s},$$

где $l = 2L$ — длина обоих проводов линии, м; s — площадь поперечного сечения проводов, мм²; ρ — удельное сопротивление материала проводов, Ом · мм²/м.

Потери напряжения, отнесенные к напряжению в начале линии, составляют (в процентах)

$$\varepsilon = \frac{\Delta U}{U_{\text{г}}} 100 = \frac{I}{U_{\text{г}}} \rho \frac{l}{s} 100. \quad (1-14)$$

Напряжение на зажимах приемника

$$U_{\text{пр}} = U_{\text{г}} - \Delta U.$$

Потери мощности в линии

$$\Delta P = \Delta UI = I^2 r_{\text{л}}. \quad (1-15)$$

Коэффициент полезного действия линии, равный отношению мощности $P_{\text{пр}}$, доставляемой приемнику, к мощности $P_{\text{г}}$, поступающей в линию, составляет (в процентах)

$$\eta = \frac{P_{\text{пр}}}{P_{\text{г}}} 100 = \frac{P_{\text{г}} - \Delta P}{P_{\text{г}}} 100 = \frac{U_{\text{г}} I - \Delta UI}{U_{\text{г}} I} 100 = (100 - \varepsilon). \quad (1-16)$$

Из выражения (1-14) получим (в процентах)

$$\varepsilon = \frac{I}{U_{\text{г}}} \rho \frac{l}{s} 100 = \frac{P_{\text{г}}}{U_{\text{г}}^2} \rho \frac{l}{s} 100, \quad (1-17)$$

где $P_{\text{г}}$ — мощность источника энергии.

При передаче данной мощности потери напряжения обратно пропорциональны квадрату напряжения.

С увеличением длины линии для передачи требующейся мощности при заданных потерях и приемлемом сечении проводов необходимо

повышать напряжение. Поэтому передача больших мощностей на дальние расстояния осуществляется по линиям высокого напряжения.

Протекание тока по проводам обуславливает в них потери энергии и мощности. В процессе нагрева часть этой энергии идет на повышение температуры, а часть рассеивается как тепловая в окружающую среду.

По окончании процесса нагрева установится некоторое превышение температуры проводов над температурой окружающей среды и вся энергия потерь будет рассеиваться; превышение температуры проводов можно считать приблизительно пропорциональным потерям мощности в проводах. Допустимые температуры при нагрузке в электротехнике нормируют, так как при значительном нагреве уменьшается срок службы изоляции проводов; при достаточно высокой температуре изоляция начинает обугливаться, а неизолированные провода интенсивно окисляются.

При проверке проводов по допустимому нагреву не производят сложных расчетов процессов нагрева; обычно пользуются таблицами допустимых токов для различных сечений проводов или жил кабелей. Значения допустимых токов для проводов приводятся в справочниках. Для примера укажем допустимые токи для неизолированных медных проводов при температуре окружающего воздуха 20° С:

Сечение проводов, мм ² . . .	4	6	10	16	25	35	50	70	95
Допустимый ток, А	40	63	91	125	171	222	250	353	425

При расчете цепи, как было отмечено вначале, определяют сечение проводов, исходя из заданных отклонений или потерь напряжения, с округлением до наибольшего стандартного. После этого провода полученного сечения проверяют по допустимому нагреву. Для очень коротких линий осветительных сетей или внутрицеховой проводки ограничиваются только выбором проводов по допустимым токам, так как потери напряжения в них очень невелики.

В § 1-3 режим короткого замыкания был определен как аварийный режим. При к. з. ток будет протекать не через приемник, а по проводам через место соединения. Значение тока может быть весьма значительным. Причины к. з. могут быть самыми различными: соединение проводов при их расклевывании, пробой изоляции между проводами, механическое повреждение изоляции и т. п.

При к. з. поврежденный участок должен быть автоматически отключен. За время от начала к. з. до отключения поврежденного участка не должны быть повреждены изоляция или провода той части сети, по которой протекает значительный ток. Практически можно не учитывать отдачу тепла в течение малого промежутка времени до отключения. Исходя из этого условия, часто определяют допустимое время отключения, в течение которого провода не перегреются сверх допустимого кратковременного повышения

температуры и не возникнет опасности выхода из строя участка сети, пожара в помещении и т. п.

Автоматическое отключение при к. з. в мощных цепях производится при помощи выключателей разных видов: высоковольтных — масляных и воздушных, а также низковольтных автоматов. В осветительных и силовых низковольтных сетях для защиты часто применяются плавкие предохранители. Плавкие предохранители выполняются в виде пробочных для относительно небольших токов, в виде трубчатых, где плавящаяся вставка помещена в трубке, а также в виде пластинчатых; используются также малогабаритные автоматы, встроенные в предохранители.

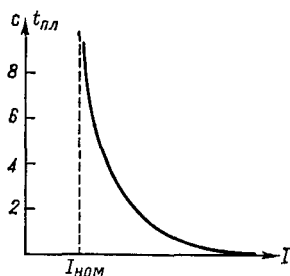


Рис. 1-10. Зависимость времени плавления плавкой вставки от тока

На рис. 1-10 приведена характерная зависимость времени плавления вставки $t_{пл}$ от значения тока. При протекании по вставке тока не более указанного на предохранителе номинального $I_{ном}$, на который он рассчитан, вставка не плавится в течение неопределенно длительного времени;

при $I > I_{ном}$ вставка плавится, причем с увеличением тока уменьшается время плавления, и для значительных токов время перегорания предохранителя имеет значение порядка долей секунды.

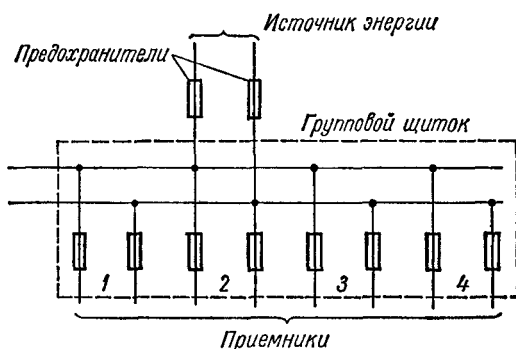


Рис. 1-11. Схема группового щитка постоянного тока

Номинальный ток выбранных предохранителей должен быть несколько большим наибольшего возможного тока цепи или равным ему, например, при пуске двигателя, когда пусковой ток превосходит номинальный в несколько раз. Поэтому только в осветительных сетях, где нет пиков тока, предохранители могут защищать цепь от перегрузок; в общем случае предохранители обеспечивают защиту только при к. з.

В распределительных сетях низкого напряжения энергия от источника подается к потребителям через групповые щитки, питающие группы приемников (рис. 1-11). На групповом щитке, от которого получают питание отдельные приемники (например, осветительные приборы отдельных квартир), устанавливают предохранители с номинальными токами, соответствующими токам отдельных приемников, а на вводе питающей линии — предохранитель на общий ток группы приемников. По техническим требованиям предохранители должны устанавливаться при каждом переходе от большего сечения проводов к меньшему.

1-5. Исследование электрической цепи при помощи уравнений Кирхгофа

Основными законами, на базе которых разработаны методы исследования цепей, являются закон Ома и законы Г. Р. Кирхгофа (1824—1887 г.).

Первый закон Кирхгофа вытекает из принципа непрерывности тока. В узле электрической цепи A , где сходятся n проводов (рис. 1-12), не может быть накопления зарядов; поэтому сумма зарядов, притекающих в любой момент времени к узлу A , равна сумме зарядов, уходящих от узла. На основании этого формулируется первый закон Кирхгофа.

Алгебраическая сумма токов в проводах, сходящихся в любом узле электрической цепи, равна нулю:

$$\sum_{k=1}^{k=n} I_k = 0. \quad (1-18)$$

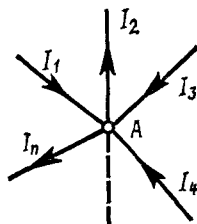


Рис. 1-12. Токи в проводах узла электрической цепи

При этом токи, текущие к узлу цепи, следует брать с одним знаком, а токи, текущие от узла, — с другим знаком.

Второй закон Кирхгофа устанавливает связь между результирующей э. д. с., действующей в замкнутой электрической цепи, и произведениями токов в ветвях цепи на сопротивления ветвей (рис. 1-13).

В рассматриваемой замкнутой электрической цепи $ABCD$ действуют три э. д. с.: E_1 , E_2 и E_4 . Две из них, E_1 и E_2 , действуют согласно, в одном направлении, а третья E_4 — навстречу. Следовательно, выбирая направление обхода контура $ABCD$, показанное внутри стрелкой, и считая э. д. с., действующие в направлении обхода, положительными, а э. д. с., действующие в обратном направлении, — отрицательными, определим результирующую э. д. с.:

$$E = E_1 + E_2 - E_4.$$

Эта результирующая э. д. с. будет затрачиваться на проведение тока в ветвях цепи и в соответствии с законом Ома будет равна сумме произведений токов на сопротивления ветвей. Для цепи на рис. 1-13

$$E_1 + E_2 - E_4 = I_1(r_1 + r_{в1}) + I_2(r_2 + r_{в2}) - I_3 r_3 - I_4(r_4 + r_{в4}).$$

В правой части равенства произведения токов I_3 и I_4 на соответствующие сопротивления взяты со знаком минус, так как эти токи протекают против принятого направления обхода.

Обобщая этот вывод на любое число ветвей в контуре замкнутой электрической цепи, получим второй закон Кирхгофа.

Алгебраическая сумма э. д. с., действующих в любом замкнутом контуре, равна алгебраической сумме падений напряжения в ветвях этого контура.

Для цепи, имеющей n ветвей, получим равенство

$$\sum_{k=1}^n E_k = \sum_{k=1}^n I_k r_k. \quad (1-19)$$

При последовательном соединении резисторов в цепи (рис. 1-14) значение тока I во всех резисторах одинаково. По второму закону Кирхгофа можно написать выражение

$$\begin{aligned} E &= U_1 + U_2 + U_3 + U_4 = I r_1 + I r_2 + I r_3 + I r_4 = \\ &= I(r_1 + r_2 + r_3 + r_4) = I r. \end{aligned}$$

Отсюда следует, что при *последовательном соединении резисторов общее сопротивление цепи равно сумме сопротивлений этих резисторов*

$$r = \sum_{k=1}^n r_k. \quad (1-20)$$

Напряжения (падения напряжения) на отдельных участках цепи по закону Ома:

$$U_1 = I r_1; \quad U_2 = I r_2; \quad U_3 = I r_3; \quad U_4 = I r_4.$$

Мощность цепи равна сумме мощностей, выделяемых на отдельных участках:

$$P = \sum_{k=1}^n P_k = I^2 r_1 + I^2 r_2 + I^2 r_3 + I^2 r_4 + \dots + I^2 r_n.$$

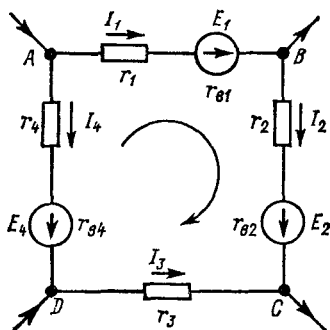


Рис. 1-13. Замкнутый контур электрической цепи

Для параллельного соединения резисторов (рис. 1-15) напряжение на зажимах всех параллельных участков одинаково:

$$U = I_1 r_1 = I_2 r_2 = I_3 r_3 = I_4 r_4.$$

Ток цепи I в соответствии с первым законом Кирхгофа равен сумме токов параллельных ветвей:

$$I = I_1 + I_2 + I_3 + I_4 = \frac{U}{r_1} + \frac{U}{r_2} + \frac{U}{r_3} + \frac{U}{r_4} = \\ = U(g_1 + g_2 + g_3 + g_4).$$

При параллельном соединении резисторов общая проводимость цепи равна сумме проводимостей параллельных ветвей. Для цепи с n ветвями

$$g = \sum_{k=1}^n g_k \quad (1-21)$$

или

$$r = \frac{1}{g} = \frac{1}{\sum_{k=1}^n g_k}. \quad (1-22)$$

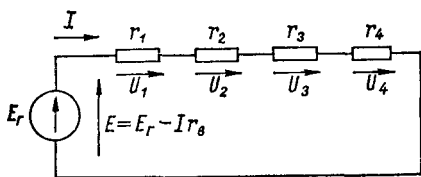


Рис. 1-14. Последовательное соединение резисторов в цепи постоянного тока

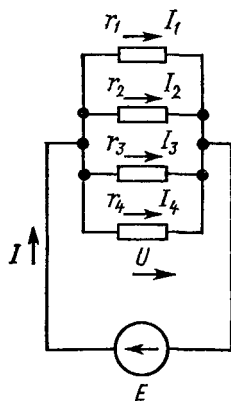


Рис. 1-15. Параллельное соединение резисторов в цепи постоянного тока

Токи параллельных ветвей по закону Ома:

$$I_1 = U g_1; I_2 = U g_2; I_3 = U g_3; \dots; I_n = U g_n.$$

Заметим, что если дан общий ток I , то отдельные токи в ветвях распределяются пропорционально проводимостям:

$$I_1 = I \frac{g_1}{g}; I_2 = I \frac{g_2}{g}; I_3 = I \frac{g_3}{g}; \dots; I_n = I \frac{g_n}{g}.$$

Мощность цепи складывается из мощностей отдельных ветвей:

$$P = \sum_{k=1}^n P_k = \sum_{k=1}^n I_k^2 r_k = \sum_{k=1}^n U^2 g_k.$$

Простейшее смешанное соединение резисторов дано на рис. 1-16.

Сопротивление участка 2—3 с параллельным соединением резисторов определится из выражения (1-22):

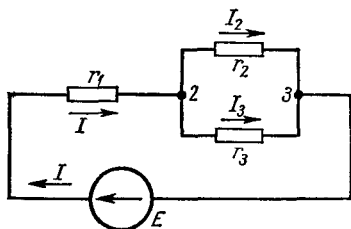
$$r_{23} = \frac{1}{1/r_2 + 1/r_3} = \frac{r_2 r_3}{r_2 + r_3}.$$

Общее сопротивление цепи

$$r = r_1 + \frac{r_2 r_3}{r_2 + r_3}.$$

Из этого примера следует метод определения эквивалентного сопротивления в общем случае при сколь угодно большом числе участков цепи.

Сначала находятся эквивалентные сопротивления параллельных участков, затем эквивалентное сопротивление цепи определяется как сумма найденных эквивалентных сопротивлений и сопротивлений других одиночных резисторов, включенных последовательно.



1-6. Методы исследования сложных цепей

Рис. 1-16. Смешанное соединение резисторов в цепи постоянного тока

В ряде случаев сети электропитания, цепи систем автоматики, цепи электронных устройств и другие цепи имеют сложную конфигурацию. Поэтому, прежде чем

приступать к решению задач, поставленных в § 1-4, необходимо определить токи в отдельных ветвях цепи.

Наиболее трудоемкой задачей является расчет распределения токов в ветвях сложной цепи. Методы исследования сложных линейных цепей, излагаемые в этом параграфе, применяются и для сложных линейных цепей переменного тока.

Для линейных цепей, т. е. цепей, составленных из линейных элементов, справедлив принцип наложения (суперпозиции). В соответствии с этим принципом токи в отдельных ветвях можно считать состоящими из токов, вызываемых каждой из э. д. с., действующих в цепи; падения напряжения следует считать состоящими из падений напряжения, обусловленных отдельными токами, и т. д.

Метод составления и решения уравнений по законам Кирхгофа. Метод заключается в составлении уравнений по первому и второму законам Кирхгофа для узлов и контуров электрической цепи; при решении этих уравнений находятся неизвестные токи ветвей. Общее число уравнений должно быть равно числу неизвестных, т. е. числу ветвей цепи. Число уравнений, которые можно составить на основании первого закона, равно числу узлов цепи, уменьшенному на единицу; остальные уравнения составляются по второму закону Кирхгофа.

Рассмотрим сложную цепь, изображенную на рис. 1-17. Будем считать известными э. д. с. E_1 , E_2 и E_3 , а также внутренние сопротивления источников э. д. с. $r_{в1}$, $r_{в2}$ и $r_{в3}$ и сопротивления ветвей r_1 , r_2 и r_3 . Следует определить токи I_1 , I_2 и I_3 в трех ветвях цепи. Зададимся направлениями токов в ветвях. Если выбранные направления токов окажутся противоположными действительным, то при решении уравнений получим значения этих токов со знаком минус. Это будет свидетельствовать о том, что соответствующие токи текут в обратных направлениях.

Цепь имеет два узла A и B . По первому закону Кирхгофа можно составить одно уравнение, так как уравнения для узлов A и B совершенно одинаковы: $I_1 + I_2 - I_3 = 0$.

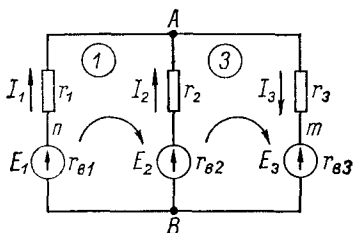


Рис. 1-17. Схема цепи к расчету методом составления и решения уравнений по законам Кирхгофа

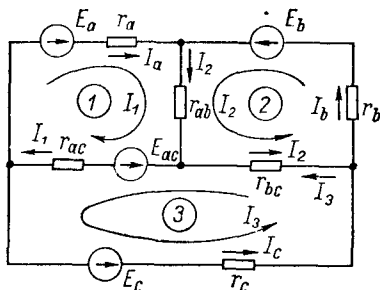


Рис. 1-18. Схема цепи к расчету методом контурных токов

Для определения трех неизвестных токов надо составить еще два уравнения по второму закону Кирхгофа. Эти два уравнения следует составить для контуров 1 и 3 (рис. 1-17). Казалось бы, что третье уравнение можно составить и для контура $AmBnA$, но это уравнение явилось бы следствием первых двух, т. е. для данной цепи можно составить только два линейно независимых уравнения.

Выбрав положительное направление обхода для этих контуров, составим уравнения:

$$I_1(r_1 + r_{в1}) - I_2(r_2 + r_{в2}) = E_1 - E_2;$$

$$I_2(r_2 + r_{в2}) + I_3(r_3 + r_{в3}) = E_2 - E_3.$$

При совместном решении уравнений находим токи I_1 , I_2 и I_3 , например

$$I_1 = \frac{(E_1 - E_2)(r_2 + r_{в2} + r_3 + r_{в3}) + (E_2 - E_3)(r_2 + r_{в2})}{(r_1 + r_{в1})(r_2 + r_{в2}) + (r_2 + r_{в2})(r_3 + r_{в3}) + (r_3 + r_{в3})(r_1 + r_{в1})}. \quad (1-23)$$

Метод контурных токов. Метод расчета путем решения уравнений, составленных по законам Кирхгофа, трудоемок. Например, для цепи, имеющей шестнадцать ветвей, требуется решать систему шестнадцати уравнений.

Значительно упрощает расчет метод контурных токов, так как позволяет сократить число уравнений. В соответствии с этим методом составляются уравнения только по второму закону Кирхгофа, для чего выбирается необходимое число контуров. В каждом контуре предполагается наличие контурного тока, положительное направление которого указывается стрелкой произвольно. Так, например, на рис. 1-18 показана сложная схема, имеющая шесть ветвей, токи в которых подлежат определению. Число узлов в схеме равно четырем, поэтому по первому закону Кирхгофа следовало бы написать три уравнения. Этих уравнений мы не пишем, а сразу приступаем к составлению остающихся трех уравнений по второму закону Кирхгофа. Исходя из принципа наложения, считаем, что в каждом контуре протекают контурные токи I_1 , I_2 и I_3 , из которых образуются токи ветвей.

Составляем уравнение для первого контура, обходя его в направлении собственного контурного тока и учитывая падения напряжения от всех контурных токов, протекающих в различных резисторах первого контура. От тока I_1 будем иметь суммарное падение напряжения, равное $(r_a + r_{ab} + r_{ac}) I_1$. По резистору r_{ab} проходит ток I_2 в направлении обхода контура, создающий падение напряжения $r_{ab} I_2$. Наконец, по резистору r_{ac} протекает ток I_3 также в направлении обхода контура. Падение напряжения от этого тока равно $r_{ac} I_3$. Поэтому уравнение для первого контура имеет вид

$$(r_a + r_{ab} + r_{ac}) I_1 + r_{ab} I_2 + r_{ac} I_3 = E_a - E_{ac}.$$

Аналогично составляем уравнения для второго и третьего контуров:

$$\begin{aligned} r_{ab} I_1 + (r_{ab} + r_{bc} + r_b) I_2 - r_{bc} I_3 &= E_b; \\ r_{ac} I_1 - r_{bc} I_2 + (r_c + r_{bc} + r_{ac}) I_3 &= E_c - E_{ac}. \end{aligned}$$

Члены $r_{bc} I_2$ и $r_{bc} I_3$ взяты с отрицательными знаками, так как ток I_3 , протекающий через резистор r_{bc} , противоположен по направлению обходу второго контура, а ток I_2 в резисторе r_{bc} противоположен по направлению обходу третьего контура.

Условимся сумму всех сопротивлений какого-либо контура называть собственным сопротивлением этого контура. В нашем случае собственные сопротивления первого, второго и третьего контуров равны:

$$r_{11} = r_a + r_{ab} + r_{ac}; \quad r_{22} = r_b + r_{ab} + r_{bc}; \quad r_{33} = r_c + r_{ac} + r_{bc}.$$

Сопротивления резисторов, которые одновременно входят в состав двух контуров, будем называть взаимными и считать их положительными, когда направления контурных токов в них совпадают, и отрицательными, когда направления этих токов противоположны: $r_{12} = r_{21} = r_{ab}$ — направления токов I_1 и I_2 в резисторе r_{ab} совпадают; $r_{23} = r_{32} = -r_{bc}$ — токи I_2 и I_3 в резисторе r_{bc} направлены противоположно; $r_{13} = r_{31} = r_{ac}$ — токи I_1 и I_3 в резисторе r_{ac} направлены одинаково.

$E_2 = 0$ (рис. 1-19, б). Токи в ветвях определяются выражениями:

$$I_{11} = \frac{E_1}{r_1 + \frac{r_2 r_3}{r_2 + r_3}}; \quad I_{21} = \frac{r_3}{r_2 + r_3} I_{11} = \frac{r_3}{r_1 r_2 + r_2 r_3 + r_1 r_3} E_1;$$

$$I_{31} = \frac{r_2}{r_1 r_2 + r_2 r_3 + r_1 r_3} E_1.$$

Токи в ветвях цепи при действии одной э. д. с. E_2 (рис. 1-19, в):

$$I_{12} = \frac{r_3}{r_1 r_2 + r_2 r_3 + r_1 r_3} E_2; \quad I_{22} = \frac{E_2}{r_2 + \frac{r_1 r_3}{r_1 + r_3}};$$

$$I_{32} = \frac{r_1}{r_1 r_2 + r_2 r_3 + r_1 r_3} E_2.$$

Токи в ветвях определяются как алгебраические суммы токов, вызываемых каждой из э. д. с. в отдельности, например $I_1 = I_{11} - I_{12}$. Здесь ток I_{12} вычитается из тока I_{11} потому, что направление тока I_{12} обратно направлению тока I_{11} , принятому за положительное.

Метод наложения несколько громоздок и неудобен для расчета. Вместе с тем в ряде случаев применение этого метода позволяет быстро определить ток в одной ветви, исследовать влияние изменения одной из э. д. с. на изменения токов в ветвях и решить другие задачи.

Метод преобразования.

Метод преобразования состоит в приведении путем ряда преобразований слож-

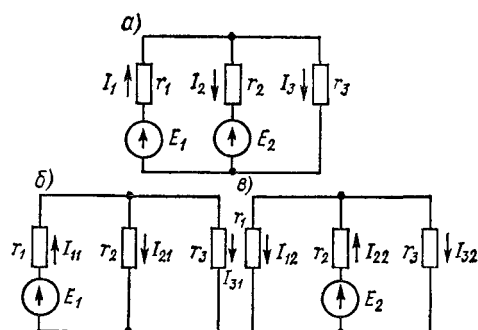


Рис. 1-19. Схема цепи к расчету методом наложения: а — схема цепи; б — распределение токов в ветвях при действии э. д. с. E_1 ; в — распределение токов в ветвях при действии э. д. с. E_2

ной электрической цепи к простейшей. Эти преобразования заключаются в определении эквивалентных сопротивлений при последовательном и параллельном соединении.

Рассмотрим для примера относительно несложную цепь (рис. 1-20, а). Путем ряда простейших преобразований цепь приводим к простейшей (рис. 1-20, з).

После определения эквивалентного сопротивления находим ток цепи I . Обычно нужно определить токи в ветвях цепи. Для этого следует развернуть простейшую схему (рис. 1-20, з) в исходную (рис. 1-20, а) и последовательно определить обычным методом распределение токов между ветвями.

Очень важными приемами являются преобразование соединения звездой в соединение треугольником и обратное преобразование.

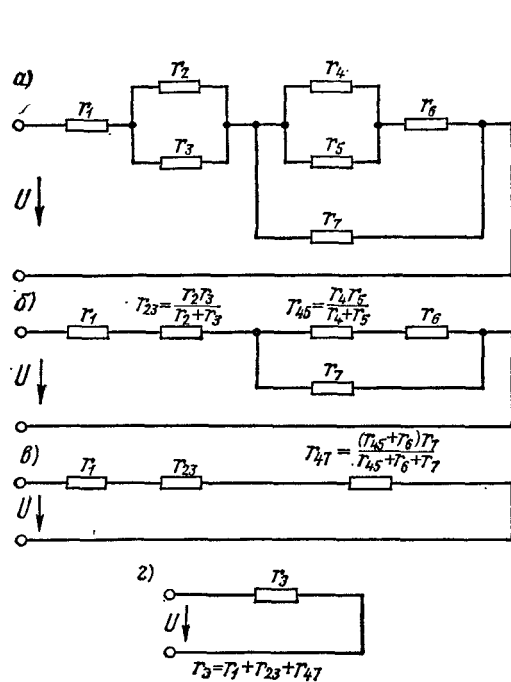


Рис. 1-20. Схема цепи к расчету методом преобразования: а — схема цепи; б — первое преобразование цепи; в — второе преобразование цепи; г — цепь с эквивалентным сопротивлением

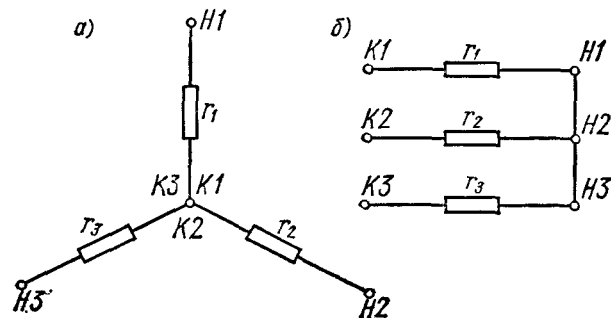


Рис. 1-21. Соединение резисторов звездой: а — расположение резисторов вдоль лучей звезды; б — параллельное расположение резисторов

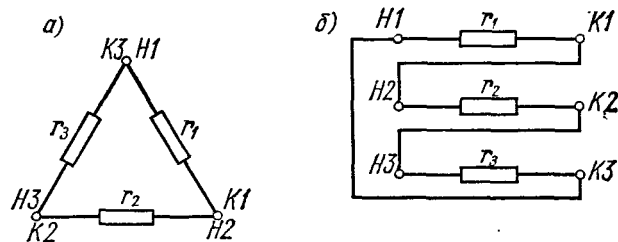


Рис. 1-22. Соединение резисторов треугольником: а — расположение резисторов вдоль сторон; б — параллельное расположение резисторов

Соединение звездой получается при объединении начал H или концов K резисторов в одну точку. На рис. 1-21, a показана трехлучевая звезда резисторов. Резисторы могут располагаться и произвольно на плоскости рисунка, как это показано, например, на рис. 1-21, b .

Если конец каждого резистора соединить с началом последующего и конец последнего резистора — с началом первого, получим соединение многоугольником. Резисторы можно соединять в любом порядке. Обычно три резистора при соединении треугольником располагают на рисунке вдоль сторон правильного треугольника (рис. 1-22, a). Резисторы могут располагаться и произвольно, как показано на рис. 1-22, b , так как важен только способ соединения.

В ряде случаев необходимо для упрощения цепи преобразовать соединение звездой в эквивалентное соединение треугольником или соединение треугольником — в соединение звездой.

Предположим, что в сложную цепь входит группа резисторов r_{12} , r_{23} и r_{31} , соединенных треугольником и присоединенных к точкам 1, 2, и 3 внешней цепи (рис. 1-23, a). Требуется заменить это действительно существующее соединение треугольником эквивалентным соединением звездой. Для этого нужно определить значения сопротивлений резисторов r_1 , r_2 и r_3 (рис. 1-23, b), входящих в звезду, так, чтобы проводимости между точками 1 и 2; 2 и 3; 3 и 1 внешней цепи остались без изменения. Например, проводимость между точками 1 и 2 при соединении звездой является обратной величиной суммы сопротивлений между этими точками $1/(r_1 + r_2)$, а проводимость при соединении треугольником равна сумме проводимостей двух параллельных ветвей 1 — 2 и 1 — 3 — 2:

$$\frac{1}{r_{12}} + \frac{1}{r_{23} + r_{31}}.$$

Приравняем эти проводимости:

$$\frac{1}{r_1 + r_2} = \frac{1}{r_{12}} + \frac{1}{r_{23} + r_{31}}.$$

Преобразовывая три равенства для проводимостей в три равенства для сопротивлений, получим

$$\begin{aligned} r_1 + r_2 &= \frac{r_{12}r_{31} + r_{12}r_{23}}{r_{12} + r_{23} + r_{31}}; & r_2 + r_3 &= \frac{r_{23}r_{12} + r_{23}r_{31}}{r_{12} + r_{23} + r_{31}}; \\ r_3 + r_1 &= \frac{r_{31}r_{12} + r_{31}r_{23}}{r_{12} + r_{23} + r_{31}}. \end{aligned}$$

Решая эти три уравнения относительно неизвестных сопротивлений r_1 , r_2 и r_3 , получим

$$r_1 = \frac{r_{12}r_{31}}{r_{12} + r_{23} + r_{31}}; \quad r_2 = \frac{r_{12}r_{23}}{r_{12} + r_{23} + r_{31}}; \quad r_3 = \frac{r_{23}r_{31}}{r_{12} + r_{23} + r_{31}}. \quad (1-26)$$

Решение той же системы уравнений относительно сопротивлений r_{12} , r_{23} и r_{31} определяет возможность замены в эквивалентной

схеме звезды сопротивлений r_1 , r_2 и r_3 треугольником сопротивлений r_{12} , r_{23} и r_{31} , которые получаются равными соответственно:

$$r_{12} = r_1 + r_2 + \frac{r_1 r_2}{r_3}; \quad r_{23} = r_2 + r_3 + \frac{r_2 r_3}{r_1}; \quad r_{31} = r_3 + r_1 + \frac{r_3 r_1}{r_2}. \quad (1-27)$$

В ряде случаев применение указанных преобразований сразу решает задачу расчета сложной цепи. Например, используя преобразование звезды в треугольник применительно к схеме рис. 1-24, а,

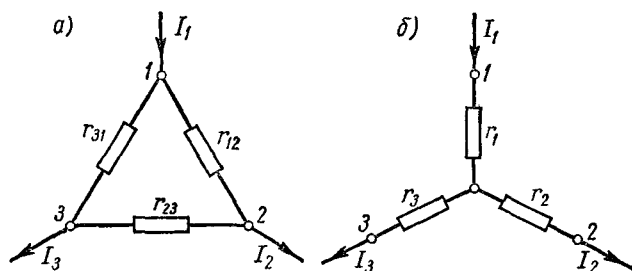


Рис. 1-23. Схема для преобразования соединения треугольником в соединение звездой: а — схема соединения треугольником; б — эквивалентная схема соединения звездой

получим схему рис. 1-24, б, представляющую собой комбинацию параллельных и последовательных соединений сопротивлений. Полученная схема легко приводится к простейшей, как это было показано раньше (см. рис. 1-20).

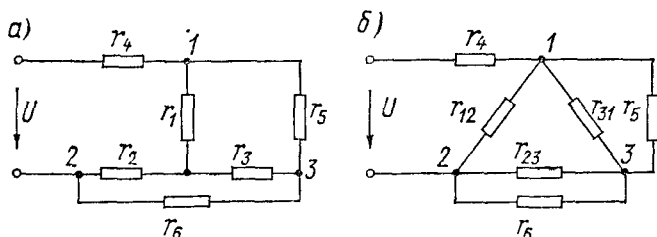


Рис. 1-24. Пример преобразования звезды в треугольник: а — сложная схема цепи; б — схема цепи после преобразования

Рассмотрим для примера определение токов в ветвях звезды. Если при расчете цепи было произведено преобразование звезды в эквивалентный треугольник и после расчета цепи определены токи, текущие к узлам 1, 2 и 3, а именно I_1 , I_2 и I_3 (рис. 1-23, а), то эти токи и будут токами ветвей звезды. Подобно этому определяются и токи в ветвях треугольника.

При расчете цепей могут встречаться и более сложные соединения: четырехугольники, пятилучевые звезды и т. п. Отметим, что преобразования для таких, более сложных, соединений выполнить в общем случае нельзя.

Метод узловых напряжений. Метод узловых напряжений состоит в определении напряжений между узлами сложной электрической цепи путем решения уравнений, составленных по первому закону Кирхгофа, куда в качестве неизвестных входят напряжения между узлами цепи. Подобно методу контурных токов, этот метод позволяет относительно просто рассчитывать сложные цепи, так как число уравнений, которые следует решить для расчета цепи, относительно невелико.

Рассмотрим применение метода для простейшей цепи с двумя узлами (рис. 1-25). При наличии n ветвей между точками A и B

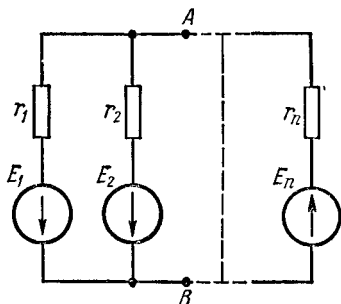


Рис. 1-25. Схема цепи к расчету методом узловых напряжений

для определения токов в ветвях по методу контурных токов необходимо составить $n - 1$ уравнений. Применение метода узловых напряжений позволяет ограничиться составлением и решением только одного уравнения для определения напряжения U_{AB} между узлами A и B .

Будем считать положительными э. д. с., действующие от узла A к узлу B , и определим напряжение U_{AB} между точками A и B . Если обойти k -й контур, в который входит э. д. с. E_k , в направлении против э. д. с., а затем от точки A к точке B ,

то сумма э. д. с., действующих в этом контуре, будет равна $U_{AB} - E_k$. Для положительной э. д. с. ток k -й ветви

$$I_k = \frac{U_{AB} - E_k}{r_k} = (U_{AB} - E_k) g_k.$$

Сумма токов n ветвей в узлах A и B равна нулю, поэтому

$$\sum_{k=1}^n I_k = \sum_{k=1}^n (U_{AB} - E_k) g_k = 0.$$

Из этого равенства определяется напряжение

$$U_{AB} = \frac{\sum_{k=1}^n E_k g_k}{\sum_{k=1}^n g_k} = \frac{E_1 g_1 + E_2 g_2 + E_3 g_3 + \dots + E_n g_n}{g_1 + g_2 + g_3 + \dots + g_n}, \quad (1-28)$$

где произведения $E_k g_k$ берутся со знаком плюс, если э. д. с. действуют от узла A к B , и со знаком минус при обратном направлении. Для известного напряжения U_{AB} определяются по приведенному выше выражению токи ветвей.

Для цепи с тремя узлами можно составить два уравнения для определения напряжений между одним из узлов, принятым в качестве исходного, и двумя другими.

Применение метода эффективно при наличии значительного числа ветвей, включенных между небольшим числом узлов электрической цепи.

Метод эквивалентного генератора. Метод позволяет в ряде случаев относительно просто определить ток в ветви сложной цепи, исследовать характеристики ветви при изменениях ее сопротивления и э. д. с., действующих в ветви, и других изменениях в цепи.

Предположим, что нужно определить ток в ветви acb для цепи по схеме рис. 1-26, *а*. По отношению к ветви acb левую часть схемы можно рассматривать как эквивалентный генератор, или *активный двухполюсник*, т. е. двухполюсник, имеющий источник э. д. с.

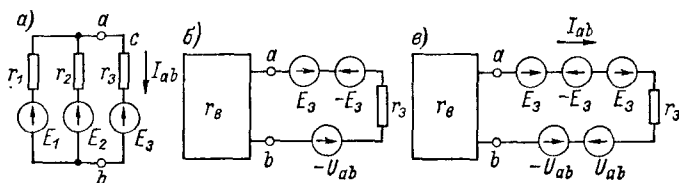


Рис. 1-26. Схема цепи к расчету по методу эквивалентного генератора: *а* — схема цепи; *б* — схема при введении компенсирующих э. д. с.; *в* — схема цепи при введении добавочных э. д. с.

Введем в ветвь acb (рис. 1-26, *б*) э. д. с. $-E_3$ и $-U_{ab}$, первая из которых компенсирует э. д. с. E_3 , а вторая должна уравновесить напряжение U_{ab} , которое установится на зажимах ab при отсутствии тока в ветви acb и $E_3 = 0$. В случае такой компенсации э. д. с. E_3 и U_{ab} ток в ветви будет равен нулю. Напряжение U_{ab} больше того напряжения, которое устанавливается в цепи при замкнутой ветви и $E_3 = 0$. В рассматриваемом случае (рис. 1-26)

$$U_{ab} = \frac{E_1 - E_2}{r_1 + r_2} r_2 + E_2 = \frac{E_1 r_2 + E_2 r_1}{r_1 + r_2},$$

если $E_1 > E_2$.

Внутреннее сопротивление $r_в$ эквивалентного генератора определится отношением этого напряжения к току к. з. I_k при замыкании накоротко зажимов a и b :

$$I_k = \frac{E_1}{r_1} + \frac{E_2}{r_2} = \frac{E_1 r_2 + E_2 r_1}{r_1 r_2} \quad \text{и} \quad r_в = \frac{U_{ab}}{I_k} = \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2}.$$

Введем теперь в ветвь acb э. д. с. E_3 и напряжение U_{ab} (рис. 1-26 *в*). При этом вернемся к исходной схеме рис. 1-26, *а*, так как E_3 и $-E_3$, U_{ab} и $-U_{ab}$ взаимно уравновешивают друг друга. Но при введении $-E_3$ и $-U_{ab}$ ток $I_{ab} = 0$; следовательно, при введении еще E_3 и U_{ab} установится ток I_{ab} , который имеется в действитель-

ности. Поэтому в рассматриваемом случае можно написать

$$I_{ab} = \frac{\{U_{ab} + E_3\}}{r_3 + r_b}. \quad (1-29)$$

Отсюда следует метод расчета тока любой ветви сложной цепи. Вначале определяются напряжение на зажимах ветви при ее размыкании ($I_{ab} = 0$) и внутреннее сопротивление активного двухполюсника r_b . Ток ветви будет равен сумме напряжения U_{ab} и э. д. с., действующей в ветви, деленной на сумму сопротивления ветви и внутреннего сопротивления эквивалентного генератора.

Определить ток ветви можно и по данным измерений напряжения x . x . при размыкании ветви ab и тока k . з. при замыкании накоротко зажимов a и b .

Принцип компенсации. Если в k -й ветви любой цепи через резистор r_k протекает ток I_k , то это эквивалентно тому, что в данной цепи действует источник э. д. с. E_k , направление которой обратно направлению тока. Следовательно, в схеме

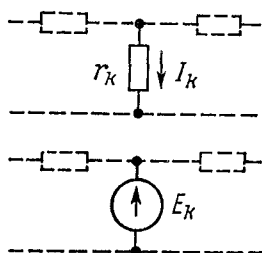


Рис. 1-27. Схема компенсации тока в ветви

цепи данную ветвь с резистором r_k можно заменить ветвью с источником э. д. с. E_k (рис. 1-27). Можно заменить эту ветвь и ветвью с источником тока I_k . В этом состоит принцип компенсации, по которому можно вводить в ветви с токами компенсирующие э. д. с. или токи без изменения распределения токов в данной цепи.

Рассматриваемая цепь линейная, поэтому при изменении э. д. с. i -го источника на ΔE_i изменение тока в каждой из ветвей связано линейной зависимостью с ΔE_i ; например, для j -й ветви $\Delta I_j = a \Delta E_i$, где коэффициент a измеряется в единицах проводимости. Аналогично при изменении тока l -го источника тока на ΔI_l изменение тока в каждой из ветвей линейно связано с ΔI_l ; например, для m -й ветви $\Delta I_m = b \Delta I_l$, где b — безразмерный коэффициент. Так можно исследовать изменения токов и напряжений в сложной цепи при изменениях э. д. с. и токов источников. Коэффициенты a и b можно определить из расчета или эксперимента.

Аналогично можно исследовать влияние изменений сопротивлений ветвей, считая, что изменение сопротивления Δr эквивалентно введению добавочной э. д. с.; например, для n -й цепи $\Delta E_n = I_n \Delta r_n$, где ΔE_n и I_n — изменение э. д. с. и ток n -й ветви. Этот принцип может быть с успехом использован при исследованиях сложных цепей.

Использование матричных методов. Исследование электрической цепи в простейшем случае состоит в решении и исследовании одного уравнения. Для сложных цепей, в ветвях которых протекают n токов, экономичными методами исследования являются векторные представления и матричные методы. Можно определить вектор

тока I в n -мерном пространстве, составляющими которого являются токи $I_1, I_2, I_3, \dots, I_n$ в ветвях. Этот вектор может быть представлен в виде матрицы-столбца или матрицы-строки:

$$I = \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} \quad \text{или} \quad I = [I_1 \ I_2 \ I_3 \ \dots \ I_n]. \quad (1-30)$$

Предположим, что имеется цепь с n контурами [см. выражение (1-24)]. Состояние цепи определено n контурными токами. В соответствии с обозначениями на рис. 1-18 и выражением (1-24) ток I_1 протекает по резисторам $r_{11}, r_{21}, r_{31}, \dots, r_{n1}$, ток I_2 — по резисторам $r_{12}, r_{22}, r_{32}, \dots, r_{n2}$ и т. д. В каждом контуре действуют э. д. с. $E_1, E_2, E_3, \dots, E_n$. Поэтому, умножая матрицу-строку токов, определяющую вектор контурного тока I в n -мерном пространстве, на сопротивления контуров, записанные в виде матрицы по выражению (1-30), получим матрицу для вектора э. д. с. E в n -мерном пространстве. Такое умножение возможно в случае, если число столбцов первой матрицы равно числу строк второй. Поэтому запишем

$$\|E\| = \|I\| r, \quad (1-31)$$

где $\|E\|$ — матрица э. д. с.; $\|I\|$ — матрица контурных токов; $|r|$ — матрица сопротивлений размера $n \times n$. Это можно переписать в виде

$$\|E_1 \ E_2 \ E_3 \ \dots \ E_n\| = [I_1 \ I_2 \ I_3 \ \dots \ I_n] \cdot \begin{pmatrix} r_{11} & r_{21} & r_{31} & \dots & r_{n1} \\ r_{12} & r_{22} & r_{32} & \dots & r_{n2} \\ r_{13} & r_{23} & r_{33} & \dots & r_{n3} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{1n} & r_{2n} & r_{3n} & \dots & r_{nn} \end{pmatrix}. \quad (1-32)$$

При умножении получаем матрицу с одной строкой и n столбцами. По правилу перемножения элемент i -й строки и k -го столбца равен сумме произведений соответствующих элементов i -й строки первой матрицы и k -го столбца второй.

Произведя умножение, получим равенство

$$\begin{aligned} \|E_1 \ E_2 \ E_3 \ \dots \ E_n\| = & [I_1 r_{11} + I_2 r_{12} + I_3 r_{13} + \dots + I_n r_{1n}; \\ & I_1 r_{21} + I_2 r_{22} + I_3 r_{23} + \dots + I_n r_{2n}; \dots \\ & \dots; I_1 r_{n1} + I_2 r_{n2} + I_3 r_{n3} + \dots + I_n r_{nn}]. \end{aligned} \quad (1-33)$$

Мы получили матрицу э. д. с. в виде матрицы-строки. Матрицы могут быть равны при равенстве элементов, поэтому выражение (1-33) определяет систему уравнений (1-24), полученную ранее.

Можно было бы записать вектор контурных токов и в виде матрицы-столбца; при этом следует умножать эту матрицу на транспонированную матрицу сопротивлений, т. е. матрицу, в которой строки состоят из элементов столбцов, а элементы столбцов — из последовательности элементов строк.

При заданной матрице э. д. с. можно получить матрицу контурных токов для того же примера при помощи операции, подобной

делению. Для выполнения этой операции нужно матрицу э. д. с. (вектор-строку) умножить на матрицу $\|r\|^{-1}$, обратную матрице сопротивлений (1-32). Для получения обратной матрицы сначала транспонируем исходную матрицу, т. е. меняем местами строки и столбцы. Элементами обратной матрицы будут алгебраические дополнения транспонированной матрицы для каждого элемента, деленные на главный определитель исходной матрицы. Алгебраическое дополнение элемента i -й строки и k -го столбца получается как определитель матрицы при вычеркивании i -й строки и k -го столбца и умножении на $(-1)^{i+k}$. В соответствии с этим транспонированная матрица сопротивлений (1-32) получается в виде

$$\begin{pmatrix} r_{11} & r_{21} & r_{31} & \dots & r_{n1} \\ r_{12} & r_{22} & r_{32} & \dots & r_{n2} \\ r_{13} & r_{23} & r_{33} & \dots & r_{n3} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{1n} & r_{2n} & r_{3n} & \dots & r_{nn} \end{pmatrix}^T = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & \dots & r_{1n} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} & \dots & r_{2n} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} & \dots & r_{3n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{n1} & r_{n2} & r_{n3} & \dots & r_{nn} \end{pmatrix},$$

где «т» сверху матрицы обозначает транспонирование.

Обратная матрица получается в виде

$$\begin{pmatrix} r_{11} & r_{21} & r_{31} & \dots & r_{n1} \\ r_{12} & r_{22} & r_{32} & \dots & r_{n2} \\ r_{13} & r_{23} & r_{33} & \dots & r_{n3} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{1n} & r_{2n} & r_{3n} & \dots & r_{nn} \end{pmatrix}^{-1} = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} \Delta_{11} & \Delta_{12} & \Delta_{13} & \dots & \Delta_{1n} \\ \Delta_{21} & \Delta_{22} & \Delta_{23} & \dots & \Delta_{2n} \\ \Delta_{31} & \Delta_{32} & \Delta_{33} & \dots & \Delta_{3n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \Delta_{n1} & \Delta_{n2} & \Delta_{n3} & \dots & \Delta_{nn} \end{pmatrix}, \quad (1-34)$$

где знак -1 сверху определяет обратную матрицу; Δ_{ik} — алгебраическое дополнение транспонированной матрицы, получаемое при вычеркивании i -й строки и k -го столбца; Δ — главный определитель (детерминант) матрицы.

Можно определить вектор n -мерного тока I из операции с матрицами:

$$|I| = |E| |r|^{-1}. \quad (1-35)$$

Исходя из этих выражений, определим контурные токи при заданных в виде вектора-строки э. д. с. контуров $E_1, E_2, E_3, \dots, E_n$:

$$\begin{aligned} |E_1 E_2 E_3 \dots E_n| \cdot \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} \Delta_{11} & \Delta_{12} & \Delta_{13} & \dots & \Delta_{1n} \\ \Delta_{21} & \Delta_{22} & \Delta_{23} & \dots & \Delta_{2n} \\ \Delta_{31} & \Delta_{32} & \Delta_{33} & \dots & \Delta_{3n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \Delta_{n1} & \Delta_{n2} & \Delta_{n3} & \dots & \Delta_{nn} \end{pmatrix} = \\ = \begin{pmatrix} \frac{\Delta_{11}}{\Delta} E_1 + \frac{\Delta_{21}}{\Delta} E_2 + \frac{\Delta_{31}}{\Delta} E_3 + \dots + \frac{\Delta_{n1}}{\Delta} E_n; \\ \frac{\Delta_{12}}{\Delta} E_1 + \frac{\Delta_{22}}{\Delta} E_2 + \frac{\Delta_{32}}{\Delta} E_3 + \dots + \frac{\Delta_{n2}}{\Delta} E_n; \\ \frac{\Delta_{13}}{\Delta} E_1 + \frac{\Delta_{23}}{\Delta} E_2 + \frac{\Delta_{33}}{\Delta} E_3 + \dots + \frac{\Delta_{n3}}{\Delta} E_n; \\ \dots \\ \frac{\Delta_{1n}}{\Delta} E_1 + \frac{\Delta_{2n}}{\Delta} E_2 + \frac{\Delta_{3n}}{\Delta} E_3 + \dots + \frac{\Delta_{nn}}{\Delta} E_n \end{pmatrix}. \end{aligned}$$

Мы получили матрицу, элементы которой являются токами $I_1, I_2, I_3, \dots, I_n$. Тот же результат был получен ранее путем более сложных выводов [см. выражение (1-25)]. Следовательно, можно вести расчет сложных цепей в общем виде, пользуясь экономной записью и общими решениями уравнений в виде матриц.

1-7. Нелинейные электрические цепи

В современной технике широко применяются элементы, сопротивления которых зависят от значения тока. Линейные элементы имеют линейные вольт-амперные (в. а. х.) и ампер-вольтные (а. в. х.) характеристики, т. е. у них зависимость тока от напряжения $I = U/r$ на зажимах линейная, как и обратная зависимость $U = Ir$. У нелинейных элементов эти зависимости и соответствующие характеристики нелинейные. Сопротивление нелинейного элемента может быть управляемым, т. е. зависеть от управляющего воздействия (например, сопротивление транзистора), или не изменяться.

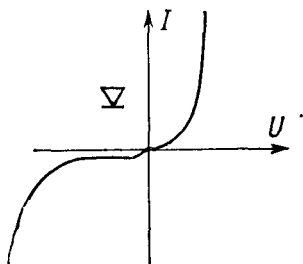


Рис. 1-28. Вольт-амперная характеристика диода

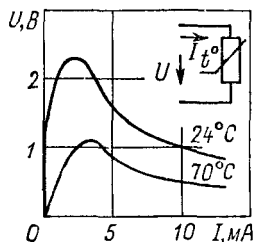


Рис. 1-29. Вольт-амперная характеристика термистора

Характеристики элементов могут быть симметричными, у которых знак функции изменяется при изменении знака аргумента, абсолютные же значения функции остаются неизменными, а также несимметричными.

На рис. 1-28 показана а. в. х. полупроводникового диода, обладающего свойством односторонней проводимости. Ток в проводящем направлении диода (прямой ток) во много раз превосходит ток в обратном, непроводящем, направлении при тех же напряжениях. Диоды, по преимуществу кремневые, применяются для выпрямления напряжения переменного тока, ограничения напряжения в электронных схемах и в ряде других устройств. Как видно из рисунка, их характеристики несимметричны. При значительных прямых токах напряжение на зажимах диода мало изменяется при изменениях тока (порядка 1—1,5 В на один диод). Обратный ток диода мал при небольших напряжениях, а при значительных напряжениях он резко возрастает и диод теряет свойство односторонней проводимости.

Термисторы обладают высокой чувствительностью к изменениям температуры. Их сопротивление при изменениях температуры изменяется в несколько раз больше, чем у металлов. Они применяются в измерительных устройствах, где измеряемая величина в значительной мере зависит от температуры (измерение собственно температуры, скорости истечения газа, в струе которого помещен термистор), и в других устройствах. В. а. х. термистора при двух температурах показана на рис. 1-29. На начальном участке характеристика практически линейна; после перегиба кривой сопротивление термистора уменьшается при возрастании тока, уменьшается и температурный коэффициент.

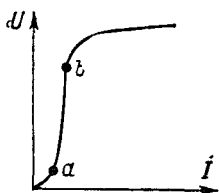


Рис. 1-30. Вольт-амперная характеристика барреттера

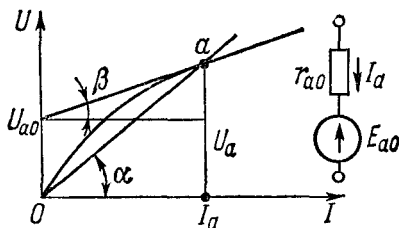


Рис. 1-31. Определение параметров нелинейного элемента

Барреттеры выполняются в виде стеклянных баллонов, внутри которых помещена нить накала. Это элемент со значительной тепловой инерцией. В. а. х. барреттера приведена на рис. 1-30. В некоторых пределах изменения напряжения (от точки *a* до точки *b* характеристики) ток барреттера изменяется относительно очень мало, практически остается стабильным. Барреттеры применяются для стабилизации тока в устройствах стабилизации напряжения источников энергии и в других системах.

Сопротивление нелинейного элемента изменяется от точки к точке характеристики. Сопротивление в точке *a* характеристики (рис. 1-31), например, определяется отношением напряжения U_a к току I_a для данной точки, т. е. пропорционально тангенсу угла α наклона секущей Oa к оси абсцисс. Это сопротивление $r_{ст} = U_a/I_a$ называется статическим. При изменении тока в узких пределах относительно точки *a* следует считать сопротивление пропорциональным тангенсу угла β наклона касательной к характеристике в данной точке. Это сопротивление r_d называется динамическим и равно

$$r_d = \left| \frac{dU}{dI} \right|_{I=I_a} = k \operatorname{tg} \beta,$$

где коэффициент k равен отношению масштаба напряжения к масштабу тока. Учтем, что напряжение U_a на элементе складывается из на-

пряжения U_{a0} , не зависящего от тока, и падения напряжения:

$$U_a = U_{a0} + I_a r_d. \quad (1-36)$$

Этим определяется схема замещения, представленная на рис. 1-31. Отметим, что сопротивления r_d могут быть для отдельных участков характеристики отрицательными, например для термистора на участке характеристики после перегиба (см. рис. 1-29).

Нелинейные электрические цепи можно исследовать при помощи графических или аналитических методов.

В *графическом методе* токи в цепях при заданных напряжениях или напряжения при заданных токах определяются из в. а. х. и а. в. х. элементов.

При *последовательном соединении* элементов строится результирующая в. а. х. цепи путем сложения ординат в. а. х. отдельных элементов и по этой характеристике определяется исконая величина. На рис. 1-32 показана цепь, состоящая из трех элементов, два (1 и 2) из которых нелинейные; даны в. а. х. нелинейных

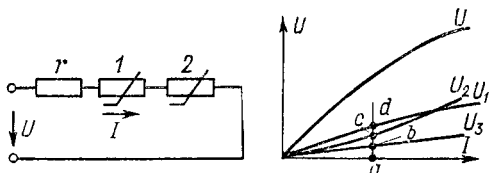


Рис. 1-32. Последовательное соединение элементов цепи с нелинейными элементами

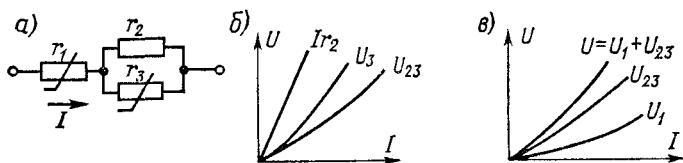


Рис. 1-33. Смешанное соединение элементов цепи: а — схема цепи; б — определение характеристики участка с параллельными элементами; в — характеристика цепи

элементов $U_1 = f_1(I)$ и $U_2 = f_2(I)$, а также сопротивление линейного элемента. По этим данным построим в. а. х. элементов и результирующую характеристику $U = U_1 + U_2 + U_3$. При данном напряжении простым построением определяются ток цепи I , а также напряжения на отдельных участках цепи — отрезки ad , ac и ab .

Для *параллельного соединения* элементов результирующая характеристика получается путем суммирования абсцисс в. а. х. или ординат а. в. х.

Для *смешанного соединения*, показанного на рис. 1-33, а, сначала находим результирующую характеристику $U_{23} = f_{23}(I)$ для участка параллельного соединения линейного r_2 и нелинейного r_3 резисторов (рис. 1-33, б), затем ординаты кривой $U_{23} = f_{23}(I)$

складываем с ординатами в. а. х. $U_1 = f_1(I)$ резистора r_1 (рис. 1-33, в). По полученной кривой определяем ток цепи I и напряжения U_1 и U_{23} на участках цепи при данном напряжении U . Для напряжения U_{23} по характеристике рис. 1-33, б определяем токи во второй и третьей ветвях.

Аналитический способ исследования в прямом смысле должен был бы заключаться в решении задач путем применения методов

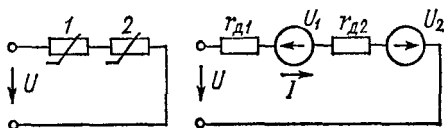


Рис. 1-34. К расчету нелинейной цепи

исследования сложных цепей при введении зависимостей сопротивлений нелинейных элементов от тока или напряжения. Эти зависимости обычно не имеют точного аналитического выражения и могут быть только аппроксимированы некоторыми функциями. Но даже при такой аппроксимации задача исследования цепи становится очень трудной и в ряде случаев разрешима только путем применения средств вычислительной техники.

Можно решать задачу для небольших приращений токов относительно тока в точке a характеристики (см. рис. 1-31). Распространенным является метод, в котором нелинейные элементы заменяются элементами с динамическими сопротивлениями и источниками напряжения (см. рис. 1-31). Например, для схемы рис. 1-34 с двумя последовательными нелинейными элементами 1 и 2 ток цепи определится как

$$I = \frac{U - U_1 + U_2}{r_{d1} + r_{d2}},$$

где U_1 и U_2 — напряжения, не зависящие от тока; r_{d1} и r_{d2} — динамические сопротивления элементов 1 и 2.

Любую сложную цепь с нелинейными элементами можно заменить цепью, имеющей динамические сопротивления и напряжения, действующие против направления тока при выпуклой характеристике нелинейного элемента и согласно — при вогнутой. Этот метод может с успехом применяться для определенного состояния цепи.

Глава вторая

ЦЕПИ ОДНОФАЗНОГО ГАРМОНИЧЕСКОГО ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

2-1. Основные понятия о синусоидальном переменном токе

Переменный ток широко применяется в различных областях электротехники. Электрическая энергия почти во всех случаях производится, распределяется и потребляется в виде

энергии переменного тока. Это объясняется тем, что переменный ток легко трансформировать — преобразовывать переменный ток высокого напряжения в переменный ток низкого напряжения и обратно.

Пионером применения переменного тока был русский электротехник П. Н. Яблочков. В 1876 г. он изобрел аппарат, названный им трансформатором, посредством которого можно было преобразовывать напряжение переменного тока. П. Н. Яблочков создал ряд оригинальных конструкций генераторов переменного тока и исследовал некоторые случаи их применения.

Начнем с исследования простейшей цепи синусоидального переменного тока. Для того чтобы в замкнутой цепи мог возникнуть переменный ток, в ней должна действовать переменная э. д. с.

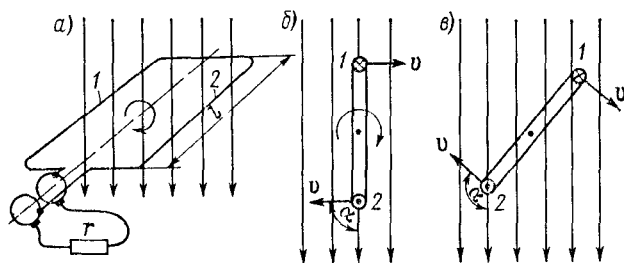


Рис. 2-1. Вращение витка в однородном магнитном поле

Цепи переменного тока получают питание от источников, которыми в промышленных установках служат генераторы переменного тока.

Рассмотрим процесс индуктирования э. д. с. при вращении витка в однородном магнитном поле, когда ось вращения перпендикулярна магнитным линиям (рис. 2-1). При этом вдоль проводников возбуждается электрическое поле, обуславливающее возникновение э. д. с. Предположим, что виток вращается по часовой стрелке. Э. д. с. витка будет изменяться в зависимости от положения витка в магнитном поле. Например, для момента нахождения витка в положении, указанном на рис. 2-1, б, э. д. с. в верхнем проводнике будет направлена от нас, а в нижнем — к нам.

При вращении проводника индуктированные э. д. с. будут изменяться по значению и направлению. Как следует из рисунка, после поворота витка на угол 180° от исходного положения направление э. д. с. изменяется на обратное.

По закону электромагнитной индукции значение э. д. с., индуктированной в витке,

$$e = 2Blv \sin \alpha, \quad (2-1)$$

где B — магнитная индукция однородного магнитного поля, Тл; l — длина активной части витка, м; v — окружная скорость витка,

м/с; α — угол между направлением магнитных линий и вектором скорости \mathbf{v} (рис. 2-1, б и в).

Будем отсчитывать угол α от положения витка, когда его плоскость перпендикулярна магнитным линиям и проводник I находится слева (рис. 2-1, а).

При равномерном вращении витка с угловой скоростью ω угол поворота $\alpha = \omega t$. Обозначив

$$E_m = 2Blv, \quad (2-2)$$

получим

$$e = E_m \sin \omega t. \quad (2-3)$$

Переменный угол $\alpha = \omega t$ называется ф а з о й э. д. с. Текущие значения e , соответствующие различным моментам времени, называются м г н о в е н н ы м и з н а ч е н и я м и э. д. с. Значение E_m является наибольшим значением э. д. с. (рис. 2-2) и называется а м п л и т у д н ы м з н а ч е н и е м или а м п л и т у д о й э. д. с.

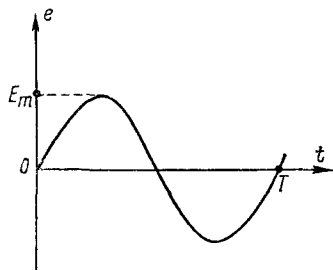


Рис. 2-2. Текущие значения э. д. с. в зависимости от времени

В течение времени T , которое обычно существенно меньше секунды, проходит полный цикл изменения э. д. с. Время T называется периодом переменной э. д. с. или тока.

Число циклов в течение секунды определяется выражением

$$f = 1/T. \quad (2-4)$$

Величина f называется ч а с т о т о й переменной э. д. с. или тока, измеряется в единицах в секунду (1/с) и выражается в герцах (Гц). При частоте 50 Гц, например, в течение секунды происходит 50 полных циклов изменения э. д. с. или тока.

Диапазон частот, применяемых в технике переменного тока, очень широк. Стандартной промышленной частотой в СССР и Европе является частота 50 Гц, в США — 60 Гц. Звуковые частоты, применяемые в проводной связи, лежат в диапазоне 300—5000 Гц. В радиотехнике используются частоты от миллионов до тысяч миллиардов герц.

Если замкнуть цепь витка, концы которого выведены к щеткам, на внешнее сопротивление (см. рис. 2-1, а), то в цепи будет протекать переменный ток i , выражение для которого будет подобным выражению для э. д. с.

Учитывая, что отсчет времени t может начинаться в любой момент, когда э. д. с. и ток не проходят через нуль, напомним

$$e = E_m \sin(\omega t + \psi_e); \quad i = I_m \sin(\omega t + \psi_i). \quad (2-5)$$

В течение времени T одного периода фаза э. д. с. и тока изменяется на угол 2π , следовательно, $\omega T = 2\pi$, откуда

$$\omega = 2\pi/T = 2\pi f. \quad (2-6)$$

Величина ω называется угловой частотой переменного тока и измеряется в радианах в секунду (рад/с). Заметим, что для витка, вращающегося в однородном магнитном поле (см. рис. 2-1), угловая частота ω равна частоте вращения витка.

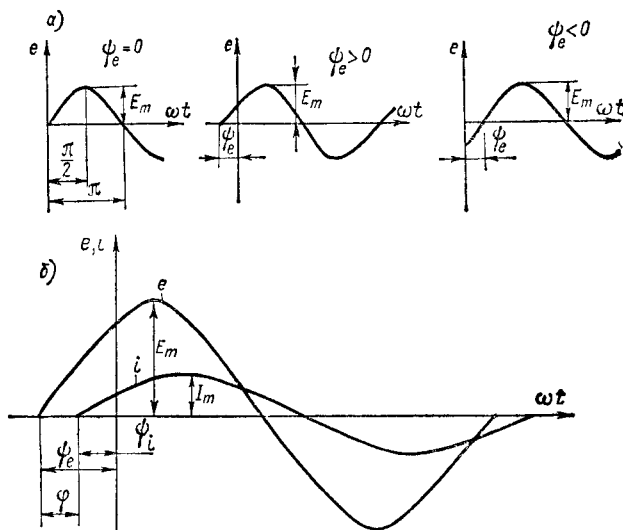


Рис. 2-3. Графики синусоидальных э. д. с.: а — при $\psi_e = 0$; $\psi_e > 0$ и $\psi_e < 0$; б — временные диаграммы e и i со сдвигом по фазе φ

Фазами э. д. с. и тока являются аргументы синуса $\omega t + \psi_e$ и $\omega t + \psi_i$. Величины ψ_e и ψ_i , определяющие значения э. д. с. и тока в начальный момент времени ($t = 0$), называются начальными фазами э. д. с. и тока. На рис. 2-3, а изображены графики синусоидальных э. д. с., имеющих различные начальные фазы, а на рис. 2-3, б — графики э. д. с. и тока. Разность фаз э. д. с. и тока одинаковой частоты обозначается φ и называется сдвигом по фазе между э. д. с. и током:

$$\varphi = (\omega t + \psi_e) - (\omega t + \psi_i) = \psi_e - \psi_i. \quad (2-6a)$$

Если э. д. с. и ток имеют одинаковые начальные фазы, то говорят, что они *совпадают по фазе*. При $\varphi = 180^\circ$ ток и э. д. с. *находятся в противофазе*. Аналогично этому можно говорить о сдвиге по фазе между двумя э. д. с. или двумя токами одинаковой частоты.

Электрическая энергия на современных электростанциях вырабатывается генераторами переменного тока, которые приводятся паровыми (тепловые и атомные электростанции) или гидравличе-

скими (гидроэлектростанции) турбинами. Э. д. с. в обмотках, расположенных в пазах листов статора неподвижной части (статора) генератора, индуцируется при вращении в расточке статора магнитного поля полюсов вращающейся части (ротора). Магнитный поток полюсов возбуждается при протекании постоянного тока по обмоткам полюсов (см. гл. 13).

2-2. Действующие и средние периодические э.д.с. и токи

Механическая сила взаимодействия двух проводников с одинаковыми токами и тепловое действие тока пропорциональны квадрату мгновенных значений тока. Если ток изменяется во времени, то тепловое или механическое действие определяется средним значением квадратов тока за полный цикл изменения, т. е. средне-квадратическим значением тока. Поэтому для периодических переменных токов и э. д. с., т. е. для токов и э. д. с., значения которых повторяются через каждый период, введено понятие о действующих э. д. с. и токах, являющихся среднеквадратическими значениями этих величин. Действующий переменный ток, имеющий определенное значение, производит такое же механическое и тепловое действие, как и постоянный ток того же значения.

Количество теплоты, выделяемой постоянным током в резистивном элементе с активным сопротивлением за промежуток времени T , равный периоду переменного тока, составляет

$$Q = 0,24 I^2 r t.$$

Количество теплоты, выделяемой переменным током в том же элементе за промежуток времени dt ,

$$dQ = 0,24 i^2 r dt.$$

Количество теплоты, выделяемой за период,

$$Q = \int_0^T dQ = 0,24 \int_0^T i^2 r dt.$$

Приравнивая количество теплоты, получим

$$I^2 T = \int_0^T i^2 dt,$$

откуда

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}. \quad (2-7)$$

Аналогично для э. д. с. и напряжений имеем

$$E = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e^2 dt}; \quad U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt}. \quad (2-7a)$$

Выражения (2-7) и (2-7a) определяют в общем виде действующие периодические токи и э. д. с. при любом законе их изменения и при любой продолжительности. Для синусоидального переменного тока

$$\begin{aligned} i &= I_m \sin(\omega t + \psi_i); \\ \int_0^T i^2 dt &= I_m^2 \int_0^T \sin^2(\omega t + \psi_i) dt = \\ &= \frac{I_m^2}{2} \int_0^T dt - \frac{I_m^2}{2} \int_0^T \cos(2\omega t + 2\psi_i) dt. \end{aligned}$$

Второй интеграл равен нулю, и для действующего синусоидального тока имеем

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = 0,707 I_m. \quad (2-8)$$

Аналогично получаем выражения для действующих синусоидальных э. д. с. и напряжения:

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} \quad \text{и} \quad U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}. \quad (2-8a)$$

Почти все приборы, применяемые в электроизмерительной технике для измерения периодических напряжений и токов, регистрируют значения действующих напряжений и токов. Для этой цели шкалы приборов градуируются в соответствии с этими значениями.

Помимо действующих э. д. с. и токов, в электротехнике рассматриваются и средние значения этих величин. Для синусоидальных э. д. с., токов и напряжений среднее значение за полный период равно нулю, так как площади отрицательных и положительных полувольт синусоид равны по величине и различны по знаку.

Для периодических величин, кривые которых симметричны относительно оси времени, принято определять среднее значение за положительный полупериод. Например, среднее значение синусоидального тока

$$I_{cp} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} I_m \sin \omega t dt = \frac{2}{\omega T} I_m \cos \omega t \Big|_0^{T/2} = \frac{2}{\pi} I_m = 0,637 I_m.$$

Аналогично получим средние значения э. д. с. и напряжения:

$$E_{cp} = \frac{2}{\pi} E_m; \quad U_{cp} = \frac{2}{\pi} U_m. \quad (2-9)$$

2-3. Векторные диаграммы

Применение векторных диаграмм при расчете и исследовании цепей переменного тока позволяет наглядно представлять рассматриваемые процессы и упрощать производимые расчеты.

Векторные диаграммы являются совокупностью векторов, изображающих действующие синусоидальные э. д. с. и токи или их амплитудные значения.

Гармонически изменяющееся напряжение определяется выражением

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_u).$$

Расположим под углом ψ_u относительно положительной оси абсцисс x вектор \vec{U}_m , длина которого в произвольно выбранном масштабе равна амплитуде изображаемой гармонической величины (рис. 2-4). Положительные углы будем откладывать в направлении против вращения часовой стрелки, а отрицательные — по часовой стрелке. Предположим, что вектор \vec{U}_m , начиная с момента времени $t = 0$, вращается вокруг начала координат против часовой стрелки с постоянной частотой вращения ω , равной угловой частоте изображаемой функции.

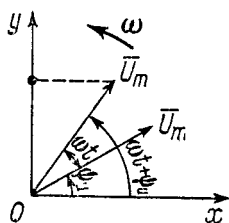


Рис. 2-4. Изображение синусоидальной функции u вращающимся вектором

В момент времени t вектор \vec{U}_m повернется на угол ωt и будет расположен под углом $\omega t + \psi_u$ по отношению к оси абсцисс. Проекция этого вектора на ось ординат в выбранном масштабе равна мгновенному значению изображаемой функции: $u = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$.

Следовательно, величину, изменяющуюся гармонически во времени, можно изображать вращающимся вектором. При начальной фазе, равной нулю, когда $u = 0$, вектор \vec{U}_m для $t = 0$ должен быть расположен на оси абсцисс.

График зависимости любой переменной (в том числе и гармонической) величины от времени называется **временной диаграммой**. Для гармонических величин по оси абсцисс удобнее откладывать не само время t , а пропорциональную ему величину ωt . Временные диаграммы полностью определяют гармоническую функцию, так как дают представление о начальной фазе, амплитуде и о периоде (см. рис. 2-3).

Обычно при расчете цепи нас интересуют только действующие э. д. с., напряжения и токи или амплитуды этих величин, а также их сдвиг по фазе относительно друг друга. Поэтому обычно рассматриваются неподвижные векторы для некоторого момента времени, который выбирается так, чтобы диаграмма была наглядной. Такая диаграмма называется **векторной диаграммой**. При этом углы сдвига по фазе откладываются в направлении вращения векторов (против часовой стрелки), если они положительные,

и в обратном направлении, если они отрицательные. Если, например, начальный фазовый угол напряжения ψ_u больше начального фазового угла ψ_i , то сдвиг по фазе $\varphi = \psi_u - \psi_i > 0$ и этот угол откладывается в положительном направлении.

При расчете цепи переменного тока часто приходится складывать э. д. с., токи или напряжения одной и той же частоты.

Предположим, что требуется сложить две э. д. с.:

$$e_1 = E_{1m} \sin(\omega t + \psi_{1e}) \text{ и } e_2 = E_{2m} \sin(\omega t + \psi_{2e}).$$

Такое сложение можно осуществить аналитически и графически. Последний способ более нагляден и прост. Две складываемые э. д. с. e_1 и e_2 в определенном масштабе представлены векторами \vec{E}_{1m} и \vec{E}_{2m} (рис. 2-5). При вращении этих векторов с одной и той же частотой вращения, равной угловой частоте, взаимное расположение вращающихся векторов остается неизменным. Сумма проекций вращающихся векторов \vec{E}_{1m} и \vec{E}_{2m} на ось ординат равна проекции на ту же ось вектора \vec{E}_m , являющегося их геометрической суммой. Следовательно, при сложении двух синусоидальных э. д. с. одной и той же частоты получается синусоидальная э. д. с. той же частоты, амплитуда которой изображается вектором \vec{E}_m , равным геометрической сумме векторов \vec{E}_{1m} и \vec{E}_{2m} :

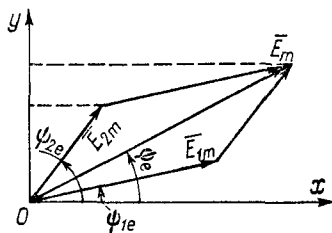


Рис. 2-5. Графическое сложение двух синусоидальных э. д. с. одинаковой частоты

$$\vec{E}_m = \vec{E}_{1m} + \vec{E}_{2m}.$$

Векторы переменных э. д. с. и токов являются графическими изображениями э. д. с. и токов в отличие от векторов физических величин, имеющих определенное физическое значение: вектора силы, напряженности поля и других.

Указанный способ можно применить для сложения и вычитания любого числа э. д. с. и токов одной частоты. Вычитание двух синусоидальных величин можно представить в виде сложения:

$$e_1 - e_2 = e_1 + (-e_2),$$

т. е. уменьшаемая величина складывается с вычитаемой, взятой с обратным знаком. Обычно векторные диаграммы строятся не для амплитудных значений переменных э. д. с. и токов, а для действующих величин, пропорциональных амплитудным значениям, так как все расчеты цепей обычно выполняют для действующих э. д. с. и токов.

2-4. Основные понятия о символическом методе

Расчет цепей переменного тока может производиться не только путем построения векторных диаграмм, но и аналитически путем операций с комплексными числами, символически изображающими синусоидальные э. д. с. и токи. Достоинством векторных диаграмм является наглядность, недостатком — малая точность графических построений. Применение символического метода позволяет выполнять расчеты цепей с большой точностью. Решение задач с помощью символического метода имеет особые преимущества при рассмотрении сложных цепей.

Комплексное число \dot{A} может быть представлено в алгебраической форме, показательной и тригонометрической:

$$\dot{A} = A' + jA'' = Ae^{j\alpha} = A(\cos \alpha + j \sin \alpha),$$

где $j = \sqrt{-1}$ — единичное мнимое число.

При решении задач часто приходится переходить от одного вида комплексного числа к другому, для чего используются формулы перехода. Вещественная часть комплексного числа $A' = A \cos \alpha$, мнимая часть комплексного числа $A'' = A \sin \alpha$, аргумент комплексного числа $\alpha = \arctg(A''/A')$, модуль комплексного числа

$$A = \sqrt{A'^2 + A''^2}.$$

Используя формулы перехода, получим ряд необходимых в дальнейшем выражений.

$$e^{\pm j \frac{\pi}{2}} = \cos \frac{\pi}{2} \pm j \sin \frac{\pi}{2} = \pm j;$$

$$e^{\pm j \pi} = \cos \pi \pm j \sin \pi = -1;$$

$$e^{\pm j 2\pi} = \cos 2\pi \pm j \sin 2\pi = 1.$$

Символ j перед мнимой частью комплексного числа в алгебраической форме означает, что мнимая часть повернута по отношению к вещественной на угол $\pi/2$ в положительном направлении (против вращения часовой стрелки).

Комплексные числа геометрически изображаются на комплексной плоскости. При этом положительная вещественная ось $+1$ для удобства направлена вправо, а ось мнимых $+j$ — вверх от оси вещественных (рис. 2-6). Изображение на комплексной плоскости вектора, имеющего модуль $A = \sqrt{A'^2 + A''^2}$ и аргумент α , дано на том же рисунке. Вещественная часть комплексного числа изображается отрезком A' на вещественной оси $+1$, а мнимая — отрезком A'' на мнимой оси $+j$. Каждому числу на комплексной плоскости соответствуют только одна точка и только один вектор, проведенный из начала координат в эту точку. Если гармонические э. д. с. и токи можно изображать векторами, а векторы — комплексными числами, то гармонические э. д. с. и токи можно, в свою

очередь, изображать комплексными числами. Векторы, которые выражаются комплексными числами, обозначаются соответствующим символом — буквой с точкой сверху. Часто применяют символ

$$\dot{A} = Ae^{j\alpha} = A \angle \alpha.$$

При сложении комплексных чисел, соответствующих синусоидальным э. д. с. и токам, получаются комплексные числа, изображающие геометрические суммы складываемых векторов. На рис. 2-7 показано сложение двух комплексных чисел. При сложении двух комплексных чисел $\dot{A}_1 = A' + jA''$ и $\dot{A}_2 = B' + jB''$ комплексное число \dot{A} , соответствующее их сумме, будет

$$\dot{A} = \dot{A}_1 + \dot{A}_2 = (A' + jA'') + (B' + jB'').$$

Вещественной частью такого числа является $A' + B'$, а мнимой — $j(A'' + B'')$.

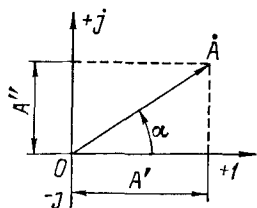


Рис. 2-6. Изображение комплексного числа

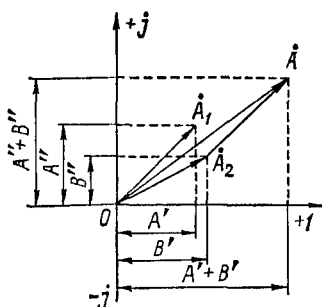


Рис. 2-7. Сложение комплексных чисел

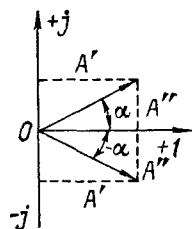


Рис. 2-8. Изображение комплексных сопряженных чисел

Вектор, соответствующий полному комплексному числу, находится геометрическим сложением векторов \dot{A}_1 и \dot{A}_2 .

Сопряженные комплексные числа $A' + jA''$ и $A' - jA''$ имеют одинаковые модули и равные по значению, но противоположные по знаку аргументы. На комплексной плоскости сопряженные комплексные числа изображаются одинаковыми векторами, расположенными зеркально относительно оси вещественных чисел (рис. 2-8).

Умножать или делить комплексные числа обычно более удобно, преобразовав их в показательную форму. При умножении $\dot{A} = Ae^{j\alpha}$ на $\dot{B} = Be^{j\beta}$ модули перемножаются, а аргументы складываются, т. е. $\dot{A}\dot{B} = ABe^{j(\alpha+\beta)}$.

При делении комплексных чисел модули делятся, а аргументы вычитаются, т. е. $\dot{A}/\dot{B} = (A/B)e^{j(\alpha-\beta)}$.

Предположим, что мгновенное напряжение u определяется выражением $u = U_m \cos(\omega t + \psi_u)$. Это переменное напряжение графически изображаем вектором длиной U_m (в выбранном масштабе), вращающимся против часовой стрелки с угловой частотой ω .

Вектор с модулем U_m и аргументом $\omega t + \psi_u$ символически изображается в показательной форме:

$$\dot{U}_m = U_m e^{j(\omega t + \psi_u)}.$$

Обычно в символических выражениях отбрасывается переменный аргумент ωt , одинаковый для всех э. д. с. и токов одной и той же частоты. Это соответствует тому, что мы рассматриваем уже не вращающиеся, а неподвижные векторы. В этом случае можно написать символические выражения векторов амплитуды напряжения или действующего напряжения:

$$\dot{U}_m = U_m e^{j\psi_u}; \quad \dot{U} = U e^{j\psi_u}.$$

Заметим, что комплексное напряжение \dot{U}_m выражается в виде

$$\dot{U}_m = U_m e^{j(\omega t + \psi_u)} = U_m \cos(\omega t + \psi_u) + j U_m \sin(\omega t + \psi_u).$$

Реально существующие напряжения и токи выражаются вещественными числами, поэтому мгновенные напряжения определяются вещественной частью комплексного числа.

2-5. Цепь синусоидального переменного тока

Энергия доставляется в цепи переменного тока от систем энергоснабжения, преобразователей различных видов, усилителей и других устройств. Источники энергии могут иметь характеристики реальных источников э. д. с. или тока.

В состав простых цепей переменного тока обычно входят резистивные элементы, катушки индуктивности, конденсаторы и элементы, соединенные магнитной или емкостной связью с другими цепями.

В резистивных элементах электрическая энергия полезно преобразовывается в другие виды энергии или рассеивается как тепловая; эти элементы характеризуются значением сопротивления. Любой резистивный элемент обладает некоторой индуктивностью и емкостью. Влиянием индуктивности и емкости в ряде случаев можно пренебречь (например, при низкой частоте). Если влиянием индуктивности пренебречь нельзя, то резистивный элемент на схеме замещения изображается в виде последовательного соединения сопротивления с индуктивностью.

Реальный индуктивный элемент обладает, кроме индуктивности, и сопротивлением, которым, как правило, пренебречь нельзя. Иногда нужно учитывать и влияние емкости. Индуктивность линейного элемента в генри (G_n) определяется, как известно, отношением потокоцепления Ψ (см. § 6-1) в веберах (Вб) к току I цепи в амперах (А): $L = \Psi/I$, Ом·с. Взаимная индуктивность M в генри между цепями 1 и 2 определяется отношением потокоцепления Ψ_{12} или Ψ_{21} цепи 1 или 2 в веберах к току цепи 2 или 1 соответственно (см. приложение 1): $M = \Psi_{12}/I_2 = \Psi_{21}/I_1$.

В реальном емкостном элементе имеются некоторые потери энергии. Поэтому емкостный элемент следует изображать на схемах замещения в виде параллельного соединения емкости C с проводимостью g . Так как потери энергии чаще всего относительно невелики, то обычным является изображение элемента в виде идеального емкостного элемента. Емкость C в фарадах для обычного конденсатора с двумя обкладками определяется отношением заряда Q в кулонах к напряжению U между обкладками: $C = Q/U$ (см. приложение 1).

Процессы в цепях переменного тока принципиально отличаются от процессов в цепях постоянного тока, токи и напряжения которых неизменны. При неизменных токах в цепи не изменяются электрические и магнитные поля, связанные с цепью. В цепях переменного тока при изменениях напряжений и токов изменяются магнитные и электрические поля, связанные с цепью. При изменениях магнитных полей возникают э. д. с. самоиндукции и взаимной индукции, а при изменениях электрических полей в цепи протекают зарядные и разрядные токи.

Применительно к цепям постоянного тока были сформулированы основные физические законы. Эти законы, очевидно, справедливы и в применении к цепям переменного тока, но только для реально существующих в каждый момент времени мгновенных значений величин. На основе выражений, составленных по этим законам для мгновенных значений, составляются уравнения и формулируются законы для векторов и изображений напряжений, э. д. с. и токов в символическом виде.

Подобно тому как это было сделано для цепей постоянного тока, в цепях переменного тока показываются *условные положительные направления* э. д. с., напряжений и токов, которые в дальнейшем называются положительными направлениями. При переменных токах принятые положительные направления будут соответствовать действительности только в течение отрезков времени, но при составлении выражений в соответствии с принятыми направлениями важна только взаимная ориентировка направлений токов, э. д. с. и напряжений. В соответствии с принятыми положительными направлениями для мгновенных токов, э. д. с. и напряжений показываются и положительные направления для их амплитудных значений или действующих величин, а также их изображений. Если при выборе направлений вначале и были допущены ошибки, то при определении из расчета интересующих нас величин получим результат, позволяющий скорректировать эти ошибки.

В этой главе рассматриваются только цепи с сосредоточенными параметрами, т. е. цепи, для которых можно считать, что сопротивления, индуктивности и емкости сосредоточены на отдельных участках цепи. В действительности каждый участок цепи обладает, кроме сопротивления, также индуктивностью и емкостью относительно всей цепи. Предположение, что сопротивления, индуктивности и емкости сосредоточены на отдельных участках, является

научной абстракцией, справедливой практически для большинства цепей.

При построении некоторых диаграмм для цепей будем пользоваться комплексными выражениями напряжений, токов и сопротивлений.

Цепь с резистивным элементом, имеющим сопротивление r . Предположим, что цепь включена на напряжение u , изменяющееся по гармоническому закону: $u = U_m \sin \omega t$ (рис 2-9, а) На рисунке показано положительное направление u Пренебрежем очень малой индуктивностью и емкостью проводов цепи. Как будет показано в дальнейшем, сопротивление переменному току будет больше сопротивления постоянному току за счет неравномерного распределения тока в проводе и потерь энергии в окружающей среде. Поэтому в отличие от сопротивления постоянному току сопротивление r в цепи переменного тока называется **а к т и в н ы м**.

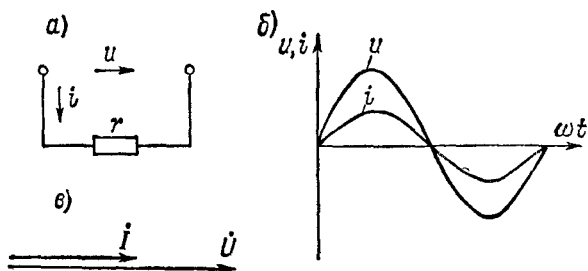


Рис. 2-9. Цепь переменного тока с резистивным элементом: а — схема цепи; б — временная диаграмма напряжения и тока при начальных фазах, равных нулю; в — векторная диаграмма напряжения и тока

По закону Ома напряжение, приложенное к элементу r в любой момент времени, определяется выражением $u = ir$. Отсюда мгновенный ток

$$i = \frac{u}{r} = \frac{U_m}{r} \sin \omega t = I_m \sin \omega t, \quad (2-10)$$

где $I_m = U_m/r$ — амплитуда тока.

Действующее напряжение U и ток I меньше амплитудных значений в $\sqrt{2}$ раз; следовательно, действующий ток

$$I = U/r, \quad (2-11)$$

т. е. равен действующему напряжению, деленному на активное сопротивление.

Аналогично комплексный ток

$$\dot{I} = \dot{U}/r. \quad (2-11a)$$

Из выражения (2-10) видно, что для цепи, обладающей только сопротивлением r , ток и напряжение совпадают по фазе.

На рис. 2-9, б представлена временная диаграмма тока и напряжения, а на рис. 2-9, в — векторная.

Приемниками, обладающими при промышленных частотах практически только активным сопротивлением, являются реостаты, электрические лампы, нагревательные приборы и другие подобные устройства.

Цепь с катушкой индуктивности. В природе нет цепей, которые обладали бы только индуктивностью. Всякая цепь имеет некоторое сопротивление, пусть очень малое при низких температурах. Рассмотрение элемента цепи с сосредоточенными параметрами, обладающего только индуктивностью, является научной абстракцией, позволяющей ясно представить себе свойства такого элемента.

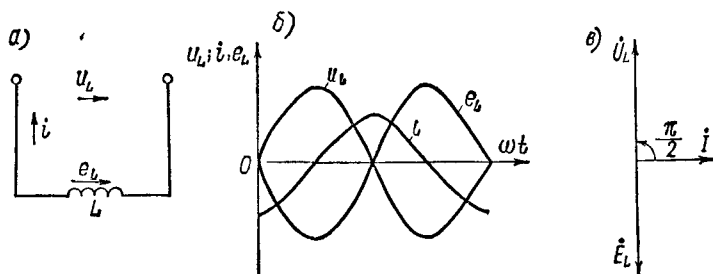


Рис. 2-10. Цепь переменного тока с катушкой индуктивности: а — схема цепи; б — временная диаграмма напряжения и тока; в — векторная диаграмма напряжения и тока

Изменение тока в цепи с индуктивностью L (рис. 2-10, а) вызывает возникновение э. д. с. самоиндукции e_L , которая по закону Ленца противодействует изменению тока. При увеличении тока э. д. с. e_L действует навстречу току, а при уменьшении — в направлении тока, противодействуя его уменьшению. Показанные на рисунке положительные направления u и i имеют место только в течение некоторых отрезков времени. Для тока, изменяющегося по гармоническому закону $i = I_m \sin \omega t$, и при $L = \text{const}$ э. д. с. самоиндукции

$$\begin{aligned} e_L &= -L \frac{di}{dt} = -\omega L I_m \cos \omega t = -E_{Lm} \cos \omega t = \\ &= E_{Lm} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right), \end{aligned} \quad (2-12)$$

где $E_{Lm} = \omega L I_m$ — амплитуда э. д. с. самоиндукции.

Из выражения (2-12) следует, что э. д. с. самоиндукции отстает по фазе от тока на угол $\pi/2$. Чтобы в цепи протекал ток, требуется иметь на зажимах напряжение, уравновешивающее э. д. с. самоиндукции, равное ей по значению и противоположное по знаку:

$$u = -e_L = L \frac{di}{dt} = \omega L I_m \cos \omega t = U_{Lm} \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right), \quad (2-13)$$

где $U_{Lm} = \omega L I_m$ — амплитуда напряжения.

Для действующих тока и напряжения получим выражения, аналогичные по форме закону Ома:

$$U_L = \omega L I \text{ и } I = U_L / (\omega L). \quad (2-14)$$

Величина ωL измеряется в единицах сопротивления и называется индуктивным сопротивлением цепи. Индуктивное сопротивление $x_L = \omega L = 2\pi f L$ пропорционально частоте.

Определим э. д. с., напряжение и индуктивное сопротивление в символическом виде. Если амплитуда комплексного тока выражается как $\dot{I}_m = I_m e^{j(\omega t + \psi_i)}$, то амплитуда комплексного напряжения будет

$$\dot{U}_{lm} = L \frac{d\dot{I}_m}{dt} = j\omega L I_m e^{j(\omega t + \psi_i)} = jx_L \dot{I}_m. \quad (2-15)$$

Аналогичное выражение можно написать для комплексных действующих \dot{U} и \dot{I} . Из выражения (2-15) следует, что амплитуда

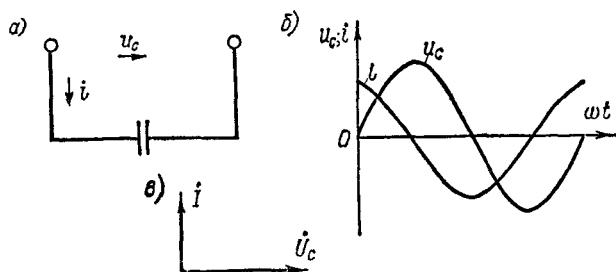


Рис. 2-11. Цепь переменного тока с конденсатором: а — схема цепи; б — временная диаграмма напряжения и тока; в — векторная диаграмма напряжения и тока

комплексного напряжения или комплексное действующее напряжение получаются путем умножения комплексного тока на индуктивное сопротивление и мнимую величину j ; последнее определяет поворот вектора напряжения на угол $\pi/2$ в направлении вращения векторов. Это находится в полном соответствии с выражением (2-13). Следовательно, для комплексных действующих напряжения и тока по аналогии с законом Ома имеем

$$\dot{U}_L = jx_L \dot{I} \text{ и } \dot{I} = \dot{U}_L / (jx_L), \quad (2-16)$$

где $jx_L = j\omega L$ — комплексное индуктивное сопротивление.

Временная и векторная диаграммы цепи даны на рис. 2-10, б и в. На этих диаграммах э. д. с. самоиндукции и приложенное напряжение находятся в противофазе.

Цепь с конденсатором. Рассмотрение процессов в цепи с элементом, обладающим только емкостью, является также научной абстракцией, как и допущение, что включена только индуктивность.

В цепи с таким идеальным конденсатором (рис. 2-11), включенным на напряжение переменного тока, происходит непрерывное перемещение электрических зарядов. При увеличении напряжения ток в цепи конденсатора будет зарядным, а при уменьшении — разрядным. Мгновенный ток в цепи равен скорости изменения заряда конденсатора:

$$i = \frac{dQ}{dt} = C \frac{du_C}{dt},$$

где Q — заряд конденсатора; C — емкость конденсатора.

Напряжение u_C на зажимах конденсатора определяется отношением заряда конденсатора Q к емкости C . Заряд Q следует рассматривать как сумму бесконечно малых зарядов dQ , доставленных за бесконечно малые промежутки времени dt при протекании тока i . Тогда

$$u_C = Q/C = \int dQ/C = \int i dt/C.$$

Если напряжение на зажимах конденсатора изменяется по синусоидальному закону: $u_C = U_{Cm} \sin \omega t$, ток в цепи

$$i = C \frac{du_C}{dt} = \omega C U_{Cm} \cos \omega t = I_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right), \quad (2-17)$$

где $I_m = \omega C U_{Cm}$ — амплитуда тока.

Величина $1/(\omega C)$, измеряемая в единицах сопротивления и обозначаемая x_C , называется емкостным сопротивлением цепи:

$$x_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}. \quad (2-18)$$

Емкостное сопротивление обратно пропорционально частоте приложенного напряжения.

На основании выражения (2-17) определяется связь между действующими напряжением и током:

$$U_C = \frac{I}{\omega C} = x_C I \text{ и } I = \omega C U_C = \frac{U_C}{x_C}. \quad (2-19)$$

Последние выражения по форме аналогичны закону Ома.

Из выражения (2-17) видно, что в цепи с конденсатором ток опережает напряжение на угол $\pi/2$.

По выражению, подобному (2-15), можно определить амплитуду комплексного тока:

$$I_m = C \frac{dU_{Cm}}{dt} = j\omega C \dot{U}_{Cm} e^{j(\omega t + \psi_u)} = -\frac{1}{j x_C} \dot{U}_{Cm}, \quad (2-20)$$

где

$$j\omega C = \frac{j^2}{j/(\omega C)} = -\frac{1}{j x_C}.$$

Из выражения (2-20) следует, что амплитуда комплексного напряжения или комплексное действующее напряжение получа-

ются путем умножения комплексного тока на емкостное сопротивление x_c и мнимую величину $-j$; последнее определяет поворот вектора напряжения на угол $-\pi/2$, т. е. против направления вращения векторов. Следовательно, для комплексных действующих величин имеем по аналогии с законом Ома:

$$\dot{U}_c = -j x_c \dot{I} \text{ и } \dot{I} = -\frac{\dot{U}_c}{j x_c}. \quad (2-21)$$

Временная и векторная диаграммы тока и напряжения показаны на рис. 2-11, б и в. На векторной диаграмме вектор тока \dot{I} опережает вектор напряжения \dot{U} .

Цепь с резистором, катушкой индуктивности и конденсатором. Цепь переменного тока может содержать эти три элемента, включенные последовательно. На рис. 2-12 они показаны отдельно, сосредоточенными на отдельных участках. В действительности показанное отдельно активное сопротивление может быть полностью или частично сопротивлением катушки индуктивности, показанная отдельно емкость может быть емкостью между проводами цепи, т. е. каждый элемент цепи может обладать не одним, а двумя-тремя свойствами.

Тем не менее такую цепь в ряде случаев можно рассматривать как идеализированную цепь с сосредоточенными параметрами.

При включении на напряжение $u = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$ в цепи будет протекать ток $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$. По второму закону Кирхгофа падение напряжения u в цепи равно сумме э. д. с., действующих в цепи (рис. 2-12):

$$ir = u + e_L + e_C = u - L \frac{di}{dt} - \frac{\int i dt}{C}.$$

Из этого выражения, а также исходя из того, что напряжение на зажимах в каждый момент времени равно сумме напряжений на участках, получим

$$u = u_a + u_L + u_C = ir + L \frac{di}{dt} + \frac{\int i dt}{C}.$$

Это уравнение преобразуется в дифференциальное уравнение второго порядка, решение которого, т. е. определение зависимости тока от времени $i = f(t)$, состоит из общего решения однородного уравнения и частного решения. Общее решение однородного уравнения определяет составляющую переходного процесса, которая имеет место в течение относительно малого промежутка времени после начала перехода цепи в другое установившееся состояние, например после включения цепи. С этими процессами мы познакомимся в гл. 5. Здесь мы найдем только частное решение, определяющее ток в цепи после окончания переходного процесса, когда в ней будет протекать установившийся переменный ток.

Частным решением является выражение синусоидального тока $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$, для которого нужно найти амплитуду I_m и фазовый угол ψ_i или угол сдвига по фазе $\varphi = \psi_u - \psi_i$.

ются путем умножения комплексного тока на емкостное сопротивление x_C и мнимую величину $-j$; последнее определяет поворот вектора напряжения на угол $-\pi/2$, т. е. против направления вращения векторов. Следовательно, для комплексных действующих величин имеем по аналогии с законом Ома:

$$\dot{U}_C = -j x_C \dot{I} \text{ и } \dot{I} = -\frac{\dot{U}_C}{j x_C}. \quad (2-21)$$

Временная и векторная диаграммы тока и напряжения показаны на рис. 2-11, б и в. На векторной диаграмме вектор тока \dot{I} опережает вектор напряжения \dot{U} .

Цепь с резистором, катушкой индуктивности и конденсатором. Цепь переменного тока может содержать эти три элемента, включенные последовательно. На рис. 2-12 они показаны отдельно, сосредоточенными на отдельных участках. В действительности показанное отдельно активное сопротивление может быть полностью или частично сопротивлением катушки индуктивности, показанная отдельно емкость может быть емкостью между проводами цепи, т. е. каждый элемент цепи может обладать не одним, а двумя-тремя свойствами.

Тем не менее такую цепь в ряде случаев можно рассматривать как идеализированную цепь с сосредоточенными параметрами.

При включении на напряжение $u = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$ в цепи будет протекать ток $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$. По второму закону Кирхгофа падение напряжения u в цепи равно сумме э. д. с., действующих в цепи (рис. 2-12):

$$ir = u + e_L + e_C = u - L \frac{di}{dt} - \frac{\int i dt}{C}.$$

Из этого выражения, а также исходя из того, что напряжение на зажимах в каждый момент времени равно сумме напряжений на участках, получим

$$u = u_a + u_L + u_C = ir + L \frac{di}{dt} + \frac{\int i dt}{C}.$$

Это уравнение преобразуется в дифференциальное уравнение второго порядка, решение которого, т. е. определение зависимости тока от времени $i = f(t)$, состоит из общего решения однородного уравнения и частного решения. Общее решение однородного уравнения определяет составляющую переходного процесса, которая имеет место в течение относительно малого промежутка времени после начала перехода цепи в другое установившееся состояние, например после включения цепи. С этими процессами мы познакомимся в гл. 5. Здесь мы найдем только частное решение, определяющее ток в цепи после окончания переходного процесса, когда в ней будет протекать установившийся переменный ток.

Частным решением является выражение синусоидального тока $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$, для которого нужно найти амплитуду I_m и фазовый угол ψ_i или угол сдвига по фазе $\varphi = \psi_u - \psi_i$.

Если ток цепи изменяется по гармоническому закону, то и напряжения на участках цепи изменяются по этому же закону. Тогда на основании уравнения для мгновенных значений, составленного по второму закону Кирхгофа, можно написать уравнение

$$\dot{U} = \dot{U}_a + \dot{U}_L + \dot{U}_C. \quad (2-22)$$

В соответствии с этим уравнением построим векторную диаграмму (рис. 2-13). На выбор исходного вектора тока \dot{I} не налагается каких-либо условий; направим этот вектор вертикально вверх. Все векторы будем изображать в принятом масштабе. В фазе с вектором тока \dot{I} находится вектор активной составляющей напряжения $\dot{U}_a = r\dot{I}$. Под углом $\pi/2$ в сторону опережения относительно вектора \dot{I} направим вектор индуктивной составляющей напряжения $\dot{U}_L = jx_L\dot{I}$, а под углом $\pi/2$ в сторону отставания — вектор

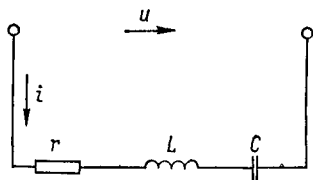


Рис. 2-12. Цепь переменного тока с резистором, катушкой индуктивности и конденсатором

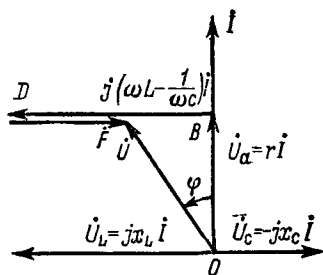


Рис. 2-13. Векторная диаграмма цепи переменного тока с резистором, катушкой индуктивности и конденсатором

емкостной составляющей напряжения $\dot{U}_C = -jx_C\dot{I}$. Геометрическая сумма этих векторов действующих величин определит вектор действующего напряжения \dot{U} на зажимах цепи.

Из прямоугольного треугольника $OB\dot{F}$ получаем

$$U^2 = (rI)^2 + (x_L - x_C)^2 I^2,$$

откуда

$$I = \frac{U}{\sqrt{r^2 + (x_L - x_C)^2}}. \quad (2-23)$$

Сдвиг по фазе φ между напряжением и током определится (рис. 2-13) выражением

$$\varphi = \arctg \frac{x_L - x_C}{r}. \quad (2-24)$$

Выражение (2-23) часто называют законом Ома для цепи переменного тока, так как оно формально подобно выражению собственно закона Ома для цепи постоянного тока. Вместе с тем природа ин-

дуктивного и емкостного сопротивлений существенно отличается от природы активного сопротивления.

Сопротивление цепи, определяемое формулой

$$z = \sqrt{r^2 + (x_L - x_C)^2}, \quad (2-25)$$

называется полным сопротивлением цепи. Реактивным называется сопротивление $x = x_L - x_C$. Если в цепи преобладает индуктивное сопротивление, реактивное сопротивление выражается положительным числом, разность фаз напряжения и тока

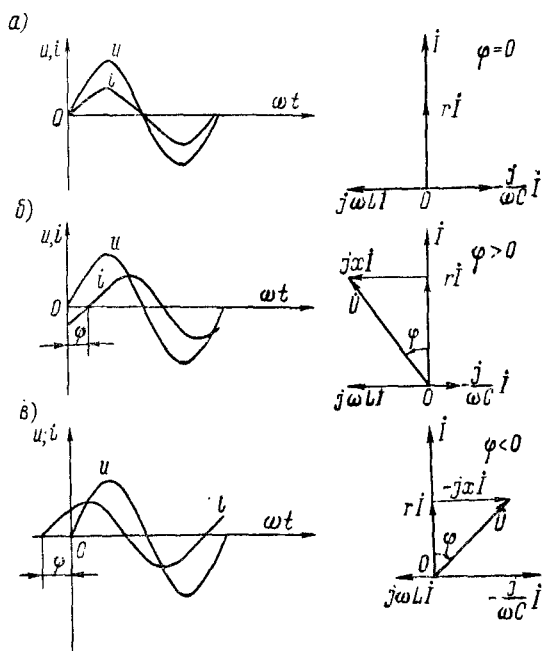


Рис. 2-14. Графики напряжения и тока и векторные диаграммы: а — для $\varphi = 0$; б — для $\varphi > 0$; в — для $\varphi < 0$

положительна ($\varphi > 0$) и напряжение цепи опережает ток. Если в цепи преобладает емкостное сопротивление, реактивное сопротивление выражается отрицательным числом, разность фаз отрицательна ($\varphi < 0$) и ток цепи опережает напряжение.

Следовательно, в подобных цепях угол φ сдвига по фазе может изменяться в пределах $-\pi/2 < \varphi < \pi/2$.

Подобно (2-22) можно написать выражение для комплексных действующих напряжений:

$$\dot{U} = \dot{U}_a + \dot{U}_L + \dot{U}_C = r\dot{i} + j(x_L - x_C)\dot{i} = Z\dot{i}. \quad (2-26)$$

Временные и векторные диаграммы тока и напряжения для всех указанных случаев изображены на рис. 2-14.

Величина Z является комплексным полным сопротивлением, сопротивлением в символическом виде, изображается большой буквой и состоит из вещественной и мнимой частей:

$$Z = r + j(x_L - x_C). \quad (2-27)$$

Аналогично закону Ома комплексный ток \dot{I} определяется выражением

$$\dot{I} = \dot{U}/Z. \quad (2-28)$$

Применение законов Ома и Кирхгофа. Законы Ома и Кирхгофа справедливы для мгновенных токов и напряжений. Из этого, а также из предыдущих выводов следует, что эти законы справедливы и для комплексных напряжений и токов. Поэтому справедливо выражение (2-28), аналогичное закону Ома; справедливы и выражения, аналогичные законам Кирхгофа.

Сумма комплексных токов в проводах, сходящихся в узле электрической цепи, равна нулю:

$$\sum_{k=1}^n \dot{I}_k = 0. \quad (2-29)$$

Сумма комплексных э. д. с., действующих в замкнутом контуре, равна сумме комплексных падений напряжения в ветвях этого контура:

$$\sum_{k=1}^n \dot{E}_k = \sum_{k=1}^n [r_k + j(x_L - x_C)] \dot{I}_k = \sum_{k=n}^n Z_k \dot{I}_k. \quad (2-30)$$

В расчетах цепей переменного тока используются комплексные напряжения, токи и полные сопротивления.

2-6. Мощность цепи переменного тока

Мгновенная мощность электрической цепи определяется по выражению (1-10): $p = ui$, где u и i — мгновенные напряжения на зажимах цепи и ток в ней.

Энергия, доставляемая в цепь, равна произведению времени, в течение которого энергия доставляется, на среднее значение мощности за рассматриваемый промежуток времени. Поэтому очень важной величиной является среднее значение мощности за период переменного тока:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T ui \, dt.$$

Это выражение мощности справедливо для любых периодических функций напряжения и тока.

Определим среднее значение мощности за период при синусоидальных напряжении и токе: $u = U_m \sin \omega t$; $i = I_m \sin (\omega t - \varphi)$.

Среднее значение мощности за период

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T ui \, dt = \frac{1}{T} \int_0^T [V\sqrt{2} U \sin \omega t \, V\sqrt{2} I \sin (\omega t - \varphi)] \, dt = \\ = \frac{UI}{T} \int_0^T [\cos \varphi - \cos (2\omega t - \varphi)] \, dt.$$

Интеграл от второго члена подынтегрального выражения равен нулю, поэтому

$$P = UI \cos \varphi. \quad (2-31)$$

Средняя мощность за период, подобно мощности цепи постоянного тока, определяет энергию, подводимую к цепи за одну секунду. Поэтому ее называют **активной мощностью**. Значение мощности зависит от действующих тока и напряжения цепи и угла сдвига фаз между напряжением и током. Множитель $\cos \varphi$ называется **коэффициентом мощности**.

Рассмотрим выражение мгновенной мощности для цепей, содержащих резистивный элемент, идеальную катушку индуктивности и емкость.

При выводе выражения (2-31) было получено

$$p = ui = UI [\cos \varphi - \cos (2\omega t - \varphi)]. \quad (2-32)$$

Из выражения (2-32) следует, что мгновенная мощность цепи изменяется с удвоенной частотой 2ω ; амплитуда изменения мощности равна UI .

Рассмотрим характер изменения мощности для некоторых электрических цепей.

Цепь с резистивным элементом. В этом случае $\cos \varphi = 1$ и $\varphi = 0$. Мгновенная мощность

$$p = ui = UI (1 - \cos 2\omega t). \quad (2-33)$$

Средняя мощность равна произведению действующих напряжения и тока UI ; наибольшее значение мощности равно $2UI$, так как наименьшее значение $\cos 2\omega t = -1$, а наибольшее значение $\cos 2\omega t = 1$.

На рис. 2-15 даны кривые напряжения, тока и мощности для этого случая. Кривая мощности симметрична относительно среднего значения UI . Заштрихованная площадь, ограниченная кривой мощности p и осью абсцисс, определяет $\int_0^T p \, dt$, т. е. электрическую энергию, преобразованную в тепловую за один период.

Цепь с идеальной катушкой индуктивности. В этом случае ток отстает от напряжения на угол $\varphi = \pi/2$. По выражению (2-32)

$$p = -UI \cos (2\omega t - \pi/2) = -UI \sin 2\omega t.$$

Средняя мощность равна нулю (рис. 2-16).

Если переменный ток изменяется по гармоническому закону

$$i = I_m \sin(\omega t - \pi/2) = -I_m \cos \omega t,$$

то энергия магнитного поля

$$W_m = \frac{Li^2}{2} = \frac{LI_m^2}{2} \frac{1 + \cos 2\omega t}{2} \quad (2-34)$$

также изменяется гармонически от 0 до $LI_m^2/2$ с угловой частотой 2ω .

Мгновенная мощность цепи определяется скоростью изменения энергии магнитного поля (рис. 2-16):

$$p = ui = -\frac{d}{dt} \left(\frac{Li^2}{2} \right) = Li \frac{di}{dt} = -UI \sin 2\omega t.$$

При возрастании тока напряжение действует в направлении протекания тока, э. д. с. самоиндукции действует навстречу току,

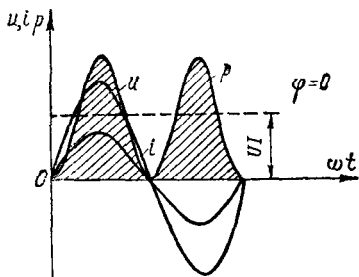


Рис. 2-15. Кривые напряжения, тока и мощности для цепи с резистивным элементом

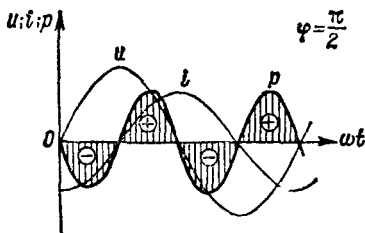


Рис. 2-16. Кривые напряжения, тока и мощности для цепи с катушкой индуктивности

при этом $p = ui > 0$, т. е. энергия поступает в цепь и преобразуется в энергию магнитного поля. При уменьшении тока напряжение действует в направлении, противоположном протеканию тока; э. д. с. самоиндукции действует в направлении протекания тока; $p = ui < 0$ — энергия, запасенная в магнитном поле, — возвращается источнику. В цепи происходит непрерывный обмен энергией между источником энергии и цепью, с которой связано магнитное поле.

Цепь с конденсатором. Подобно цепи, содержащей катушку индуктивности, в цепи с конденсатором имеет место непрерывный обмен энергией между источником энергии и цепью, в которой доставляемая энергия преобразуется в энергию электрического поля конденсатора, или происходит обратное преобразование. Ток цепи опережает напряжение на угол $\varphi = \pi/2$.

Средняя мощность за период равна нулю; наибольшее значение энергии, запасенной в электрическом поле,

$$W_e = CU_m^2/2. \quad (2-35)$$

Цепь с резистивным элементом, катушкой индуктивности и конденсатором. При преобладании индуктивного сопротивления в цепи ток отстает от напряжения на угол φ , а при преобладании емкостного — опережает напряжение. На рис. 2-17 приведены кривые напряжения, тока и мощности для случая, когда ток отстает от напряжения.

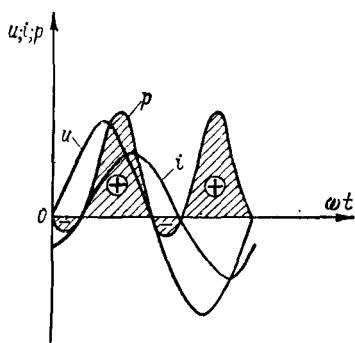


Рис. 2-17. Кривые напряжения, тока и мощности для цепи, в которой ток отстает от напряжения

Выражение (2-32) для мгновенной мощности приобретает вид

$$p = UI [\cos \varphi - \cos (2\omega t - \varphi)].$$

Из этого выражения и рис. 2-17 следует, что за период мощность имеет как положительные значения, когда энергия поступает в цепь, так и отрицательные, когда энергия, запасенная в магнитном и электрическом полях, возвращается обратно.

Выражение для мгновенной мощности можно переписать:

$$\begin{aligned} p &= UI [\cos \varphi - \cos (2\omega t - \varphi)] = \\ &= UI \cos \varphi (1 - \cos 2\omega t) - UI \sin \varphi \sin 2\omega t = p_a + p_p. \end{aligned}$$

Мощность p_a является переменной активной мощностью, изменяющейся с двойной частотой от нуля до удвоенного среднего

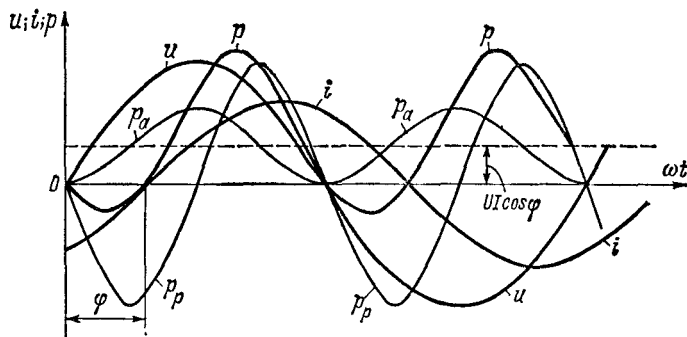


Рис. 2-18. Кривые напряжения, тока, полной, активной и реактивной мощностей для случая, когда ток отстает от напряжения

значения, а мощность p_p — переменной реактивной мощностью, изменяющейся с двойной частотой от $-UI \sin \varphi$ до $+UI \sin \varphi$ (рис. 2-18).

Как указывалось, средняя мощность $P = UI \cos \varphi$ является активной мощностью.

Амплитуда переменной мощности, идущей на увеличение магнитного или электрического полей или поступающей обратно в сеть, называется **реактивной мощностью**:

$$Q = UI \sin \varphi \quad (2-36)$$

и выражается в вольт-амперах (В·А) или киловольт-амперах (кВ·А); иногда эти единицы называют «вольт-амперы или киловольт-амперы реактивные» (вар или квар).

Амплитуда мощности, изменяющейся с двойной частотой,

$$S = UI = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (2-37)$$

называется **полной мощностью** и выражается также в вольт-амперах (В·А) или киловольт-амперах (кВ·А).

Мощность цепи в символическом виде. Покажем, что произведение сопряженных комплексных э. д. с. или напряжения на комплексный ток дает комплексную мощность цепи.

Комплексная мощность цепи

$$\tilde{S} = \tilde{U} \tilde{I} = \dot{U} e^{-j\psi_u} I e^{j\psi_i} = UI e^{-j(\psi_u - \psi_i)} = UI e^{-j\varphi}.$$

Комплексная мощность является вектором с модулем, равным полной мощности UI , и с аргументом $-\varphi$.

Определяя вещественную и мнимую части комплексной мощности, получим

$$\tilde{S} = \tilde{U} \tilde{I} = UI \cos \varphi - jUI \sin \varphi = P - jQ, \quad (2-38)$$

т. е. вещественная часть выражает активную мощность, а мнимая, взятая со знаком минус, — реактивную.

Следует заметить, что при $\varphi > 0$, т. е. при преобладании в цепи индуктивности, для реактивной мощности получаем знак минус, а при $\varphi < 0$ — знак плюс.

2-7. Последовательное соединение элементов в цепи. Треугольники напряжений и сопротивлений

Рассмотрим цепь, активное сопротивление элементов которой r , индуктивность L и емкость C (см. рис. 2-12). Полное сопротивление такой цепи

$$z = \sqrt{r^2 + (x_L - x_C)^2} = \sqrt{r^2 + x^2},$$

где $x = x_L - x_C$.

В символическом виде $Z = r + j(x_L - x_C)$.

Вектор приложенного напряжения \tilde{U} можно рассматривать как геометрическую сумму векторов $\tilde{U}_a = r\tilde{I}$ и $\tilde{U}_p = jx\tilde{I}$. Вектор \tilde{U}_a совпадает по фазе с вектором тока, который ориентируется произвольно, а вектор \tilde{U}_p перпендикулярен вектору \tilde{I} и направлен влево, если $\varphi > 0$ и преобладает индуктивное сопротивление (рис. 2-19, а);

при $\varphi < 0$ преобладает емкостное сопротивление, и вектор \dot{U}_p направлен вправо (рис. 2-19, б).

В полученном *треугольнике напряжений* \dot{U}_a находится в фазе с током и называется активной составляющей напряжения:

$$\dot{U}_a = U \cos \varphi = rI. \quad (2-39a)$$

Напряжение U_p сдвинуто по фазе на угол $\pi/2$ относительно тока и называется реактивной составляющей напряжения:

$$\dot{U}_p = U \sin \varphi = xI. \quad (2-39б)$$

Напряжение на зажимах цепи

$$U = \sqrt{U_a^2 + U_p^2}. \quad (2-39в)$$

Напряжение на зажимах цепи U и активное напряжение всегда положительны. Реактивное напряжение U_p может быть положительным (при $\varphi > 0$) или отрицательным (при $\varphi < 0$).

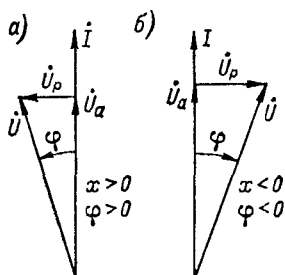


Рис. 2-19. Треугольники напряжений: а — при $\varphi > 0$; б — при $\varphi < 0$

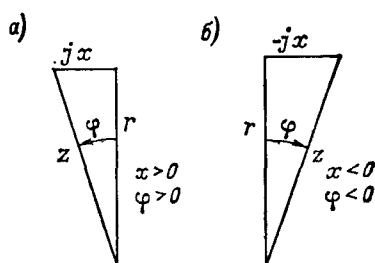


Рис. 2-20. Треугольники сопротивлений: а — при $\varphi > 0$; б — при $\varphi < 0$

Треугольник сопротивлений получается из треугольника напряжений. Треугольники напряжений и сопротивлений подобны. Длины сторон треугольника сопротивлений определяются путем деления соответствующих напряжений на значение тока. Гипотенуза треугольника сопротивлений изображает полное сопротивление цепи, катеты — активное и реактивное сопротивления (рис. 2-20). При $\varphi > 0$ сторона треугольника jx направлена влево от катета r — преобладает индуктивное сопротивление, при $\varphi < 0$ сторона треугольника $-jx$ направлена вправо — преобладает емкостное сопротивление.

Из треугольника сопротивлений находим соотношения:

$$\cos \varphi = r/z; \quad \sin \varphi = x/z; \quad \operatorname{tg} \varphi = x/r.$$

При двух известных элементах треугольника легко определяются другие неизвестные. Например, при известных z и φ находят r и x .

Исходя из треугольника напряжений, можно построить подобный ему *треугольник мощностей*, умножая стороны треугольника напряжений на значение тока I (рис. 2-21). Из треугольника мощностей видно, что

$$\cos \varphi = P/S; \sin \varphi = Q/S; \operatorname{tg} \varphi = Q/P. \quad (2-40)$$

Гипотенуза треугольника мощностей изображает полную мощность цепи S , один из катетов — активную мощность P , а другой катет — реактивную мощность Q .

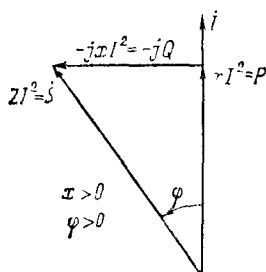


Рис. 2-21. Треугольник мощностей для $\varphi > 0$

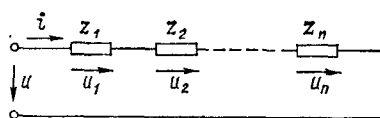


Рис. 2-22. Цепь переменного тока с последовательным соединением элементов

Пусть имеется цепь (рис. 2-22), составленная из последовательно соединенных участков с сопротивлениями z_1, z_2, \dots, z_n ; к зажимам цепи приложено напряжение

$$u = U_m \sin \omega t = \sqrt{2} U \sin \omega t.$$

Мгновенное напряжение на зажимах цепи определяется согласно второму закону Кирхгофа алгебраической суммой мгновенных напряжений отдельных участков цепи: $u = u_1 + u_2 + \dots + u_n$.

В соответствии с этим равенством для векторов действующих напряжений можно написать

$$\dot{U} = \dot{U}_1 + \dot{U}_2 + \dots + \dot{U}_n.$$

Каждый из этих векторов имеет свою активную и реактивную составляющие, которые равны произведениям тока на соответствующие сопротивления:

$$U_{1a} = r_1 I; U_{2a} = r_2 I; \dots; U_{na} = r_n I;$$

$$U_{1p} = x_1 I; U_{2p} = x_2 I; \dots; U_{np} = x_n I.$$

Так как все активные составляющие напряжений совпадают по фазе с током, их можно складывать арифметически:

$$U_a = U_{1a} + U_{2a} + \dots + U_{na} = (r_1 + r_2 + \dots + r_n) I.$$

Аналогично можно складывать алгебраически реактивные составляющие напряжения, так как векторы этих составляющих перпен-

дикулярны вектору тока:

$$U_p = U_{1p} + U_{2p} + \dots + U_{np} = (x_1 + x_2 + \dots + x_n) I.$$

Из этих выражений следует, что эквивалентные активное r и реактивное x сопротивления цепи равны алгебраическим суммам активных и реактивных сопротивлений отдельных участков цепи:

$$\left. \begin{aligned} r &= r_1 + r_2 + \dots + r_n; \\ x &= x_1 + x_2 + \dots + x_n = \\ &= (x_{L1} - x_{C1}) + (x_{L2} - x_{C2}) + \dots + (x_{Ln} - x_{Cn}), \end{aligned} \right\} \quad (2-41)$$

где x_1, x_2, \dots, x_n — реактивные сопротивления отдельных участков цепи, равные разностям индуктивных ($x_{L1}, x_{L2}, \dots, x_{Ln}$) и емкостных ($x_{C1}, x_{C2}, \dots, x_{Cn}$) сопротивлений участков.

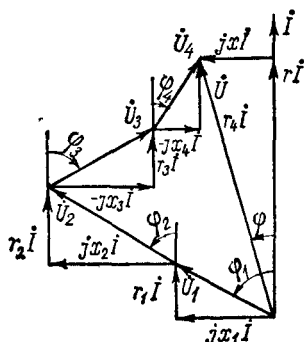


Рис. 2-23. Треугольники напряжений при последовательном соединении резисторов

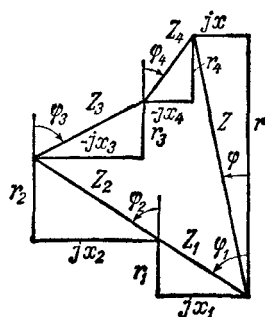


Рис. 2-24. Треугольники сопротивлений при последовательном соединении резисторов

Вектор полного напряжения равен геометрической сумме его активной и реактивной составляющих:

$$U = U_a + U_p.$$

Действующее напряжение, приложенное к зажимам цепи,

$$U = \sqrt{U_a^2 + U_p^2} = I \sqrt{r^2 + x^2} = zI, \quad (2-42)$$

где r и x — эквивалентные активное и реактивное сопротивления; z — эквивалентное полное сопротивление.

Полные сопротивления отдельных элементов цепи нельзя складывать алгебраически, их можно складывать только геометрически, как это показано на рис. 2-23 и 2-24, где даны треугольники напряжений и сопротивлений цепей, составленных из четырех приемников, в двух из которых преобладает индуктивное сопротивление, а в двух других — емкостное.

Если векторы напряжений на отдельных участках цепи построены в том порядке, в котором соединяются друг с другом участки, то

векторная диаграмма на рис. 2-23 будет векторной потенциальной (топографической) диаграммой. В векторной топографической диаграмме расстояния между точками диаграммы дают в выбранном масштабе напряжения между соответствующими точками цепи. Например, расстояние между концами векторов \dot{U}_1 и \dot{U}_3 дает напряжение между началом участка 2 цепи (концом участка 1) и началом участка 4 (концом участка 3).

Активная мощность цепи составляется из активных мощностей отдельных участков:

$$P = P_1 + P_2 + \dots + P_n = r_1 I^2 + r_2 I^2 + \dots + r_n I^2 = r I^2.$$

Реактивная мощность цепи равна алгебраической сумме реактивных мощностей отдельных участков цепи:

$$Q = Q_1 + Q_2 + \dots + Q_n = x_1 I^2 + x_2 I^2 + \dots + x_n I^2 = x I^2.$$

Полная мощность $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$.

Применяя символический метод для расчета цепи, определим комплексное напряжение на зажимах цепи как сумму комплексных напряжений на отдельных участках цепи:

$$\dot{U} = \dot{U}_1 + \dot{U}_2 + \dots + \dot{U}_n = \dot{U}_a \pm j \dot{U}_p,$$

где знак перед j определяется преобладанием индуктивного или емкостного сопротивления в цепи.

Каждое из суммируемых комплексных напряжений \dot{U}_k , в свою очередь, может быть представлено как

$$\dot{U}_k = (r_k \pm j x_k) \dot{I} = Z_k \dot{I}.$$

В соответствии с приведенными выражениями комплексное эквивалентное сопротивление цепи

$$Z = r + jx = Z_1 + Z_2 + \dots + Z_n$$

или

$$r + jx = (r_1 + r_2 + \dots + r_n) + j(x_1 + x_2 + \dots + x_n). \quad (2-43)$$

Как следует из приведенных выражений, комплексное полное сопротивление складывается из активных сопротивлений — вещественных частей комплексных величин и реактивных — мнимых частей. При этом индуктивное сопротивление является мнимым положительным, емкостное — мнимым отрицательным.

Комплексное полное сопротивление цепи может быть выражено также в показательной и тригонометрической формах:

$$Z = r + jx = z e^{j\varphi} = z \cos \varphi + jz \sin \varphi, \quad (2-44)$$

где $z = \sqrt{r^2 + x^2}$ — модуль комплексного числа — полное сопротивление цепи; φ — сдвиг по фазе между током и напряжением.

В соответствии с полученными выражениями комплексное сопротивление всей цепи определяется суммой комплексных сопротивлений отдельных участков.

При известном полном сопротивлении комплексный ток цепи определяется как

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{Z} = \frac{U e^{j\psi_u}}{ze^{j\varphi}} = I e^{j(\psi_u - \varphi)}. \quad (2-45)$$

2-8. Параллельное соединение элементов в цепи. Треугольники токов и проводимостей

Исследуем цепь с параллельным включением резистивного элемента, идеальной катушки индуктивности и конденсатора (рис. 2-25). В действительности всякая катушка индуктивности обладает сопротивлением, а в конденсаторах имеют место потери

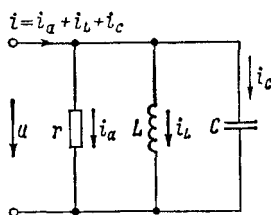


Рис. 2-25. Цепь переменного тока с параллельным соединением элементов

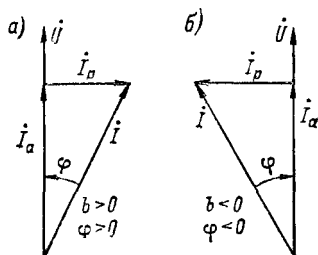


Рис. 2-26. Треугольники токов: а — при $\varphi > 0$; б — при $\varphi < 0$

энергии. Поэтому после рассмотрения идеализированной схемы рис. 2-25, для которой наиболее просто определяются необходимые выражения, исследуем схемы с реальными элементами.

При действии напряжения $u = U_m \sin \omega t$ в неразветвленной части цепи протекает ток

$$i = i_a + i_L + i_C = \frac{U_m}{r} \sin \omega t + \frac{U_m}{\omega L} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) + \omega C U_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right),$$

где i_a , i_L и i_C — мгновенные значения активного, реактивного индуктивного и реактивного емкостного токов.

Реактивная составляющая токов определится как

$$i_p = i_L + i_C = U_m \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C \right) \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right).$$

Токи i_L и i_C в каждый момент времени имеют разные направления; показанные на рис. 2-25 условные положительные направления

вначале могут быть назначены одинаковыми, чему соответствует сложение токов. Построим векторную диаграмму и *треугольник токов* (рис. 2-26). Катетами треугольника токов являются активный I_a и реактивный I_p токи, гипотенузой прямоугольного треугольника токов — ток I .

Вектор \vec{I}_p , изображающий реактивную составляющую тока, направлен вправо при $\varphi > 0$ (рис. 2-26, а) или влево при $\varphi < 0$ (рис. 2-26, б) от вектора напряжения.

Активная составляющая тока I_a имеет один и тот же знак при любых значениях φ . Реактивная составляющая тока меняет знак вместе с изменением знака угла φ .

Разделив каждую из сторон треугольника токов на действующее напряжение U , получим *треугольник проводимостей*, подобный треугольнику токов (рис. 2-27). Стороны треугольника проводимостей, так же как и стороны треугольника сопротивлений, не являются функциями времени. Активная и реактивная проводимости изображаются катетами, а полная проводимость — гипотенузой прямоугольного треугольника. Понятия о реактивной и полной проводимостях связаны с представлениями об активном, реактивном и полном токе.

Учитывая соотношения для треугольника сопротивлений

$$\cos \varphi = r/z; \quad \sin \varphi = x/z,$$

получим выражения для токов и проводимостей при эквивалентном параллельном соединении:

$$\left. \begin{aligned} I_a &= I \cos \varphi = \frac{U}{z} \frac{r}{z} = \frac{r}{z^2} U = gU; \\ I_p &= I \sin \varphi = \frac{U}{z} \frac{x}{z} = \frac{x}{z^2} U = bU; \\ I &= \frac{U}{z} = yU = \sqrt{g^2 + b^2} U, \end{aligned} \right\} \quad (2-46)$$

где $g = r/z^2$ — активная проводимость; $b = b_L - b_C = x_L/z^2 - x_C/z^2 = x/z^2$ — реактивная проводимость; $y = 1/z = \sqrt{g^2 + b^2}$ — полная проводимость.

Из треугольника проводимостей получаем

$$\cos \varphi = g/y; \quad \sin \varphi = b/y; \quad \operatorname{tg} \varphi = b/g. \quad (2-47)$$

Из выражений для проводимостей (2-46) находятся выражения для эквивалентных сопротивлений цепи при последовательном соединении:

$$r = g/y^2; \quad x = b/y^2; \quad z = 1/y. \quad (2-48)$$

Учитывая соотношения, полученные из треугольников сопротивлений и проводимостей, можно определить сопротивления при заданных проводимостях или проводимости при заданных сопротивлениях. При расчетах цепей переменного тока часто приходится переходить от сопротивлений к проводимостям и обратно.

Рассмотрим расчет цепи переменного тока при параллельном соединении нескольких приемников (рис. 2-28). Предположим, что ветви с активными g_1, g_2, \dots, g_n и реактивными b_1, b_2, \dots, b_n проводимостями включены на синусоидальное напряжение.

Если заданы сопротивления приемников, то проводимости ветвей определяются по выражению (2-46). Ток в неразветвленной части цепи $i = i_1 + i_2 + \dots + i_n$.

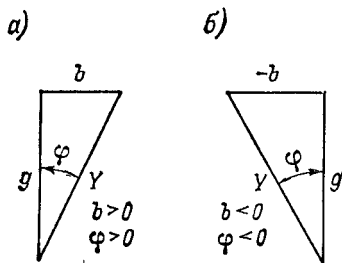


Рис. 2-27. Треугольники проводимостей: а — при $\varphi > 0$, б — при $\varphi < 0$

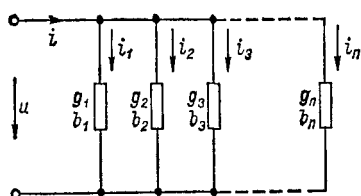


Рис. 2-28. Цепь переменного тока с параллельным соединением приемников

Алгебраическое сложение можно производить лишь для мгновенных токов; этому сложению мгновенных токов соответствует сложение векторов действующих токов:

$$\dot{I} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dots + \dot{I}_n,$$

где каждый из токов в ветвях равен геометрической сумме активных и реактивных составляющих токов:

$$I_1 = I_{1a} + I_{1p}; \quad I_2 = I_{2a} + I_{2p}; \quad \dots; \quad I_n = I_{na} + I_{np}.$$

Активные составляющие токов находятся в фазе с напряжением, а реактивные сдвинуты по фазе на угол $\pi/2$ в сторону отставания или опережения. Поэтому можно отдельно складывать активные и реактивные токи:

$$I_a = I_{1a} + I_{2a} + \dots + I_{na} = (g_1 + g_2 + \dots + g_n) U = gU;$$

$$I_p = I_{1p} + I_{2p} + \dots + I_{np} = (b_1 + b_2 + \dots + b_n) U = bU;$$

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_p^2} = \sqrt{g^2 + b^2} U = yU.$$

Из этих выражений определяются эквивалентные проводимости цепи g , b и y :

$$\left. \begin{aligned} g &= g_1 + g_2 + \dots + g_n; \\ b &= b_1 + b_2 + \dots + b_n = (b_{L1} - b_{C1}) + \\ &\quad + (b_{L2} - b_{C2}) + \dots + (b_{Ln} - b_{Cn}). \end{aligned} \right\} \quad (2-49)$$

Вектор тока \dot{I} неразветвленной цепи является геометрической суммой токов отдельных ветвей, поэтому и полная проводимость

является геометрической, а не алгебранческой суммой проводимостей отдельных ветвей.

Угол сдвига по фазе φ тока относительно напряжения определяется из выражения

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{b}{g}.$$

Активная и реактивная мощности складываются из мощностей отдельных ветвей:

$$\left. \begin{aligned} P &= P_1 + P_2 + \dots + P_n = UI_a = gU^2; \\ Q &= Q_1 + Q_2 + \dots + Q_n = UI_p = bU^2; \\ S &= \sqrt{P^2 + Q^2} = UI = yU^2. \end{aligned} \right\} \quad (2-50)$$

Напишем выражение для комплексной проводимости цепи. Комплексную проводимость обозначим Y и определим как величину, обратную комплексному сопротивлению z :

$$\begin{aligned} Y &= \frac{1}{Z} = \frac{1}{r + j(x_L - x_C)} = \frac{r - j(x_L - x_C)}{r^2 + (x_L - x_C)^2} = \\ &= \frac{r}{z^2} - j \frac{x_L}{z^2} + j \frac{x_C}{z^2} = g - jb_L + jb_C = g - jb. \end{aligned} \quad (2-51)$$

Комплексная проводимость состоит из вещественной части — активной проводимости и мнимой — реактивной. Индуктивная проводимость является мнимой отрицательной, а емкостная — мнимой положительной.

Комплексный ток \dot{I} неразветвленной части цепи равен сумме комплексных токов отдельных ветвей:

$$\begin{aligned} \dot{I} &= \dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dots + \dot{I}_n = \frac{\dot{U}}{Z_1} + \frac{\dot{U}}{Z_2} + \dots + \frac{\dot{U}}{Z_n} = \\ &= (Y_1 + Y_2 + \dots + Y_n) \dot{U} = Y \dot{U}, \end{aligned}$$

где $Y = Y_1 + Y_2 + \dots + Y_n$ — комплексная проводимость цепи, равная сумме комплексных проводимостей отдельных ветвей.

Суммирование комплексных проводимостей ветвей производится так же, как и раньше: отдельно складываются активные и реактивные проводимости ветвей:

$$\begin{aligned} Y &= Y_1 + Y_2 + \dots + Y_n = (g_1 + g_2 + \dots + g_n) - \\ &- j[(b_{L1} - b_{C1}) + (b_{L2} - b_{C2}) + \dots + (b_{Ln} - b_{Cn})] = \\ &= g - j(b_L - b_C) = g - jb. \end{aligned} \quad (2-52)$$

Проводимость Y может быть выражена в показательной и тригонометрической формах:

$$Y = ye^{-j\varphi} = y(\cos \varphi - j \sin \varphi), \quad (2-53)$$

где $y = \sqrt{g^2 + b^2}$ — модуль проводимости.

Комплексные токи цепи и ветвей определяются произведениями комплексных напряжения и проводимости:

$$I = \dot{U}Y; I_1 = \dot{U}Y_1; I_2 = \dot{U}Y_2; \dots; I_n = \dot{U}Y_n.$$

На рис. 2-29 даны векторные диаграммы и треугольники токов

и проводимостей цепи, состоящей из четырех параллельно соединенных приемников, в двух из которых преобладает индуктивная проводимость, а в двух других — емкостная.

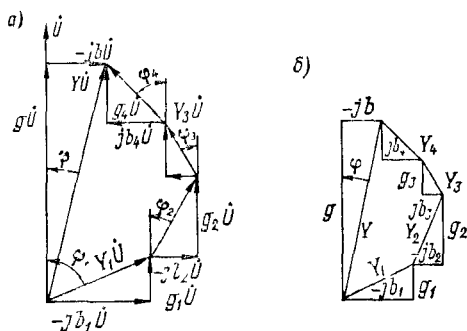


Рис. 2-29. Треугольники токов (а) и проводимостей (б) при параллельном соединении приемников

2-9. Смешанное соединение. Исследование цепей переменного тока

Пример простого смешанного соединения элементов показан на рис. 2-30, а. Полное сопротивление неразветвленной части цепи z_1 , сопротивления параллельных ветвей z_2 и z_3 .

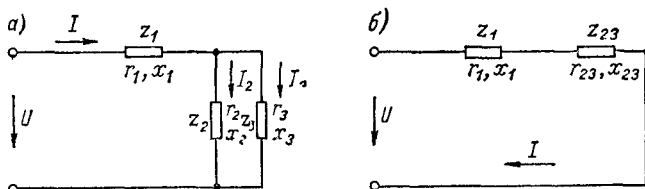


Рис. 2-30. Смешанное соединение приемников: а — схема цепи; б — эквивалентная схема

Расчет начинается с определения сопротивления участка с параллельными ветвями. Проводимости параллельных ветвей определяются как

$$g_2 = r_2/z_2^2; b_2 = b_{L2} - b_{C2} = x_2/z_2^2; g_3 = r_3/z_3^2; b_3 = x_3/z_3^2.$$

Суммарные проводимости двух параллельных ветвей

$$g_{23} = g_2 + g_3; b_{23} = b_2 + b_3; y_{23} = \sqrt{g_{23}^2 + b_{23}^2},$$

а их сопротивления

$$r_{23} = g_{23}/y_{23}^2; x_{23} = b_{23}/y_{23}^2; z_{23} = 1/y_{23}.$$

Далее представляем цепь в виде последовательного соединения сопротивлений z_1 и z_{23} (рис. 2-30, б).

Эквивалентные сопротивления цепи для последовательного соединения:

$$r = r_1 + r_{23}; \quad x = x_1 + x_{23}; \quad z = \sqrt{r^2 + x^2}.$$

Знаки реактивных сопротивлений x и проводимости b определяются тем, какое из сопротивлений преобладает: индуктивное или емкостное.

Действующий ток цепи I и угол сдвига по фазе φ находятся по известным выражениям:

$$I = U/z; \quad \varphi = \arctg \frac{x}{r}.$$

Напряжение на зажимах параллельных ветвей и токи в ветвях I_2 и I_3 определяются из выражений:

$$U_{23} = z_{23}I; \quad I_2 = U_{23}/z_2; \quad I_3 = U_{23}/z_3.$$

Обычно подобные расчеты проводятся в символической форме.

Применяя последовательно символический метод к участкам цепи, получим

$$Y_{23} = Y_2 + Y_3 = \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} = \frac{Z_3 Z_2}{Z_2 + Z_3};$$

$$Z = Z_1 + \frac{1}{Y_{23}} = Z_1 + \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3}.$$

Для комплексного сопротивления цепи получили выражение, подобное выражению для эквивалентного сопротивления цепи постоянного тока при смешанном соединении элементов.

Методы расчета и исследования цепей переменного тока применяются для энергетических сетей, цепей электроизмерительных приборов, цепей управления и других.

Падение напряжения U_z в линии переменного тока при токе нагрузки приемника I определяется в соответствии с выражением (2-26):

$$U_z = zI,$$

где $z = \sqrt{r^2 + x^2}$ — полное сопротивление линии от источника энергии до приемника; r и x — активное и реактивное сопротивление линии длиной l ; реактивное сопротивление обычно является индуктивным.

Если напряжение в начале линии равно U_1 , а в конце линии U_2 , то, как следует из векторной диаграммы на рис. 2-31, потери напряжения в линии $\Delta U = U_1 - U_2$ меньше, чем U_z . Опустим из конца вектора \vec{U}_1 перпендикуляр на продолжение вектора \vec{U}_2 . Можно утверждать, что при относительно небольшом U_z отрезок OB по величине мало отличается от отрезка OA . Но отрезок OB в масштабе напряжений определяется так:

$$OB = U_2 + rI \cos \varphi + xI \sin \varphi \approx U_1.$$

Следовательно, потери напряжения в линии

$$\Delta U = U_1 - U_2 \approx rI \cos \varphi + xI \sin \varphi. \quad (2-54)$$

В § 2-5 были даны выражения (2-28)—(2-30) для законов Ома и Кирхгофа в символическом виде. Все методы расчета сложных цепей постоянного тока, рассмотренные в § 1-5, основаны на применении этих законов, сформулированных для цепей постоянного тока. То, что законы Ома и Кирхгофа могут быть написаны в символической форме, определяет возможность применения методов расчета сложных цепей, рассмотренных применительно к цепям постоянного

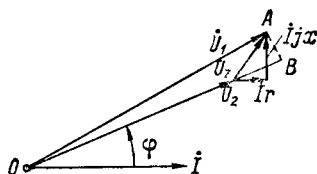


Рис. 2-31. Векторная диаграмма линии переменного тока

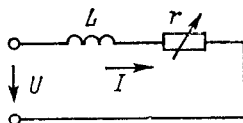


Рис. 2-32. Схема цепи, содержащей катушку индуктивности и резистор с переменным активным сопротивлением

тока, также для расчета сложных цепей переменного тока в символической форме. При расчете цепи постоянного тока по методу контурных токов, например, каждое из уравнений записывается в виде (1-24):

$$r_{k1}I_1 + r_{k2}I_2 + \dots + r_{kk}I_k + \dots + r_{kn}I_n = E_k.$$

Подобное уравнение в расчете цепи переменного тока

$$Z_{k1}I_1 + Z_{k2}I_2 + \dots + Z_{kk}I_k + \dots + Z_{kn}I_n = \dot{E}_k.$$

Из уравнений, составленных в символической форме, определяются комплексные токи ветвей.

Для графического исследования цепей переменного тока, а также ряда электромеханических устройств широкое применение находят круговые диаграммы, которые представляют собой одну или несколько окружностей; отрезки прямых, проведенные к точкам окружностей из начала координат или других точек, определяют токи цепей, а при помощи других графических построений определяются характеристики устройства: мощность, потери мощности, к. п. д. устройства и другие.

Простейшим примером может служить круговая диаграмма для цепи, показанной на рис. 2-32, состоящей из последовательно включенных катушки индуктивности с неизменной индуктивностью L и сопротивлением r_L и резистора r , сопротивление r_p которого может изменяться от нуля до бесконечности, что соответствует размыканию цепи. Для общности будем считать, что сопротивление r_p может

быть и отрицательным. Приведенная схема эквивалентна приемнику с переменным активным сопротивлением, включенному на конце воздушной линии.

При показанном на рис. 2-33, а расположении осей X и Y комплексной плоскости отложим в положительном направлении мнимой оси отрезок, равный в выбранном масштабе неизменному индуктивному сопротивлению $x = j\omega L$. Тогда перпендикулярная прямая AB будет геометрическим местом концов отрезков, проведенных из

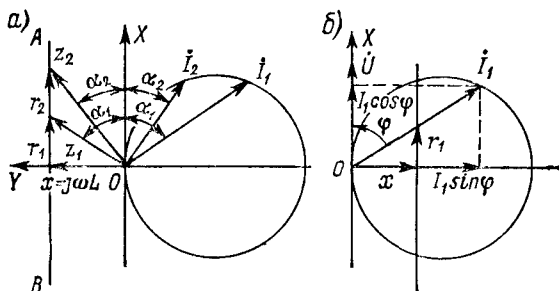


Рис. 2-33. Круговая диаграмма для цепи с переменным сопротивлением: а — построение на комплексной плоскости; б — построение на одной полуплоскости

начала координат и дающих в выбранном масштабе полные сопротивления цепи $\sqrt{x^2 + (r_L + r_p)^2} = \sqrt{x^2 + r^2}$. Для двух значений сопротивлений r_1 и r_2 показаны отрезки, дающие в выбранном масштабе сопротивления цепи. Для данного комплексного напряжения \dot{U} , которое примем вещественным, комплексный ток цепи

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{r + jx} = \dot{U} \left(\frac{r}{r^2 + x^2} - j \frac{x}{r^2 + x^2} \right).$$

Сумма квадратов вещественной и мнимой частей равна квадрату модуля тока:

$$U^2 \left[\left(\frac{r}{r^2 + x^2} \right)^2 + \left(\frac{x}{r^2 + x^2} \right)^2 \right] = \frac{U^2}{r^2 + x^2}.$$

В правой и левой частях добавим члены $[1/(2x)]^2$, перенесем в левую часть $U^2/(r^2 + x^2)$ и произведем преобразования:

$$U^2 \left[\left(\frac{r}{r^2 + x^2} \right)^2 + \left(\frac{x}{r^2 + x^2} \right)^2 - \frac{1}{r^2 + x^2} + \left(\frac{1}{2x} \right)^2 \right] = \frac{U^2}{(2x)^2}$$

или

$$U^2 \left[\frac{r}{r^2 + x^2} + \left(\frac{x}{r^2 + x^2} - \frac{1}{2x} \right)^2 \right] = \left(\frac{U}{2x} \right)^2.$$

Из уравнения следует, что геометрическим местом концов векторов токов — графиком векторов — является окружность с радиусом $U/(2x)$ и центром, расположенным на расстоянии $-U/(2x)$ от начала координат по оси $-jY$. Эта окружность касается

оси X , ее диаметр равен в выбранном масштабе току к. з. цепи при $r = r_L + r_p = 0$.

На рис. 2-33, а показаны два вектора тока I_1 и I_2 , соответствующие сопротивлениям Z_1 и Z_2 . Векторы Z_1, Z_2 и I_1, I_2 расположены симметрично относительно оси OX . Обычно построение производят в одной правой полуплоскости. Вектор напряжения \dot{U} принимают совпадающим с вещественной осью (рис. 2-33, б). Проводят прямую сопротивлений на расстоянии x от вещественной оси в выбранном масштабе. Затем изображают окружность с диаметром $U/(2x)$.

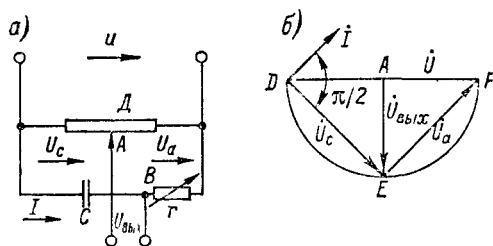


Рис. 2-34. Однофазный фазовращатель: а — схема фазовращателя; б — векторная диаграмма

Например, конец вектора тока I_1 , проведенного из начала координат через точку на прямой для данного сопротивления r_1 , будет находиться в точке пересечения с годографом тока. Заметим, что проекция вектора тока на вещественную ось равна $I_1 \cos \varphi$, а на мнимую — $I_1 \sin \varphi$; если умножить эти

величины на напряжение U , то получим активную и реактивную мощности цепи. Построение диаграммы принципиально не изменится, если принять направление вектора \dot{U} другим.

В электротехнике применяются *фазосдвигающие и фазовращающие цепи*, которые служат для получения в определенной ветви напряжений или токов, сдвинутых по фазе относительно напряжения или тока на входе цепи. Фазовращающие цепи служат для изменения фазы неизменного выходного напряжения. Эти цепи могут использоваться, например, для регулирования напряжения выпрямителя, питающего привод станка.

Рассмотрим для примера схему и круговую диаграмму простого фазовращателя (рис. 2-34). Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ подается от средней точки A делителя напряжения D и точки B между конденсатором C и регулируемым резистором r . Напряжение U_C на зажимах конденсатора отстает от тока цепи I на угол $\pi/2$, а напряжение U_r на зажимах резистора r находится в фазе с током. Векторы \dot{U}_C и \dot{U}_r взаимно перпендикулярны, а гипотенуза треугольника DEF является вектором неизменного напряжения \dot{U} . Следовательно, при регулировании сопротивления r , когда изменяется U_r , точка E перемещается от D до F по окружности, опирающейся на вектор \dot{U} как на диаметр. При этом фаза выходного напряжения $\dot{U}_{\text{вых}}$ относительно напряжения \dot{U} может изменяться теоретически от $-\pi$ до 0 (рис. 2-34, б). Практически диапазон изменения фазы меньше.

Исследование цепей переменного тока может также производиться при помощи матричных методов для матриц, записанных в символической форме.

2-10. Резонанс в цепях переменного тока

Реактивные индуктивные и емкостные сопротивления цепи переменного тока могут полностью уравновесить друг друга, как это следует, например, из § 2-5. В этом случае имеем резонанс в цепи. При резонансе сопротивление цепи является чисто активным, угол сдвига между напряжением и током равен нулю и $\cos \varphi = 1$.

Резонанс в цепи можно получить тремя способами: изменяя частоту напряжения цепи, индуктивность или емкость или то и другое вместе.

Угловая частота ω_0 , при которой наступает резонанс, называется резонансной или собственной угловой частотой цепи. Электрические цепи лучше всего «отзываются»

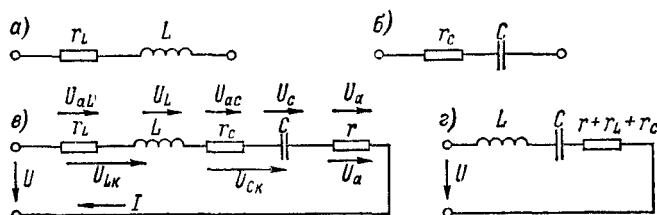


Рис. 2-35. Последовательное включение резистора, катушки индуктивности и конденсатора: а — схема, эквивалентная катушке индуктивности; б — схема, эквивалентная конденсатору; в — схема при последовательном включении элементов; г — эквивалентная схема цепи

на колебания с угловой частотой ω_0 ; на этом основана настройка приемных контуров радиоприемников на частоту передающей радиостанции.

Различают резонанс при последовательном соединении элементов цепи — резонанс напряжений и при параллельном соединении — резонанс токов.

При исследовании процессов в цепях переменного тока следует учитывать, что любая катушка индуктивности имеет определенное активное сопротивление r_L , которое можно рассматривать как включенное последовательно с индуктивностью (рис. 2-35, а). При включении конденсатора в цепь переменного тока в нем имеют место потери энергии; следовательно, конденсатор следует рассматривать как комбинацию емкости и некоторого активного сопротивления. Эквивалентное активное сопротивление можно считать включенным параллельно или последовательно с емкостью. Будем считать, что активное сопротивление (относительно небольшое, вследствие чего им часто пренебрегают) включено последовательно с емкостью (рис. 2-35, б). Для последовательного включения катушки индуктивности, конденсатора и резистивного элемента с активным сопро-

тивлением получим схему рис. 2-35, в. На этой схеме напряжение на катушке индуктивности $U_{Lк}$ складывается из напряжений на собственно индуктивности U_L и на активном сопротивлении катушки U_{aL} , а напряжение конденсатора $U_{Cк}$ — из напряжений U_C и U_{aC} .

Схему можно представить в виде последовательного соединения $r' = r + r_L + r_C$, L и C , как это показано на рис. 2-35, г.

Резонанс напряжений. При резонансе напряжений (рис. 2-35, в) напряжения на катушке индуктивности U_L и конденсаторе U_C взаимно компенсируются и резонансная угловая частота ω_0 определяется из условия

$$U_L = U_C; x_L = x_C; \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C},$$

откуда

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (2-55)$$

На рис. 2-36 представлена векторная диаграмма для цепи, показанной на рис. 2-35, в, при резонансе. Направление вектора напряжения $\dot{U}_a = r' \dot{I}$ на зажимах резистивного элемента с активным сопротивлением r' совпадает с направлением вектора тока \dot{I} .

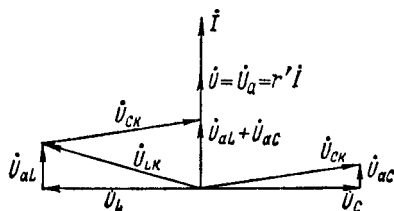


Рис. 2-36. Векторная диаграмма при резонансе напряжений

Вектор напряжения на зажимах катушки $\dot{U}_{Lк}$ составляется из вектора напряжения на зажимах индуктивности \dot{U}_L , опережающего ток на угол $\pi/2$, и вектора напряжения \dot{U}_{aL} на сопротивлении r_{aL} , находящегося в фазе с током. Аналогично вектор

$\dot{U}_{Cк}$ составляется из вектора \dot{U}_C , равного по величине вектору \dot{U}_L и направленного в противоположную сторону, и вектора \dot{U}_{aC} . Вектор напряжения на зажимах цепи \dot{U} , представляющий собой геометрическую сумму векторов $\dot{U}_{Lк}$, $\dot{U}_{Cк}$ и \dot{U}_a , равен по величине вектору $(r + r_L + r_C) \dot{I}$ и находится в фазе с вектором тока.

Полное сопротивление цепи при взаимной компенсации U_L и U_C равно только активному сопротивлению цепи $z = r' = r + r_L + r_C$; следовательно, при неизменном напряжении на зажимах U ток в цепи достигает наибольшего возможного значения. Напряжения на зажимах катушки и конденсатора могут превосходить напряжение на зажимах цепи в десятки раз. Поэтому *резонанс при последовательном соединении элементов называют резонансом напряжений*.

Равенство напряжений U_L и U_C при их сдвиге по фазе на 180° означает, что в любой момент времени индуктивное и емкостное напряжения равны по значению и противоположны по знаку: $u_L = -u_C$. Вследствие этого мгновенные значения реактивных

мощностей, соответствующие индуктивности и емкости, равны и противоположны по знаку.

Увеличение или уменьшение энергии магнитного поля равно уменьшению или увеличению энергии электрического поля, т. е. в цепи происходит непрерывный обмен энергией между катушкой и конденсатором, обусловленный изменениями напряжения и тока, а энергия, поступающая из сети, покрывает потери энергии в эквивалентном резистивном элементе с активным сопротивлением $r' = r + r_L + r_C$.

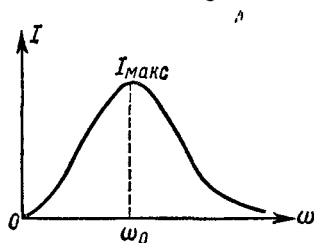


Рис. 2-37. Зависимость тока цепи с катушкой индуктивности и конденсатором от частоты при неизменном напряжении

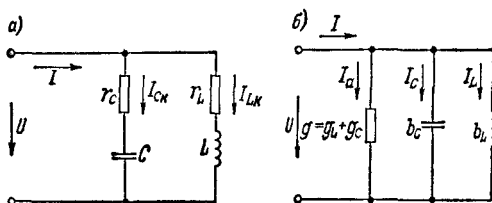


Рис. 2-38. Параллельное включение катушки индуктивности и конденсатора: а — схема цепи; б — эквивалентная схема

Из выражений для емкостного и индуктивного сопротивлений при резонансе получим

$$x_L = x_C = \omega_0 L = \sqrt{L/C} = Z. \quad (2-56)$$

Величина Z равна отношению U_L или U_C к току I , измеряется в единицах сопротивления и называется волновым сопротивлением.

Отношение напряжения U_L или U_C к приложенному напряжению

$$Q = \frac{U_L}{U} = \frac{U_C}{U} = \frac{ZI}{r'I} = \frac{Z}{r'}$$

называется добротностью цепи.

При достаточно большой частоте переменного тока в ряде случаев можно считать, что r_L и r_C относительно малы, и при построении приближенной векторной диаграммы для резонанса полагать напряжение на зажимах катушки U_{Lk} равным U_L , а $U_{Ck} = U_C$.

Зависимость тока в цепи от частоты при неизменном напряжении U на зажимах представлена на рис. 2-37. Кривая $I = f(\omega)$ имеет максимум при $\omega = \omega_0$, когда сопротивление цепи наименьшее: $z = r'$. При частоте $\omega < \omega_0$ преобладает емкостное сопротивление и ток опережает напряжение; для $\omega = \omega_0$ угол $\varphi = 0$, а для $\omega > \omega_0$ ток отстает от напряжения.

Резонанс токов. Резонанс токов может наступать при параллельном включении катушки индуктивности и конденсатора (рис. 2-38, а).

Резонанс может быть и при параллельном включении ряда катушек, конденсаторов и резисторов.

Для схемы рис. 2-38, а реактивные и активные проводимости согласно выражениям (2-46) равны:

$$\left. \begin{aligned} g_C &= \frac{r_C}{r_C + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}; & g_L &= \frac{r_L}{r_L^2 + (\omega L)^2}; \\ b_C &= \frac{1}{\omega C} \frac{1}{r_C^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}; & b_L &= \frac{\omega L}{r_L^2 + (\omega L)^2}. \end{aligned} \right\} \quad (2-57)$$

Заметим, что в соответствии с этими выражениями схему на рис. 2-38, а можно представить в виде эквивалентной схемы (рис. 2-38, б), на которой в ветвях включены чисто активные и реактивные проводимости g , b_L и b_C или соответствующие им сопротивления $1/g$, $1/b_L$ и $1/b_C$.

Согласно определению, резонанс токов наступает при равенстве проводимостей b_L и b_C :

$$b_L = b_C; \quad \frac{\omega_0 L}{r_L^2 + (\omega_0 L)^2} = \frac{1}{\omega_0 C} \frac{1}{r_C^2 + \left(\frac{1}{\omega_0 C}\right)^2}.$$

Из этого равенства можно определить резонансную частоту. Если сопротивления r_L и r_C относительно малы, как это обычно бывает, получим выражение, подобное (2-55):

$$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Резонанс токов можно получить, как указывалось, путем изменения частоты, индуктивности и емкости.

При резонансе проводимость цепи $Y = g = g_L + g_C$, угол $\varphi = 0$ и $\cos \varphi = 1$. Проводимость цепи при резонансе имеет наименьшее значение, а ток цепи минимален при неизменном напряжении цепи.

На рис. 2-39 дана векторная диаграмма токов цепи. Ток в ветви с катушкой $I_{Lк}$ имеет две составляющие: I_L , сдвинутую в сторону отставания от напряжения \dot{U} на угол $\pi/2$, и активную I_{aL} , находящуюся в фазе с \dot{U} . Ток в ветви с конденсатором $I_{Cк}$ имеет составляющую I_C , сдвинутую в сторону опережения относительно \dot{U} на угол $\pi/2$, и обычно небольшую активную составляющую I_{aC} . Векторы токов I_L и I_C равны по величине, направлены относительно друг друга под углом π и взаимно компенсируются. Вектор тока цепи I , равный сумме векторов токов ветвей $I_{Lк} + I_{Cк} = I_{aL} + I_{aC} = I_{\Sigma}$, является чисто активным и находится в фазе с вектором напряжения \dot{U} .

Если изменять частоту ω , поддерживая неизменным напряжение U , то зависимость тока I от частоты ω изобразится кривой, показан-

ной на рис. 2-40. Ток при резонансе достигает минимума, увеличиваясь при удалении от точки резонанса. Для $\omega < \omega_0$ преобладает ток в ветви с катушкой индуктивности и $\varphi > 0$, для $\omega > \omega_0$ преобладает ток в ветви с конденсатором и $\varphi < 0$.

Обычно в цепях с катушкой индуктивности и конденсатором активная проводимость цепи g значительно меньше реактивных проводимостей: $g \ll b_L - b_C$. При этом токи $I_{Lк}$ и $I_{Cк}$ в ветвях могут превосходить ток I в десятки раз не только при резонансе, но и с приближением к нему. Поэтому резонанс при параллельном соединении элементов называют резонансом токов.

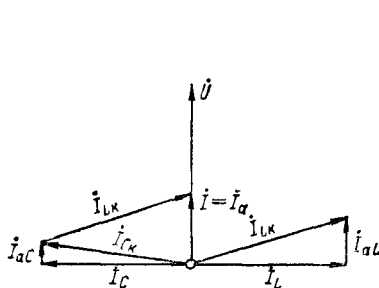


Рис. 2-39. Векторная диаграмма при резонансе токов

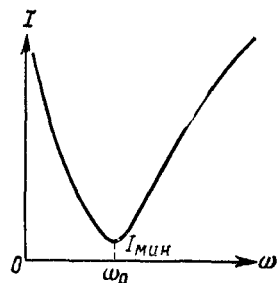


Рис. 2-40. Зависимость тока цепи от частоты сети при параллельном соединении элементов

Реактивная проводимость при резонансе может быть определена из выражения (2-57); при $r_L = r_C = 0$ будем иметь

$$b_L = b_C = \sqrt{C/L} = \gamma. \quad (2-58)$$

Величина γ , обратная волновому сопротивлению Z , называется волновой проводимостью и приближенно равна отношению токов в ветвях к напряжению цепи:

$$\gamma \approx \frac{I_{Lк}}{U} \approx \frac{I_{Cк}}{U}.$$

Отношение тока $I = gU$ в цепи к токам $I_L = b_L U$ и $I_C = b_C U$ при резонансе равно

$$\frac{I}{I_L} = \frac{I}{I_C} = \frac{gU}{b_L U} = \frac{gU}{b_C U} \approx \frac{g}{\gamma} = d.$$

Отношение $d = g/\gamma$ называется затуханием цепи.

В цепи при резонансе токов происходит непрерывный обмен энергией между катушкой индуктивности и конденсатором. Увеличение напряжения на зажимах цепи, например, обуславливает увеличение энергии электрического поля конденсатора при соответствующем уменьшении тока и энергии магнитного поля в катушке индуктивности. Заметим также, что мгновенные токи, проходящие

через катушку индуктивности и конденсатор, $i_{Lк}$ и $i_{Cк}$ имеют в течение большей части периода разные знаки и примерно равны по значению ($i_{Lк} \approx i_{Cк}$), т. е. в замкнутом контуре LC циркулируют реактивные токи.

Энергия из сети покрывает только потери энергии в цепи. Электрические колебания в параллельных ветвях, обусловленные обменом энергией, могут быть очень интенсивными, а токи в ветвях очень большими при относительно небольшом токе сети.

2-11. Частотные характеристики линейных цепей

Как следует из предыдущего параграфа, при изменении частоты изменяется ток цепи, в состав которой входит катушка индуктивности или конденсатор, либо катушка индуктивности и конденсатор. Это обусловлено тем, что с частотой изменяется сопротивление цепи.

Если считать напряжение на зажимах, действующее на цепь, входной величиной, а ток цепи — выходной величиной, то отношение комплексных выходной и входной величин, зависящее от частоты, называется амплитудно-фазовой частотной характеристикой. Можно рассматривать и отношение комплексного напряжения любого участка цепи, например напряжения на зажимах катушки индуктивности (см. рис. 2-35) или комплексного тока в ветви с конденсатором (см. рис. 2-38) к комплексному входному напряжению \dot{U} и др. Для электрического двигателя можно определить эту частотную характеристику как отношение комплексной скорости к комплексному напряжению, зависящее от частоты. Для любой системы частотная характеристика является отношением комплексной интересующей нас физической величины к комплексному входному воздействию.

Частотные характеристики широко используются для исследования процессов в физических системах. В электротехнике частотные характеристики могут применяться для исследования электрических цепей: по ним определяют, как электрическая цепь «отзывается» на колебания разных частот.

Обозначим комплексную выходную величину, зависящую от частоты, $\dot{Y}(\omega)$, комплексную входную величину $\dot{X}(\omega)$. Отношение этих комплексных величин является амплитудно-фазовой частотной характеристикой $H(j\omega)$. Обозначение этой характеристики подчеркивает то, что она является комплексной величиной. Эта величина может быть представлена в алгебраической и показательной формах:

$$H(j\omega) = \frac{\dot{Y}(\omega)}{\dot{X}(\omega)} = U(\omega) + jV(\omega) = R(\omega)e^{j\varphi(\omega)}, \quad (2-59)$$

где $U(\omega)$ — вещественная частотная характеристика; $V(\omega)$ — мнимая частотная характеристика; $R(\omega)$ — амплитудная частотная характеристика, являющаяся отношением модулей выходной и вход-

ной величин; $\varphi(\omega)$ — фазовая частотная характеристика, определяющая сдвиг по фазе выходной величины относительно входной.

Рассмотрим эти понятия применительно к схеме на рис. 2-35, считая выходной величиной ток I , а входной — напряжение U .

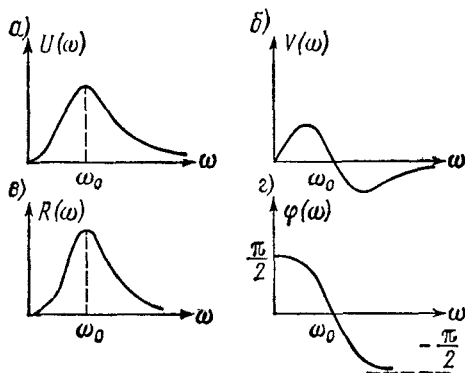


Рис. 2-41. Частотные характеристики цепи: а — вещественная; б — мнимая; в — амплитудная; г — фазовая

Частотные характеристики определяются как

$$H(j\omega) = \frac{I}{U} = \frac{1}{Z} = \frac{1}{r + j(x_L - x_C)} = \frac{r}{r^2 + (x_L - x_C)^2} - j \frac{x_L - x_C}{r^2 + (x_L - x_C)^2} = \frac{1}{\sqrt{r^2 + (x_L - x_C)^2}} e^{j\varphi(\omega)},$$

где

$$U(\omega) = \frac{r}{r^2 + (x_L - x_C)^2}; \quad V(\omega) = - \frac{x_L - x_C}{r^2 + (x_L - x_C)^2};$$

$$R(\omega) = \frac{1}{\sqrt{r^2 + (x_L - x_C)^2}}; \quad \varphi(\omega) = \arctg\left(- \frac{x_L - x_C}{r}\right).$$

На рис. 2-41 приведены частотные характеристики. Заметим, что произведения напряжения на значения соответствующих характеристик дают значения активной и реактивной составляющих тока, а также значения тока, например $\dot{I}_p = j\dot{U}V(\omega)$. В отличие от предыдущего здесь углы φ отсчитываются от вектора напряжения. Как следует из рис. 2-41, амплитудная характеристика $R(\omega)$ имеет такой же вид, как и зависимость $I(\omega)$ на рис. 2-37. Применение частотных характеристик для исследования цепей в ряде случаев весьма эффективно.

2-12. Цепи с индуктивно-связанными элементами

Электрическая цепь может содержать элементы, индуктивно-связанные друг с другом. Такие элементы могут также связывать цепи, электрически разделенные одна от другой.

Рассмотрим простую цепь переменного тока, в которую включены последовательно две катушки индуктивности, индуктивно-связанные друг с другом, и резистор r (рис. 2-42). Индуктивности и сопротивления катушек обозначены L и r с соответствующими индексами, взаимная индуктивность между катушками — M .

При изменении тока в цепи в катушках индуктируются э. д. с. самоиндукции и взаимной индукции. Если в цепи протекает гармонически изменяющийся переменный ток $i = I_m \sin \omega t$, то в первой катушке индуктируется э. д. с.

$$e_1 = -L_1 \frac{di}{dt} - M \frac{di}{dt} = -(\omega L + \omega M) I_m \cos \omega t.$$

Аналогичное выражение получим и для второй катушки.

Катушки можно включить по-разному. Их можно включить так, что э. д. с. самоиндукции будут складываться с э. д. с. взаимной индукции; при переключении одной из катушек э. д. с. взаимной индукции будут вычитаться из э. д. с. самоиндукции. Один из зажимов каждой катушки отмечен точкой. Этот знак означает, что при увеличении, например, тока в первой катушке, протекающего от точки, во второй катушке индуктируется э. д. с. взаимной индукции, действующая в направлении от другого конца к точке. Для этих обозначений включение по схеме рис. 2-42 определяет согласное действие э. д. с. самоиндукции и взаимной индукции. При переключении катушек эти э. д. с. будут направлены встречно. Для определения тока в цепи составим уравнение по второму закону Кирхгофа в символической форме:

$$\begin{aligned} \dot{U} + \dot{E}_{1L} + \dot{E}_{2L} + \dot{E}_{1M} + \dot{E}_{2M} &= \dot{U} - j\omega(L_1 + L_2 + 2M)\dot{I} = \\ &= r\dot{I} + (r_1 + r_2)\dot{I}. \end{aligned}$$

Из этого выражения определяется комплексный ток:

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{r_1 + r_2 + r + j\omega(L_1 + L_2 + 2M)},$$

где r — сопротивление резистора, включенного в цепь последовательно.

Индуктивность цепи больше суммы L_1 и L_2 на величину $2M$.

Подобно этому учитываются взаимные индуктивности при расчете более сложных цепей с индуктивно-связанными элементами.

Одним из важнейших элементов электрических цепей является трансформатор, служащий для преобразования токов и напряжений.

В простейшем случае трансформатор состоит из двух электрически не связанных и неподвижных катушек без ферромагнитного сердечника. Такой трансформатор называется линейным; наличие ферромагнитного сердечника обусловило бы нелинейные свойства трансформатора. При необходимости изменения индуктивной связи между катушками трансформаторы очень малой мощности могут иметь одну из катушек, перемещающуюся относительно другой.

На рис. 2-43 схематически изображен линейный трансформатор; в соответствии с приведенным выше правилом концы обмоток отмечены точками. Трансформатор со стороны питания, т. е. со стороны первичной обмотки, включен на напряжение U_1 ; от вторичной обмотки получает питание приемник с сопротивлением z_{np} . Сопротивления и индуктивности обмоток обозначим r и L с соответствующими индексами; M — взаимная индуктивность между обмотками.

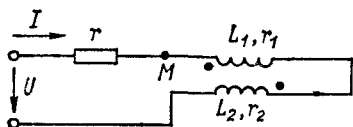


Рис. 2-42. Цепь переменного тока с индуктивно-связанными элементами

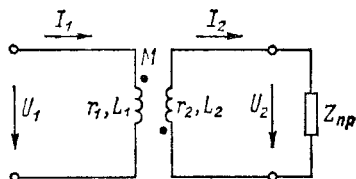


Рис. 2-43. Схема линейного трансформатора

Для первичной и вторичной обмоток трансформатора можно написать уравнения по второму закону Кирхгофа:

$$u_1 = i_1 r_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt};$$

$$e_2 = -M \frac{di_1}{dt} = i_2 r_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + u_2.$$

Если напряжение u_1 изменяется синусоидально, то i_1 , i_2 и u_2 будут также изменяться во времени по синусоидальному закону, и уравнения трансформатора можно записать в комплексном виде:

$$(r_1 + j\omega L_1) \dot{I}_1 + j\omega M \dot{I}_2 = \dot{U}_1;$$

$$j\omega M \dot{I}_1 + (r_2 + j\omega L_2) \dot{I}_2 + \dot{U}_2 = 0,$$

где $x_1 = \omega L_1$ и $x_2 = \omega L_2$ — реактивные сопротивления обмоток с индуктивностями L_1 и L_2 .

Учитывая, что комплексное напряжение $\dot{U}_2 = \dot{I}_2 Z_{np}$, из уравнений трансформатора определяем комплексные \dot{I}_1 , \dot{I}_2 и \dot{U}_2 при заданных комплексных напряжениях \dot{U}_1 и сопротивлении $Z_{np} = r_{np} +$

+ jx_{np} . Например,

$$\begin{aligned}
 I_1 &= \frac{(r_2 + r_{np}) + j(\omega L_2 + x_{np})}{(r_1 + j\omega L_1) [(r_2 + r_{np}) + j(\omega L_2 + x_{np})] + \omega^2 M^2} \dot{U}_1 = \\
 &= \frac{\dot{U}_1}{r_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{(r_2 + r_{np}) + j(\omega L_2 + x_{np})}} = \\
 &= \frac{\dot{U}_1}{\left[r_1 + \frac{(r_2 + r_{np}) \omega^2 M^2}{(r_2 + r_{np})^2 + (\omega L_2 + x_{np})^2} \right] + j \left[\omega L_1 - \frac{(\omega L_2 + x_{np}) \omega^2 M^2}{(r_2 + r_{np})^2 + (\omega L_2 + x_{np})^2} \right]}.
 \end{aligned} \quad (2-60)$$

По исходным уравнениям можно определить также комплексные ток \dot{I}_2 и напряжение \dot{U}_2 . Из выражений для комплексного тока \dot{I}_1 следует, что эквивалентное входное активное сопротивление трансформатора больше активного сопротивления первичной обмотки. Реактивное входное сопротивление меньше сопротивления ωL_1 при индуктивной нагрузке и больше ωL_1 , когда нагрузка емкостная и $|x_{np}| > \omega L_2$. Введем понятие о приведенных токах обмоток. Если числа витков первичной и вторичной обмоток соответственно равны ω_1 и ω_2 , комплексный ток вторичной обмотки \dot{I}_2 , приведенный к первичной, будет

$$\dot{I}'_2 = \frac{\omega_2}{\omega_1} \dot{I}_2.$$

М. д. с. магнитной цепи, охваченной двумя обмотками, определяется суммой $F = i_1 \omega_1 + i_2 \omega_2$. Разделив обе части уравнения на ω_1 , заменяем сложение м. д. с. сложением токов, отнесенных к первичной обмотке, $i_1 + i_2 (\omega_2/\omega_1)$. Разделив обе части уравнения на ω_2 , складываем токи, отнесенные ко вторичной обмотке. То же относится и к комплексным м. д. с. Учитывая это, представим исходные уравнения в другом виде:

$$\begin{aligned}
 r_1 \dot{I}_1 + j\omega \left(L_1 - M \frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \dot{I}_1 + j\omega M \left(\dot{I}_1 \frac{\omega_1}{\omega_2} + \dot{I}_2 \right) &= \dot{U}_1; \\
 \dot{U}_2 + r_2 \dot{I}_2 + j\omega \left(L_2 - M \frac{\omega_2}{\omega_1} \right) \dot{I}_2 &= -j\omega M \left(\dot{I}_1 + \dot{I}_2 \frac{\omega_2}{\omega_1} \right).
 \end{aligned}$$

В первом уравнении выражение $x_1 = \omega [L_1 - M (\omega_2/\omega_1)]$ определяет реактивное сопротивление, обусловленное потоками рассеяния первичной обмотки, не входящими в общий поток Φ , связывающий обе обмотки. Выражение $j\omega M [\dot{I}_1 (\omega_1/\omega_2) + \dot{I}_2]$ является комплексной э. д. с., индуцированной общим потоком Φ в первичной обмотке, взятой с обратным знаком, — \dot{E}_1 .

Во втором уравнении выражение $x_2 = \omega [L_2 - M (\omega_2/\omega_1)]$ представляет собой реактивное сопротивление вторичной обмотки от ее потока рассеяния, а $-j\omega M [\dot{I}_1 + \dot{I}_2 (\omega_2/\omega_1)]$ — комплексную э. д. с. \dot{E}_2 , индуцированную во вторичной обмотке общим потоком Φ .

Перепишем эти уравнения:

$$\left. \begin{aligned} (r_1 + jx_1) \dot{I}_1 - \dot{E}_1 &= \dot{U}_1; \\ \dot{U}_2 + (r_2 + jx_2) \dot{I}_2 &= \dot{E}_2. \end{aligned} \right\} \quad (2-61)$$

На основании этих уравнений для комплексных э. д. с., напряжений и токов построена векторная диаграмма (рис. 2-44). На этой диаграмме изображен вектор комплексной результирующей м. д. с. обмоток $\dot{I}_1 + (\omega_2/\omega_1) \dot{I}_2$, отнесенной к первичной обмотке. В фазе с этой м. д. с. находится поток Φ , связывающий обе обмотки. Относительно этого вектора на угол $\pi/2$ отстает вектор комплексной э. д. с. \dot{E}_2 , равной сумме комплексных величин $\dot{U}_2 + (r_2 + jx_2) \dot{I}_2$. Вектор э. д. с. $-\dot{E}_1$ первичной цепи опережает вектор м. д. с. на угол $\pi/2$ и складывается с вектором падения напряжения в первичной обмотке.

В гл. 11 будут даны основные понятия о трансформаторах с ферромагнитными сердечниками.

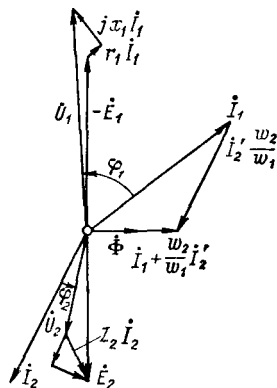


Рис. 2-44. Векторная диаграмма линейного трансформатора

2-13. Элементарные понятия о четырехполюсниках

В гл. 1 было дано определение двухполюсника, т. е. электрической цепи, которая для любой сложной схемы может рассматриваться как цепь с двумя входными зажимами.

В ряде случаев необходимо рассматривать цепи с двумя входными и двумя выходными зажимами, в которых ток и напряжение на входе связаны линейными зависимостями с напряжением и током на выходе или наоборот.

Такие цепи, которые называются **четыре х п о л ю с н и к а м и**, могут быть сколь угодно сложными, но в процессе исследования цепи можно не ставить задачу определения токов и напряжений в отдельных ветвях, а определить только зависимости между входными и выходными напряжениями и токами. Четырехполюсники могут быть **а к т и в н ы м и**, т. е. в их состав могут входить источники энергии, и **п а с с и в н ы м и** — без источников. В дальнейшем будут рассматриваться только пассивные четырехполюсники, примерами которых могут служить линия передачи, связывающая источник энергии с потребителями; трансформатор, имеющий два входных и два выходных зажима, и другие устройства.

На схеме четырехполюсник изображается так, как показано на рис. 2-45. На вход четырехполюсника подано напряжение переменного тока U_1 ; входной ток равен I_1 . На выходе — соответственно U_2 и I_2 .

где Δ_{11} — комплексное алгебраическое дополнение, полученное при вычеркивании первой строки и первого столбца уравнений; Δ_{21} — комплексное дополнение, полученное при вычеркивании второй строки и первого столбца, умноженное на -1 ; Δ — комплексный определитель системы.

Для комплексного тока I_2 имеем соответственно

$$I_2 = \frac{\Delta_{12}}{\Delta} \dot{U}_1 - \frac{\Delta_{22}}{\Delta} \dot{U}_2.$$

Решение двух полученных уравнений относительно \dot{U}_1 и I_1 дает

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \frac{\Delta_{22}}{\Delta_{12}} \dot{U}_2 + \frac{\Delta}{\Delta_{21}} I_2 = A \dot{U}_2 + B I_2; \\ I_1 &= \left(\frac{\Delta_{11} \Delta_{22}}{\Delta_{12} \Delta} - \frac{\Delta_{21}}{\Delta} \right) \dot{U}_2 + \frac{\Delta_{11}}{\Delta_{12}} I_2 = C \dot{U}_2 + D I_2, \end{aligned} \right\} \quad (2-62)$$

где $A = \Delta_{22}/\Delta_{12}$ — безразмерная комплексная величина; $B = \Delta/\Delta_{21}$ — комплексная величина, измеряемая в единицах сопротивления; $C = \Delta_{11}\Delta_{22}/(\Delta_{12}\Delta)$ — комплексная величина, измеряемая в единицах проводимости; $D = \Delta_{11}/\Delta_{12}$ — безразмерная комплексная величина.

Если на выходные зажимы четырехполюсника подать напряжение U_1 , а на входные включить приемник с сопротивлением $Z_{пр}$, то при соответствующем изменении исходной системы уравнений можно получить выражения для \dot{U}_1 и I_1 , в которых коэффициенты A и D поменялись местами:

$$\dot{U}_1 = D \dot{U}_2 + B I_2; \quad I_1 = C \dot{U}_2 + A I_2. \quad (2-63)$$

Если коэффициенты A и D равны, то четырехполюсник является симметричным.

Из выражений (2-62) и (2-63) следует очень важный вывод: между входными и выходными напряжениями и токами пассивных электрических цепей любой сложности существуют линейные зависимости. Этот вывод, полученный для цепей переменного тока, справедлив и для цепей постоянного тока.

Пользуясь выражениями коэффициентов и учитывая, что в линейных четырехполюсниках $\Delta_{12} = \Delta_{21}$, находим

$$AD - BC = \frac{\Delta_{22}\Delta_{11}}{\Delta_{12}\Delta_{12}} - \frac{\Delta}{\Delta_{21}} \left(\frac{\Delta_{11}\Delta_{22}}{\Delta_{12}\Delta} - \frac{\Delta_{21}}{\Delta} \right) = 1. \quad (2-64)$$

Как видно из этого уравнения, четыре коэффициента четырехполюсника связаны одним уравнением; поэтому независимыми друг от друга являются только три коэффициента. Из этого очевидно, что *схема любого четырехполюсника может быть представлена в виде эквивалентных схем, состоящих из трех элементов*. Таких эквивалентных схем две: Т-образная, в которой элементы соединены звездой (рис. 2-47, а), и П-образная — при соединении элементов треугольником (рис. 2-47, б).

Из сопоставления выражений (2-62) с выражениями, связывающими \dot{U}_1 и \dot{I}_1 с \dot{U}_2 и \dot{I}_2 , получающимися для схем рис. 2-47, можно определить:

для Т-образной схемы

$$Z_1 = \frac{A-1}{C}; \quad Z_2 = \frac{D-1}{C}; \quad Y_0 = C; \quad (2-65)$$

для П-образной схемы

$$Z_0 = B; \quad Y_1 = \frac{D-1}{B}; \quad Y_2 = \frac{A-1}{B}. \quad (2-66)$$

Применение теории четырехполюсников в ряде случаев позволяет значительно упростить и сделать более наглядными исследования электрических цепей постоянного и переменного тока.

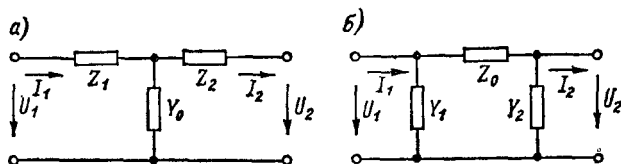


Рис. 2-47. Схемы, эквивалентные четырехполюснику: а — Т-образная схема; б — П-образная схема

Коэффициенты четырехполюсника можно определить из решения системы уравнений, что весьма трудоемко при сложной цепи. Проще найти эти коэффициенты для имеющегося четырехполюсника из опыта. Вследствии линейности четырехполюсника коэффициенты не зависят от значений токов и напряжений на входе и выходе.

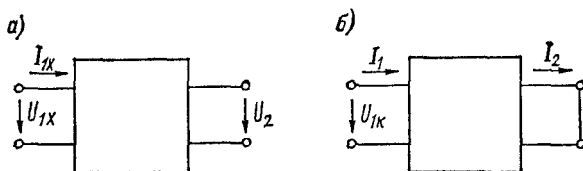


Рис. 2-48. Схемы опытов холостого хода (а) и короткого замыкания (б) четырехполюсника

Проведем опыты холостого хода (рис. 2-48, а), когда $I_2 = 0$, и короткого замыкания (рис. 2-48, б), когда $U_2 = 0$, а напряжение $U_{1к}$ подобрано так, что токи в цепи не превосходят допустимых. Из выражений (2-62) получаем:

для холостого хода

$$\dot{U}_{1x} = A\dot{U}_2; \quad \dot{I}_{1x} = C\dot{U}_2 \quad \text{и} \quad Y_{1x} = \dot{I}_{1x}/\dot{U}_{1x} = C/A;$$

для короткого замыкания

$$\dot{U}_{1к} = B\dot{I}_2; \quad \dot{I}_{1к} = D\dot{I}_2 \quad \text{и} \quad Z_{1к} = \dot{U}_{1к}/\dot{I}_{1к} = B/D.$$

Из этих выражений по измеренным значениям Y_{1x} и $Z_{1к}$, а также с учетом равенства $AD - BC = 1$ можно определить коэффициенты симметричного четырехполюсника $A = D$; B и C . По измеренным

значениям величин \dot{U}_{1x} , \dot{I}_{1x} , \dot{U}_2 , \dot{U}_{1x} , \dot{I}_{1x} и \dot{I}_2 и углам сдвига фаз между ними из последних выражений можно найти коэффициенты и для несимметричного четырехполюсника.

Удобнее определять коэффициенты по измеренным значениям Z и Y . В этом случае нужно провести еще измерения при питании четырехполюсника с выходных зажимов.

Из выражений (2-63) получим:

для холостого хода

$$\dot{U}_{1x} = D\dot{U}_2; \dot{I}_{1x} = C\dot{U}_2 \text{ и } Y_{2x} = C/D;$$

для короткого замыкания

$$\dot{U}_{1x} = B\dot{I}_2; \dot{I}_{1x} = A\dot{I}_2 \text{ и } Z_{1x} = B/A.$$

Полученных из опыта значений комплексных величин Y_{1x} , Z_{1x} , Y_{2x} и Z_{2x} вполне достаточно для определения коэффициентов A , B , C и D .

2-14. Поверхностный эффект

При протекании переменного тока по массивному проводнику возникает поверхностный эффект, состоящий как бы в вытеснении тока к поверхности проводника.

Приведем физические представления об этом явлении и некоторые практические сведения.

Разделим массивный цилиндрический проводник, по которому проходит ток I , условно на три concentрических цилиндра 1, 2 и 3 с одинаковыми площадями сечения (рис. 2-49). Можно разделить массивный проводник и на большее число concentрических цилиндров.

Внутренний цилиндр 3 связан с магнитными линиями не только внешнего магнитного потока Φ_0 , но и с линиями потоков Φ_1 и Φ_2 , замыкающимися внутри проводника. Соответственно с цилиндром 2 связаны магнитные потоки Φ_0 и Φ_1 , а с цилиндром 1 — только магнитный поток Φ_0 .

Следовательно, при одинаковых сечениях и сопротивлениях этих цилиндров в них будут индуцироваться разные э. д. с. и они будут иметь различные индуктивные сопротивления: наибольшее — внутренний цилиндр и наименьшее — внешний. Поэтому ток внутреннего цилиндра будет наименьшим, а наружного — наибольшим, а плотность тока будет наибольшей у поверхности цилиндрического проводника, как это показано на кривой распределения плотности тока J вдоль диаметра кругового сечения (рис. 2-49).

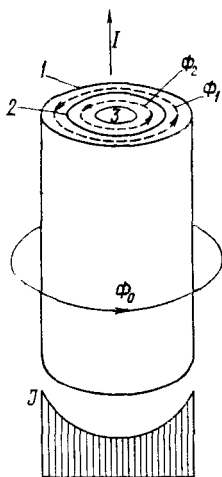


Рис. 2-49. Явление поверхностного эффекта в круглом проводнике

Неравномерное распределение тока по сечению проводника обуславливает как бы уменьшение его сечения по сравнению со случаем протекания постоянного тока и соответствующее увеличение сопротивления.

Вместе с уменьшением плотности тока к середине проводника происходит, как это можно показать, и сдвиг тока по фазе.

Поверхностный эффект обуславливает то, что активное сопротивление проводников переменному току всегда больше сопротивления постоянному току.

Из приведенных рассуждений ясно, что активное сопротивление переменному току увеличивается по сравнению с сопротивлением постоянному току при увеличении частоты переменного тока, сечения проводников и магнитной проницаемости их материала.

Отношение активного сопротивления к сопротивлению для постоянного тока $\xi = r_a/r$ практически равно единице при сечении медных и алюминиевых проводов до десятков квадратных миллиметров при частоте 50 Гц. Для сплошных стальных проводов это отношение при промышленной частоте составляет 1,5—2,5.

При больших частотах можно считать, что проводящим является только тонкий слой у поверхности проводника.

2-15. Коэффициент мощности и его народнохозяйственное значение

Большинство крупных потребителей энергии представляют собой электромагнитные механизмы, например электрические машины, трансформаторы, в которых переменный магнитный поток связан с обмотками. Вследствие этого в обмотках при протекании переменного тока индуцируются реактивные э. д. с., обуславливающие сдвиг по фазе φ между напряжением и током. Этот сдвиг по фазе обычно увеличивается, а $\cos \varphi$ уменьшается при малой нагрузке. Например, если $\cos \varphi$ двигателей переменного тока при полной нагрузке составляет 0,75—0,8, то при малой нагрузке он уменьшается до 0,2—0,4. Малонагруженные трансформаторы также имеют низкий $\cos \varphi$. Поэтому, если не принять специальных мер, то результирующий $\cos \varphi$ энергетической системы будет низок и, как показал опыт, может уменьшиться до 0,5—0,7.

Если мощность P , потребляемая всеми приемниками в данных цепях, является вполне определенной, то при неизменном напряжении на зажимах приемников их ток $I = P/(U \cos \varphi)$.

С уменьшением $\cos \varphi$ ток нагрузки электрической станции и подстанций будет увеличиваться при одной и той же отдаваемой мощности.

Вместе с тем электрические генераторы, трансформаторы и электрические сети рассчитываются на определенные напряжение и ток. Поэтому, например, при $\cos \varphi = 0,5$ и полной загрузке током генераторов, трансформаторов и сетей мощность, передаваемая потребителям, будет составлять всего 50% от мощности, которая могла бы

Неравномерное распределение тока по сечению проводника обуславливает как бы уменьшение его сечения по сравнению со случаем протекания постоянного тока и соответствующее увеличение сопротивления.

Вместе с уменьшением плотности тока к середине проводника происходит, как это можно показать, и сдвиг тока по фазе.

Поверхностный эффект обуславливает то, что активное сопротивление проводников переменному току всегда больше сопротивления постоянному току.

Из приведенных рассуждений ясно, что активное сопротивление переменному току увеличивается по сравнению с сопротивлением постоянному току при увеличении частоты переменного тока, сечения проводников и магнитной проницаемости их материала.

Отношение активного сопротивления к сопротивлению для постоянного тока $\xi = r_s/r$ практически равно единице при сечении медных и алюминиевых проводов до десятков квадратных миллиметров при частоте 50 Гц. Для сплошных стальных проводов это отношение при промышленной частоте составляет 1,5—2,5.

При больших частотах можно считать, что проводящим является только тонкий слой у поверхности проводника.

2-15. Коэффициент мощности и его народнохозяйственное значение

Большинство крупных потребителей энергии представляют собой электромагнитные механизмы, например электрические машины, трансформаторы, в которых переменный магнитный поток связан с обмотками. Вследствие этого в обмотках при протекании переменного тока индуктируются реактивные э. д. с., обуславливающие сдвиг по фазе φ между напряжением и током. Этот сдвиг по фазе обычно увеличивается, а $\cos \varphi$ уменьшается при малой нагрузке. Например, если $\cos \varphi$ двигателей переменного тока при полной нагрузке составляет 0,75—0,8, то при малой нагрузке он уменьшается до 0,2—0,4. Малонагруженные трансформаторы также имеют низкий $\cos \varphi$. Поэтому, если не принять специальных мер, то результирующий $\cos \varphi$ энергетической системы будет низок и, как показал опыт, может уменьшиться до 0,5—0,7.

Если мощность P , потребляемая всеми приемниками в данных цепях, является вполне определенной, то при неизменном напряжении на зажимах приемников их ток $I = P/(U \cos \varphi)$.

С уменьшением $\cos \varphi$ ток нагрузки электрической станции и подстанций будет увеличиваться при одной и той же отдаваемой мощности.

Вместе с тем электрические генераторы, трансформаторы и электрические сети рассчитываются на определенные напряжение и ток. Поэтому, например, при $\cos \varphi = 0,5$ и полной нагрузке током генераторов, трансформаторов и сетей мощность, передаваемая потребителям, будет составлять всего 50% от мощности, которая могла бы

быть передана при $\cos \varphi = 1$. Будет иметь место плохое использование установленной мощности генераторов и трансформаторов, а также электрических сетей. Поэтому $\cos \varphi$, характеризующий использование установленной мощности, часто называют коэффициентом мощности.

На векторной диаграмме (рис. 2-50) показано, как при изменении $\cos \varphi$ изменяется ток приемника I при неизменной мощности приемника.

Благодаря усилиям энергетиков СССР коэффициент мощности энергетических систем у нас достаточно высок. Нормальным считается $\cos \varphi = 0,85 \div 0,9$. При низком коэффициенте мощности на предприятия, потребляющие электроэнергию, накладывается штраф, при высоком — предприятия премируются.

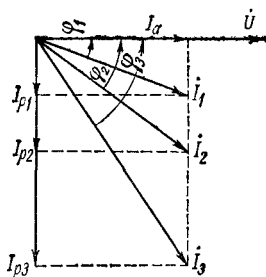


Рис. 2-50. Векторная диаграмма токов приемника при неизменной мощности и различных коэффициентах мощности

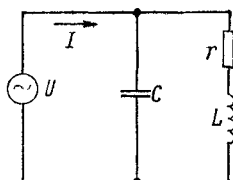


Рис. 2-51. Схема цепи с компенсацией реактивного тока при помощи параллельно включенных конденсаторов

Для улучшения коэффициента мощности проводится ряд мероприятий:

а) заменяются двигатели переменного тока, нагруженные относительно мало, двигателями меньшей мощности;

б) применяются синхронные двигатели вызывающие в сети опережающий ток при большом возбуждении (см. гл. 13);

в) включаются параллельно приемникам конденсаторы.

Рассмотрим кратко последний способ улучшения $\cos \varphi$. Если параллельно приемнику с индуктивной нагрузкой включить конденсатор, то реактивный ток приемника при наличии емкости уменьшится, а $\cos \varphi$ увеличится (рис. 2-51). Если до включения конденсатора $\operatorname{tg} \varphi_1 = b_L/g = x_L/r$, то при необходимости увеличения коэффициента мощности приемника до $\cos \varphi_2$ надо включить параллельно приемнику конденсатор с проводимостью b_C , чтобы $\operatorname{tg} \varphi_2 = (b_L - b_C)/g$. Отсюда определяются необходимая проводимость и емкость конденсаторов:

$$b_C = \omega C = g (\operatorname{tg} \varphi_1 - \operatorname{tg} \varphi_2) = \frac{P}{U^2} (\operatorname{tg} \varphi_1 - \operatorname{tg} \varphi_2).$$

Следует добавить, что улучшение $\cos \varphi$ приемников, обуславливающее уменьшение тока нагрузки, определяет уменьшение потерь энергии в электрических сетях, обмотках трансформаторов и электрических генераторов.

Борьба за прогрессирующее улучшение $\cos \varphi$ является важной народнохозяйственной задачей.

Глава третья

ЦЕПИ НЕСИНУСОИДАЛЬНОГО ПЕРИОДИЧЕСКОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТОКА

3-1. Основные понятия о несинусоидальных периодических электрических токах

В предыдущей главе рассматривались процессы в цепях переменного тока при гармонических изменениях э. д. с. и токов. Практически мы часто встречаемся с несинусоидальными периодическими э. д. с. и токами, которые изменяются во времени не по гармоническому закону, но значения которых регулярно повторяются по истечении полного цикла изменений T , как это показано на рис. 3-1.

Несинусоидальные э. д. с. и токи возникают при включении в цепь переменного тока элемента с насыщенным стальным сердечником, наличии нелинейных сопротивлений в цепи, включении некоторых преобразователей энергии и в ряде других случаев.

Обычным приемом является представление несинусоидальных э. д. с. или тока в виде суммы синусоидальных э. д. с. и токов при помощи разложения в ряд Фурье. При этом для каждой из синусоидальных э. д. с. или токов можно применить выражения, полученные для синусоидальных э. д. с. и токов.

Для несинусоидального напряжения $u(t)$, например, можно написать разложение в ряд:

$$u(t) = U_0 + U_{1m} \sin(\omega t + \psi_1) + U_{2m} \sin(2\omega t + \psi_2) + U_{3m} \sin(3\omega t + \psi_3) + \dots, \quad (3-1)$$

где U_0 — неизменная составляющая напряжения, не зависящая от времени; U_{1m}, U_{2m}, \dots — амплитуды гармонических составляющих напряжения частот $\omega, 2\omega, \dots$; $\omega = 2\pi/T$ — угловая частота основной гармонической; ψ_1, ψ_2, \dots — начальные фазы гармонических составляющих.

Этот ряд можно представить в виде суммы синусного и косинусного рядов:

$$u(t) = U_0 + U'_{1m} \cos \omega t + U'_{2m} \cos 2\omega t + U'_{3m} \cos 3\omega t + \dots \\ \dots + U''_{1m} \sin \omega t + U''_{2m} \sin 2\omega t + U''_{3m} \sin 3\omega t + \dots,$$

где

$$U'_{km} = U_{km} \sin \psi_k; \quad U''_{km} = U_{km} \cos \psi_k; \quad \psi_k = \arctg \frac{U'_{km}}{U''_{km}}.$$

Значения постоянной составляющей и амплитуды гармонических находятся в соответствии с выражениями для ряда Фурье:

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt; \quad U'_{km} = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cos k\omega t dt;$$

$$U''_{km} = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \sin k\omega t dt.$$

В ряде могут отсутствовать отдельные гармонические или неизменное напряжение. Разложение практически будет точным, если взять несколько первых членов ряда.

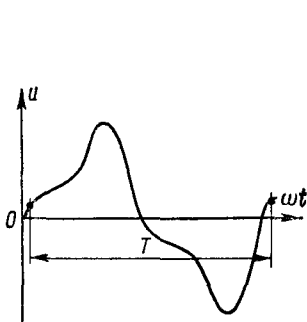


Рис. 3-1. График периодического несинусоидального напряжения

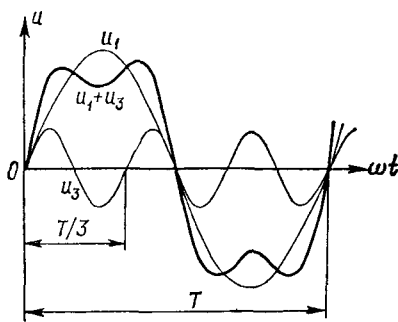


Рис. 3-2. Сложение первой и третьей гармонических напряжений

На рис. 3-2 показана кривая напряжения, которое составляется из первой и третьей гармонических напряжений:

$$u = U_{1m} \sin \omega t + U_{3m} \sin 3\omega t.$$

Подобно разложению в ряд напряжения u можно представить и разложение в ряд тока.

Представляя в виде ряда выражение для мгновенной э. д. с., действующей в цепи,

$$e = e_0 + e_1 + e_2 + \dots + e_k + \dots$$

и определяя действующую э. д. с. по известному выражению

$$E = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e^2 dt},$$

в результате получим

$$E = \sqrt{E_0^2 + E_1^2 + E_2^2 + E_3^2 + \dots} \quad (3-2)$$

Действующая э. д. с. равна корню квадратному из суммы квадратов всех ее действующих составляющих (постоянной и гармонических). Подобно выражению (3-2) получим выражение для действующего тока:

$$I = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots} \quad (3-3)$$

Выражение для активной мощности, определяемой как средняя мощность, имеет вид

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T e i dt,$$

где e и i — мгновенные значения периодических несинусоидальных э. д. с. и тока в цепи.

Представляя эти величины в виде рядов

$$e = e_0 + e_1 + e_2 + \dots + e_k + \dots; \quad i = i_0 + i_1 + i_2 + \dots + i_k + \dots$$

и определяя среднюю мощность, найдем, что активная мощность цепи при несинусоидальных э. д. с. и токах равна сумме отдельных гармонических мощностей:

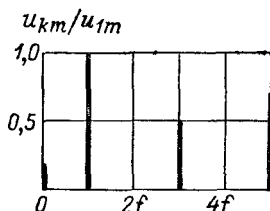


Рис. 3-3. Амплитудно-частотный спектр периодической функции

$$\begin{aligned} P &= P_0 + P_1 + P_2 + P_3 + \dots = \\ &= E_0 I_0 + E_1 I_1 \cos \varphi_1 + \\ &+ E_2 I_2 \cos \varphi_2 + E_3 I_3 \cos \varphi_3 + \dots, \end{aligned} \quad (3-4)$$

где $E_0, E_1, E_2, \dots, E_k, \dots$ — среднее и действующие значения гармонических э. д. с.; $I_0, I_1, I_2, \dots, I_k, \dots$ — те же значения токов; $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_k, \dots$ — углы сдвига по фазе для отдельных гармонических.

Среднее арифметическое значение периодической величины за период является постоянной составляющей, например U_0 . Среднее значение по модулю определится для напряжения, например, как $U_{\text{ср. мод}} = \frac{1}{T} \int_0^T |u| dt$; если напряжение имеет отрицательные значения, то $U_{\text{ср. мод}} > U_0$.

Среднее максимальное за половину периода напряжение $U_{\text{ср. макс}} = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_1 + T/2} u dt$; момент времени t_1 выбирается так, чтобы значение интеграла было наибольшим.

Важное значение для характеристик несинусоидальных переменных величин имеют спектральные составы несинусоидальных кривых — амплитудно-частотный и фазово-частотный спектры.

Амплитудно-частотный спектр может быть представлен в виде диаграммы, на которой для каждой частоты ряда Фурье показаны относительные значения амплитуд, например относительно первой гармонической (рис. 3-3).

Фазово-частотный спектр также изображается диаграммой, на которой для каждой частоты даются фазовые углы ψ_1, ψ_2, ψ_3 и т. д.

3-2. Понятие об исследовании цепей при периодических несинусоидальных токах

Рассмотрим для примера простейшую цепь (см. рис. 2-12). Напряжение, приложенное к цепи, представляем в виде ряда

$$u = u_0 + u_1 + u_2 + \dots + u_k + \dots$$

Каждый из членов ряда, за исключением постоянной составляющей, представляет собой синусоидальную функцию времени; мгновенное значение каждой из гармонических

$$u_k = U_{km} (\sin k\omega t + \psi_k).$$

Для линейных цепей можно определять по известным правилам все гармонические токи в отдельности, а общий ток цепи i находится как сумма его отдельных гармонических:

$$i = i_0 + i_1 + i_2 + \dots + i_k + \dots$$

Мгновенное значение каждой гармонической тока

$$i_k = I_{km} \sin(k\omega t + \psi_k - \varphi_k).$$

Полное сопротивление цепи для каждой гармонической

$$z_k = \sqrt{r^2 + \left(k\omega L - \frac{1}{k\omega C}\right)^2}. \quad (3-5)$$

Индуктивное сопротивление увеличивается пропорционально порядку гармоник, а емкостное сопротивление уменьшается обратно пропорционально порядку гармоник; поэтому при преобладании индуктивного сопротивления, возрастающего с увеличением частоты, кривая тока будет менее искажена по сравнению с кривой напряжения. Если преобладает емкостное сопротивление, то высшие гармонические токи будут «подчеркиваться» и кривая тока будет более искажена. В зависимости от порядка гармоник изменяются и значения фазовых углов гармонических тока по сравнению с углами ψ_k гармонических напряжения на величину $\arctg \frac{k\omega L - 1/(k\omega C)}{r}$.

Расчеты любых сложных цепей при несинусоидальных переменных токах производятся также для каждой гармонической, как это было показано на простейшем примере.

Этот метод расчета весьма трудоемок, и к нему можно не обращаться, если не требуется большой точности или кривые э. д. с.

и токов мало отклоняются от синусоиды. В таких случаях реально существующие несинусоидальные э. д. с. и токи заменяют эквивалентными синусоидальными и производят расчеты, пользуясь полученными значениями эквивалентных величин.

Путем измерений или расчетов по выражениям (3-2), (3-3) и (3-4) определяются действующие э. д. с., напряжения, токи и мощности.

Для этих эквивалентных значений находится эквивалентный $\cos \varphi$:

$$\cos \varphi = P/(UI).$$

Оценкой отклонения несинусоидальных токов и напряжений при симметричной форме кривых (см., например, рис. 3-1) от синусоидальных служит сравнение значений коэффициентов формы k_f , амплитуды k_A и искажения d для данного несинусоидального тока или э. д. с. со значениями для синусоидального тока или э. д. с.

Коэффициент формы кривой определяется отношением действующего тока, например, к среднему модулю тока или среднему максимальному значению: $k_f = I/I_{cp}$; для синусоиды $k_f = \pi/(2\sqrt{2}) = 1,11$.

Коэффициент амплитуды равен отношению максимального значения э. д. с., например, к действующей э. д. с. (3-2): $k_A = E_{max}/E$; для синусоиды $k_A = E_m/E = \sqrt{2}$.

Коэффициент искажения определяется отношением действующей первой гармонической напряжения, например, к действующему периодическому напряжению (3-2): $d = U_1/U$; для синусоиды $d = 1$.

3-3. Электрические фильтры

Промышленные источники энергии обеспечивают практически синусоидальные кривые изменения напряжения. Вместе с тем в ряде случаев переменные токи и напряжения, являясь периодическими, резко отличаются от гармонических.

Фильтры могут применяться для *сглаживания* пульсаций напряжения выпрямителей, демодуляторов, которые преобразуют модулированные по амплитуде колебания высокой частоты в относительно медленные изменения напряжения сигнала, и в других подобных устройствах.

В самом простейшем случае можно ограничиться включением последовательно с нагрузкой катушки индуктивности, сопротивление которой увеличивается с возрастанием порядка гармонической и сравнительно невелико для низкочастотных колебаний, и тем более для постоянной составляющей. Более эффективно применение П-образных, Т-образных и Г-образных фильтров. На рис. 3-4 показана схема простого Г-образного фильтра с катушкой индуктивности L и конденсатором C , включенными между приемником $r_{пр}$ и выпрямителем B . Переменные токи всех частот встречают значительное сопротивление катушки индуктивности, а включенный

параллельно конденсатор пропускает по параллельной ветви остаточные токи высоких частот. Благодаря этому значительно уменьшаются пульсации напряжения на нагрузке r_{np} . Могут применяться и фильтры, состоящие из двух и более подобных звеньев. Иногда используются упрощенные фильтры с резисторами вместо катушек индуктивности.

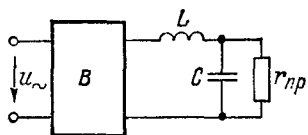


Рис. 3-4. Простейший сглаживающий Г-образный фильтр

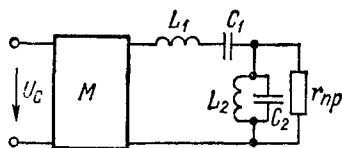


Рис. 3-5. Схема простого полосового фильтра

Более совершенными являются *резонансные фильтры*, в которых используются явления резонанса. Как было показано в § 2-10, при последовательном соединении катушки индуктивности и конденсатора, когда $k\omega L = 1/(k\omega C)$, цепь будет иметь наибольшую проводимость (активную) при частоте $k\omega$ и достаточно высокие проводимости в полосе частот, близких к резонансной. Такая цепь является простым *полосовым фильтром*. При параллельном соединении катушки индуктивности и конденсатора такая цепь будет иметь наименьшую проводимость при резонансной частоте и относительно малые проводимости в полосе частот, близких к резонансной. Такой фильтр является *заградительным* для некоторой полосы частот.

Для улучшения характеристики простого полосового фильтра можно применять схему (рис. 3-5), в которой параллельно приемнику вклю-

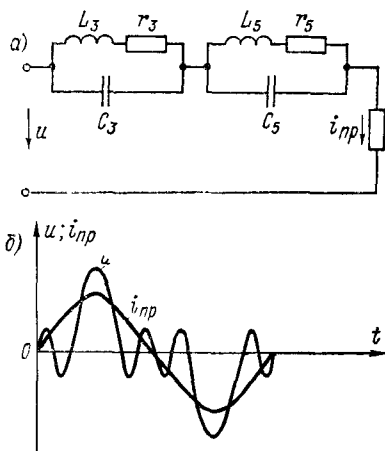


Рис. 3-6. Цепь с последовательно включенными резонансными контурами, настроенными в резонанс для третьей и пятой гармонических: а — схема цепи; б — кривые напряжения и тока i_{np} приемника

чены параллельно друг другу катушка индуктивности и конденсатор. Такая цепь настроена также в резонанс на частоту $k\omega$ и представляет очень большое сопротивление для токов выбранной полосы частот и значительно меньшее сопротивление — для токов других частот. Подобный фильтр может применяться в модуляторах, которые выдают модулированные колебания определенной

частоты. На модулятор M подается напряжение U_c сигнала низкой частоты, которое преобразовывается в модулированные колебания высокой частоты, а фильтр выделяет напряжение требуемой частоты, которое подается на нагрузку $r_{\text{пр}}$.

Для примера предположим, что через цепь протекает несинусоидальный переменный ток и нужно устранить из кривой тока приемника очень большие по значению третью и пятую гармонические.

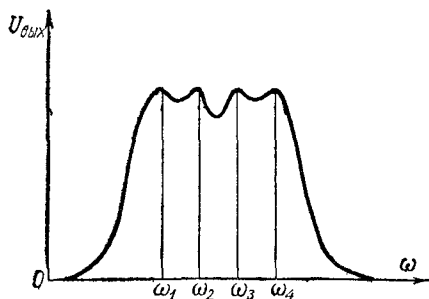


Рис. 3-7. Кривая напряжения на выходе полосового фильтра

Тогда последовательно в цепь включим два контура, настроенные в резонанс для третьей и пятой гармонических (рис. 3-6, а). Сопротивление левого контура, настроенного в резонанс для частоты 3ω , будет очень велико для этой частоты и мало для всех других гармонических; аналогичную роль выполняет правый контур, настроенный в резонанс для частоты 5ω . Поэтому в кривой тока приемника $i_{\text{пр}}$ почти не будут содержаться третья и пятая гармонические (рис. 3-6, б), которые окажутся подавленными фильтром.

Выполняются в некоторых случаях и более совершенные полосовые фильтры, а также *режущие фильтры*, пропускающие или не пропускающие колебания, начиная с некоторой частоты. Такие фильтры состоят из Т-образных или П-образных звеньев. Принцип действия фильтров заключается в том, что в полосе пропускания частот, например, полосового фильтра наступает резонанс при $n + 1$ частотах, где n — число звеньев. Кривая $U_{\text{вых}} = f(\omega)$ для такого фильтра, составленного из трех звеньев, показана на рис. 3-7. Резонанс имеет место при частотах $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ и ω_4 .

Глава четвертая

МНОГОФАЗНЫЕ ЦЕПИ

4-1. Основные понятия о многофазных системах и цепях

Многофазная электрическая цепь представляет собой совокупность нескольких однофазных цепей, в которых действуют э. д. с. одинаковой частоты, сдвинутые по фазе относительно друг друга и создаваемые общим источником энергии.

Число однофазных цепей, входящих в многофазную, называют числом ее фаз, а отдельную однофазную цепь — фазой многофазной цепи (не смешивать с фазой э. д. с. или тока). Многофазная электрическая цепь называется симметричной, если сопротивления всех ее фаз равны по значению и имеют одинаковый характер, т. е. если одинаковы комплексные сопротивления всех фаз. Многофазную электрическую цепь называют несвязанной, если ее фазы не соединены электрически, и связанной, если такое соединение имеется.

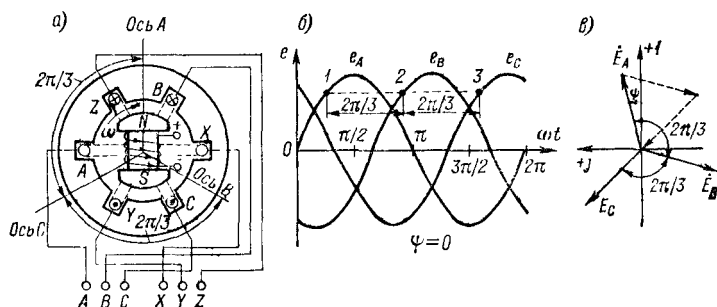


Рис. 4-1. Трехфазный генератор: а — принцип действия; б — временная диаграмма э. д. с.; в — векторная диаграмма э. д. с.

Совокупность э. д. с., действующих в многофазной цепи, называется многофазной системой э. д. с., а совокупность токов в ее фазах — многофазной системой токов. Такая система синусоидальных э. д. с. (токов) является симметричной, если амплитуды всех э. д. с. (токов) равны и сдвиг по фазе α между э. д. с. (токами) любых двух следующих друг за другом фаз многофазной цепи одинаков:

$$\left. \begin{aligned} E_{m, k+1} &= E_{mk}; \\ \alpha &= \psi_k - \psi_{k+1} = 2\pi/m, \end{aligned} \right\} \quad (4-1)$$

где m — число фаз; $E_{m, k+1}$, E_{mk} , ψ_{k+1} , ψ_k — амплитуды и начальные фазы э. д. с. e_{k+1} и e_k .

Наибольшее распространение получила система трехфазного тока, которая была разработана и практически освоена в 1890—1891 гг. русским электротехником М. О. Доливо-Добровольским. Дальнейшее изучение будем проводить на примере этой системы, обобщая результаты на систему с любым числом фаз.

На рис. 4-1, а показана модель трехфазного генератора, в пазах статора которого располагаются проводники трех одинаковых обмоток. Для простоты каждая обмотка изображена в виде одного витка. Оси обмоток (фаз) статора сдвинуты в пространстве на угол $2\pi/3$ относительно друг друга. На роторе имеется обмотка постоянного тока, концы которой присоединяются к контактным кольцам и через

наложенные на них щетки соединяются с источником питания (на рисунке кольца и щетки не показаны). При вращении ротора с угловой частотой ω по часовой стрелке *вращающееся* поле вначале пересекает проводники фазы *A*, затем фазы *B* и после этого проводники фазы *C*. В фазах обмотки статора индуктируются синусоидальные э. д. с., сдвинутые по фазе на одну треть периода (рис. 4-1, б):

$$\left. \begin{aligned} e_A &= E_m \sin(\omega t + \psi); \\ e_B &= E_m \sin(\omega t + \psi - 2\pi/3); \\ e_C &= E_m \sin(\omega t + \psi - 4\pi/3), \end{aligned} \right\} \quad (4-2)$$

где E_m — амплитуда э. д. с.; ψ — начальная фаза э. д. с. фазы *A*. При этом какая-либо определенная (по значению и знаку) э. д. с. имеет место вначале в фазе *A*, затем, спустя одну треть периода, — в фазе *B* и еще через треть периода — в фазе *C* (точки 1, 2, 3 на рис. 4-1, б). Такая многофазная система э. д. с. называется симметричной трехфазной системой э. д. с. При данном направлении вращения ротора, когда порядок чередования э. д. с. в фазах совпадает с направлением вращения, эта система э. д. с. является симметричной системой прямой последовательности э. д. с. При изображении э. д. с. вращающимися векторами (рис. 4-1, в) они проходят относительно любой оси в «прямом» порядке: E_A, E_B, E_C .

Если порядок чередования э. д. с. будет обратным по отношению к чередованию в «прямой» системе, получим симметричную систему обратной последовательности э. д. с. ($C - B - A$). Э. д. с. «прямой» симметричной трехфазной системы можно записать в комплексном виде:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_A &= E e^{j\psi}; \\ \dot{E}_B &= E e^{j(\psi - 2\pi/3)} = E e^{j\psi} e^{-j2\pi/3} = \dot{E}_A a; \\ \dot{E}_C &= E e^{j(\psi - 4\pi/3)} = E e^{j\psi} e^{-j4\pi/3} = \dot{E}_B a = \dot{E}_A a^2, \end{aligned} \right\} \quad (4-3)$$

$a = e^{-j2\pi/3} = -1/2 - j\sqrt{3}/2$ — множитель, или «оператор», трехфазной системы.

Умножение какого-либо вектора на оператор a соответствует его повороту на $2\pi/3$ по часовой стрелке. В общем случае для m -фазной симметричной системы имеем

$$\left. \begin{aligned} a_m &= e^{-j2\pi/m} = e^{-j\alpha} = \cos \alpha - j \sin \alpha; \\ \dot{E}_1 &= E e^{j\psi}; \dot{E}_2 = \dot{E}_1 a_m; \dot{E}_3 = \dot{E}_1 a_m^2; \dots; \dot{E}_m = \dot{E}_1 a_m^{m-1}. \end{aligned} \right\} \quad (4-4)$$

Векторы, изображающие э. д. с. или токи симметричной системы, образуют симметричную звезду, и сумма их равна нулю (рис. 4-1, в). Следовательно, сумма комплексных э. д. с. (токов) этой системы и сумма их мгновенных значений должны быть равны нулю:

$$\left. \begin{aligned} e_A + e_B + e_C &= 0; \\ \dot{E}_A + \dot{E}_B + \dot{E}_C &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4-5)$$

4.2. Соединение звездой и треугольником (многоугольником)

Соединение фаз генератора или приемника *звездой* получается при объединении их концов (или начал) в одну общую точку, которая называется *нейтральной точкой* (рис. 4-2). Провод, соединяющий нейтральные точки генератора O' и приемника O , называется *нейтральным*, остальные провода — *линейными*. Э. д. с., напряжения и токи в фазах генератора или приемника называются *фазными*: E_ϕ , U_ϕ , I_ϕ . Токи в линейных проводах и э. д. с. или напряжения между проводами называются соответственно *линейными*: E_λ , U_λ , I_λ . Положительное направление линейных токов во всех линейных проводах принимается единообразным — от генератора к приемнику или в обратном направлении. Аналогично линейные э. д. с. или напряжения считаются положительными, если они направлены от предыдущей фазы к следующей (или все — противоположно). Фазные напряжения приемника считаются положительными, если они направлены от концов фаз x , y , z (точка O) к их началам a , b , c (или все — противоположно). Начала и концы фаз приемника будем обозначать малыми буквами в отличие от соответствующих зажимов генератора.

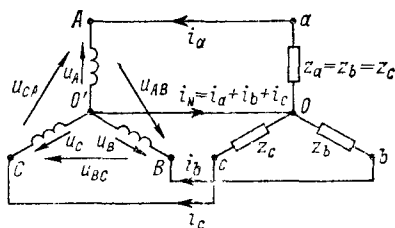


Рис. 4-2. Трехфазная система, соединенная звездой

Установим связь между линейными и фазными величинами при соединении звездой (рис. 4-2). Положительное направление э. д. с. и токов в фазах генератора принято условно от начал фаз A, B, C к их концам X, M, Z . В фазах приемника условное положительное направление токов будет от концов к началам. Поэтому за положительное направление напряжений на зажимах каждой фазы генератора следует принять направление от конца фазы к ее началу. Это говорит о том, что именно в этом направлении положительное напряжение стремится вызвать ток *во внешней цепи*.

Мгновенное значение линейного напряжения u_{AB} между зажимами A и B (рис. 4-2) должно быть равно алгебраической сумме напряжений на любом участке цепи, начало которого будет в точке A , а конец — в точке B . Выберем, например, участок $AO'B$, включающий в себя фазы A и B генератора; в этом случае

$$u_{AB} = u_B - u_A. \quad (4-6)$$

Аналогично

$$\left. \begin{aligned} u_{BC} &= u_C - u_B; \\ u_{CA} &= u_A - u_C. \end{aligned} \right\} \quad (4-7)$$

Таким образом, мгновенное значение линейного напряжения равно разности мгновенных значений напряжений двух соседних фаз. В комплексном виде получим

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{AB} &= \dot{U}_B - \dot{U}_A; \\ \dot{U}_{BC} &= \dot{U}_C - \dot{U}_B; \\ \dot{U}_{CA} &= \dot{U}_A - \dot{U}_C. \end{aligned} \right\} \quad (4-8)$$

В соответствии с этим на рис. 4-3, а построена векторная диаграмма напряжений симметричной трехфазной системы. Все фазные и соответственно линейные напряжения равны между собой:

$$\left. \begin{aligned} U_{\phi} &= U_A = U_B = U_C; \\ U_{\pi} &= U_{AB} = U_{BC} = U_{CA}. \end{aligned} \right\} \quad (4-9)$$

Опустив из центра диаграммы перпендикуляр на любую сторону треугольника линейных напряжений и учитывая, что в общем

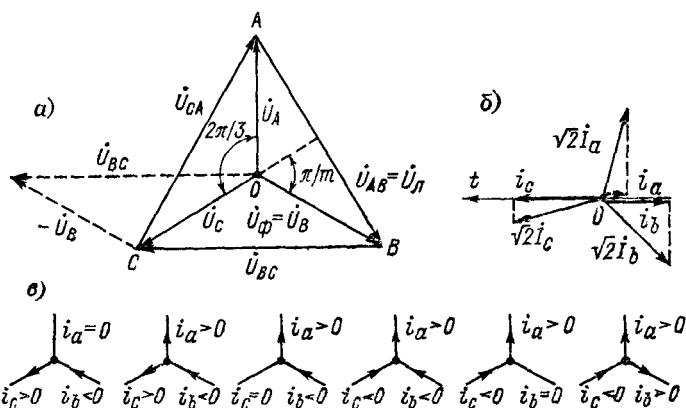


Рис. 4-3. Диаграммы при соединении звездой: а — векторная диаграмма напряжений; б — векторная диаграмма токов; в — распределение токов в фазах в различные моменты времени

случае для m -фазной симметричной системы угол между ним и соседним вектором фазного напряжения равен π/m , найдем

$$U_{\pi} = 2U_{\phi} \sin \frac{\pi}{m}. \quad (4-10)$$

Для трехфазной симметричной системы при $m = 3$

$$U_{\pi} = \sqrt{3}U_{\phi}. \quad (4-11)$$

При соединении звездой линейные и фазные токи равны:

$$I_{\pi} = I_{\phi}. \quad (4-12)$$

Токи I_a, I_b, I_c в фазах приемника будут равны по значению и сдвинуты относительно друг друга по фазе так же, как и вызываю-

щие их напряжения U_A, U_B, U_C , т. е. на $2\pi/3$. Система токов будет симметричной (рис. 4-3, б), а ток в нейтральном проводе — равным нулю:

$$\left. \begin{aligned} i_N &= i_a + i_b + i_c = 0; \\ \dot{I}_N &= \dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c = 0. \end{aligned} \right\} \quad (4-13)$$

В принципе нейтральный провод при этом можно удалить, что часто встречается на практике. Трехфазную цепь с нейтральным проводом называют четырехпроводной, а без него — трехпроводной. Следует подчеркнуть, что действительное направление тока в той или иной фазе в рассматриваемый момент времени может быть противоположным тому, которое принято на схеме рис. 4-2 за положительное и указано стрелками. Например, мгновенное значение токов в фазах для момента, когда вращающаяся звезда векторов этих токов занимает положение, показанное на рис. 4-3, б, получим,

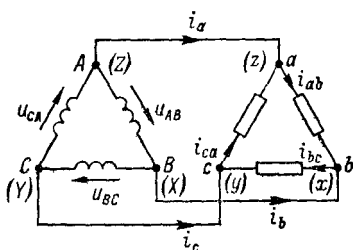


Рис. 4-4. Трехфазная система, соединенная треугольником

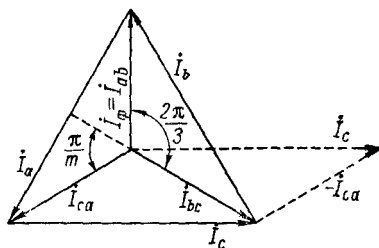


Рис. 4-5. Векторная диаграмма токов при соединении треугольником

проецируя эти векторы на горизонтальную ось t . Ток i_c в фазе c положителен, и его направление совпадает с направлением, показанным в этой фазе на рис. 4-2. Токи же i_a и i_b в фазах a и b будут отрицательными. Их направление в данный момент будет противоположно принятому положительному направлению токов в этих фазах, показанному на рис. 4-2. Рассматривая последовательные положения звезды векторов токов через $1/12$ периода, нетрудно определить истинное направление токов в фазах приемника, показанное на рис. 4-3, б для одного полупериода. Соединение фаз генератора или приемника *многоугольником* получается при соединении конца каждой фазы с началом следующей фазы (рис. 4-4). Из уравнений, составленных по первому закону Кирхгофа для узлов a, b и c , найдем

$$\left. \begin{aligned} i_a &= i_{ca} - i_{ab}; \\ i_b &= i_{ab} - i_{bc}; \\ i_c &= i_{bc} - i_{ca}. \end{aligned} \right\} \quad (4-14)$$

Мгновенное значение линейного тока равно разности мгновенных значений токов двух следующих друг за другом фаз. В комплексном

виде

$$\left. \begin{aligned} I_a &= I_{ca} - I_{ab}; \\ I_b &= I_{ab} - I_{bc}; \\ I_c &= I_{bc} - I_{ca}. \end{aligned} \right\} \quad (4-15)$$

При симметричной системе линейных напряжений система фазных токов симметричного приемника I_{ab} , I_{bc} , I_{ca} будет симметричной (рис. 4-5):

$$\left. \begin{aligned} i_{ab} + i_{bc} + i_{ca} &= 0; \\ I_{ab} + I_{bc} + I_{ca} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4-16)$$

Из диаграммы на рис. 4-5 находим

$$\left. \begin{aligned} I_\phi &= I_{ab} = I_{bc} = I_{ca}; \\ I_\lambda &= I_a = I_b = I_c; \\ I_\lambda &= 2I_\phi \sin \frac{\pi}{m}; \\ I_\lambda &= \sqrt{3}I_\phi \text{ при } m=3. \end{aligned} \right\} \quad (4-17)$$

Линейные и фазные напряжения при соединении треугольником (многоугольником при $m > 3$) одинаковы (например, напряжение между зажимами $A - B$ линии и между зажимами $a - b$ приемника и т. д.):

$$U_\lambda = U_\phi. \quad (4-18)$$

4-3. Расчет трехфазных цепей

Фазы приемника соединяются независимо от того, каким способом связаны фазы генератора. Обычно, соединяя фазы приемника звездой или треугольником, например, в лаборатории,

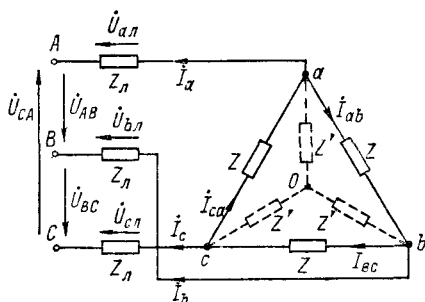


Рис. 4-6. Симметричная трехфазная цепь, соединенная треугольником

мы даже не задумываемся над тем, как соединены фазы генератора или трансформатора, питающего трехфазную сеть лаборатории. Симметричную трехфазную систему э. д. с. генератора независимо от способа соединения его фаз можно рассматривать либо как систему фазных, либо как систему линейных э. д. с. (см. рис. 4-3, а). В простейшем случае, когда фазы

симметричного приемника соединены звездой, расчет производится для одной фазы, как для обычной однофазной цепи, на зажимах которой действует фазное напряжение.

Рассмотрим (рис. 4-6) более сложный случай — симметричную трехфазную цепь, соединенную треугольником, которая питается

от трехфазного генератора, причем в каждый линейный провод включено сопротивление Z_Δ . Часто такими сопротивлениями являются сопротивления проводов линии передачи, но нередко случаи, когда они включаются специально. Треугольник сопротивлений Z нагрузки можно преобразовать в звезду, сопротивление каждого луча которой

$$Z' = \frac{ZZ}{3Z} = \frac{z}{3} = \frac{r}{3} + j \frac{x}{3} = r' + jx', \quad (4-19)$$

Z, r, x — комплексные сопротивления одной фазы приемника и его активная и реактивная составляющие; Z', r', x' — то же для одного луча звезды.

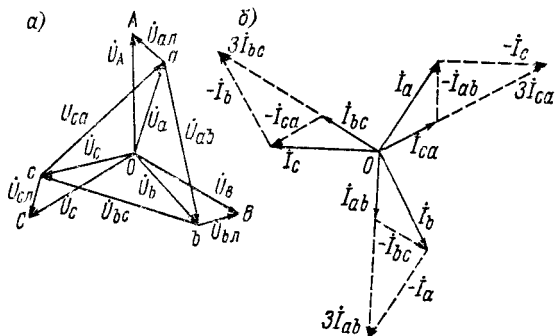


Рис. 4-7. Векторные диаграммы симметричной трехфазной цепи: а — диаграмма напряжений; б — диаграмма токов

Сопротивления Z_Δ можно рассматривать входящими в состав общей нагрузки генератора, соединенной звездой, сопротивление каждой фазы которой

$$Z_\Phi = Z_\Delta + Z' = r_\Delta + r' + j(x_\Delta + x') = r_\Phi + jx_\Phi = z_\Phi e^{j\varphi_\Phi} \quad (4-20)$$

При этом получаем цепь, изображенную на рис. 4-2, в которой легко определяются все токи и напряжения:

$$\left. \begin{aligned} I_a &= \frac{\dot{U}_A}{Z_\Phi} = \frac{U_A}{z_\Phi} e^{j(\Psi_A - \varphi_\Phi)}; \\ I_b &= I_a e^{-j2\pi/3}; \quad I_c = I_a e^{-j4\pi/3}; \\ \dot{U}_{a\Delta} &= I_a Z_\Delta; \quad \dot{U}_{b\Delta} = I_b Z_\Delta; \quad \dot{U}_{c\Delta} = I_c Z_\Delta; \\ \dot{U}_a &= I_a Z'; \quad \dot{U}_b = I_b Z'; \quad \dot{U}_c = I_c Z'; \\ \dot{U}_{ab} &= \dot{U}_b - \dot{U}_a = \dot{U}_a \sqrt{3} e^{-j5\pi/6}; \\ \dot{U}_{bc} &= \dot{U}_c - \dot{U}_b = \dot{U}_a \sqrt{3} e^{-j4\pi/3}. \end{aligned} \right\} \quad (4-21)$$

Векторная диаграмма напряжений этой цепи показана на рис. 4-7, а в предположении, что сопротивления Z и Z_Δ имеют актив-

но-индуктивный характер. Заметим, что у реального приемника, соединенного треугольником, нельзя измерить напряжения U_a , U_b и U_c , так как физически узел O отсутствует. Токи в его фазах определяются выражениями (4-15) и (4-16), из которых находим

$$\dot{I}_b - \dot{I}_a = 2\dot{I}_{ab} - \dot{I}_{bc} - \dot{I}_{ca} = 3\dot{I}_{ab}.$$

Отсюда определяются ток \dot{I}_{ab} и аналогично остальные фазные токи реального приемника:

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{ab} &= 1/3 (\dot{I}_b - \dot{I}_a); \\ \dot{I}_{bc} &= 1/3 (\dot{I}_c - \dot{I}_b); \\ \dot{I}_{ca} &= 1/3 (\dot{I}_a - \dot{I}_c). \end{aligned} \right\} \quad (4-22)$$

На рис. 4-7, б показано определение этих токов. Можно эти токи найти по закону Ома:

$$\dot{I}_{ab} = \dot{U}_{ab}/Z; \quad \dot{I}_{bc} = \dot{U}_{bc}/Z; \quad \dot{I}_{ca} = \dot{U}_{ca}/Z. \quad (4-23)$$

Если требуется определить только действующие значения всех токов и напряжений, расчет упрощается:

$$\left. \begin{aligned} I_L = I_a = I_b = I_c &= U_\phi / \sqrt{(r_L + r/3)^2 + (x_L + x/3)^2}; \\ I_\phi = I_{ab} = I_{bc} = I_{cb} &= I_L / \sqrt{3}; \\ U_\phi = U_{ab} = U_{bc} = U_{ca} &= I_\phi \sqrt{r^2 + x^2}; \\ \Delta U_L = U_{aL} = U_{bL} = U_{cL} &= I_L z_L = I_L \sqrt{r_L^2 + x_L^2}. \end{aligned} \right\} \quad (4-24)$$

Расчет несимметричной трехфазной цепи начинается также с преобразования приемника в эквивалентную звезду, в результате

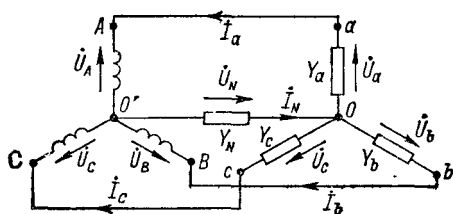


Рис. 4-8. Несимметричная трехфазная цепь

чего получается цепь, изображенная на рис. 4-8, на котором для наглядности показан и генератор. Если есть сопротивления, включенные в линейные провода, они вводятся в состав соответствующих фазных сопротивлений приемника, преобразованного в звезду. В общем случае в нейтральном проводе также может быть включено некоторое сопротивление. Все элементы цепи будем характеризовать проводимостями. Для любой нейтральной точки по первому закону Кирхгофа можно написать

$$\dot{I}_N = \dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c. \quad (4-25)$$

Каждый из этих токов равен произведению соответствующего напряжения и проводимости:

$$\dot{I}_N = \dot{U}_N Y_N; \quad \dot{I}_a = \dot{U}_a Y_a; \quad \dot{I}_b = \dot{U}_b Y_b; \quad \dot{I}_c = \dot{U}_c Y_c. \quad (4-26)$$

Для верхнего контура $AOO'A$ по второму закону Кирхгофа получим

$$\dot{U}_A = \dot{U}_a + \dot{U}_N.$$

Отсюда можно определить напряжение \dot{U}_a и аналогично два других фазных напряжения приемника:

$$\dot{U}_a = \dot{U}_A - \dot{U}_N; \quad \dot{U}_b = \dot{U}_B - \dot{U}_N; \quad \dot{U}_c = \dot{U}_C - \dot{U}_N. \quad (4-27)$$

Подставим (4-27) и (4-26) в (4-25):

$$\dot{U}_N Y_N = (\dot{U}_A - \dot{U}_N) Y_a + (\dot{U}_B - \dot{U}_N) Y_b + (\dot{U}_C - \dot{U}_N) Y_c.$$

Отсюда находим напряжение между нейтральными точками генератора и приемника:

$$\dot{U}_N = \frac{\dot{U}_A Y_a + \dot{U}_B Y_b + \dot{U}_C Y_c}{Y_a + Y_b + Y_c + Y_N}. \quad (4-28)$$

Расчет несимметричной трехфазной цепи производится в следующем порядке: а) определяется \dot{U}_N по формуле (4-28); б) находятся фазные напряжения приемника по формулам (4-27); в) рассчитываются токи по формулам (4-26). При нескольких приемниках, питающихся от одной сети, приемники, соединенные звездой, преобразуются в треугольники. Затем все треугольники объединяются в один, который преобразуется в эквивалентную звезду. Изложенный метод расчета применим и при несимметричной системе напряжений источника, так как при выводе выражения (4-28) никаких ограничений не накладывалось.

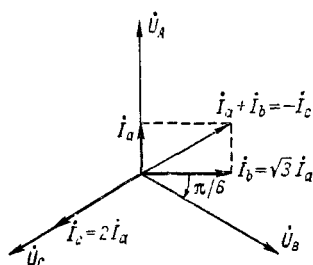
Можно непосредственно определять фазные напряжения приемника, не вычисляя \dot{U}_N . Подставив (4-28) в (4-27), найдем

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_a &= \frac{\dot{U}_{CA} Y_c - \dot{U}_{AB} Y_b + \dot{U}_A Y_N}{Y_a + Y_b + Y_c + Y_N}; \\ \dot{U}_b &= \frac{\dot{U}_{AB} Y_a - \dot{U}_{BC} Y_c + \dot{U}_B Y_N}{Y_a + Y_b + Y_c + Y_N}; \\ \dot{U}_c &= \frac{\dot{U}_{BC} Y_b - \dot{U}_{CA} Y_a + \dot{U}_C Y_N}{Y_a + Y_b + Y_c + Y_N}. \end{aligned} \right\} \quad (4-29)$$

В этих выражениях не следует смешивать U_c — напряжение фазы c приемника и U_C — напряжение фазы C генератора. При отсутствии нейтрального провода в выражениях (4-29) следует положить $Y_N = 0$.

Обычно в практике при соединении несимметричной нагрузки звездой с нейтральным проводом ток в последнем оказывается отличным от нуля, так как система фазных токов будет несимметричной. Однако возможны и такие случаи, когда при несимметричной нагрузке ток в нейтральном проводе будет равен нулю. Включим,

например, в фазы *A* и *C* активные, а в фазу *B* — активно-емкостное сопротивление. Элементы подберем так, чтобы $g_c = 2g_a$, $y_b = \sqrt{3}g_a$, а соотношение активного и емкостного сопротивлений в фазе *B* сделаем таким, что ток в ней будет опережать э. д. с. по фазе на $\pi/6$.



Тогда ток в фазе *C* будет в два раза, а в фазе *B* — в $\sqrt{3}$ раз больше тока в фазе *A* (рис. 4-9). Сумма этих токов равна нулю, и в нейтральном проводе тока не будет независимо от того, есть в нем сопротивление или нет.

Рис. 4-9. Пример несимметричной нагрузки, при которой отсутствует ток в нейтральном проводе

4-4. Мощность многофазной цепи

Активная мощность симметричной *m*-фазной системы, соединенной звездой, в *m* раз больше активной мощности одной фазы:

$$P = mU_{\Phi}I_{\Phi} \cos \varphi = \frac{m}{2 \sin (\pi/m)} U_a I_a \cos \varphi. \quad (4-30)$$

Аналогично реактивная и полная мощности определяются выражениями:

$$\left. \begin{aligned} Q &= mU_{\Phi}I_{\Phi} \sin \varphi = \frac{m}{2 \sin (\pi/m)} U_a I_a \sin \varphi; \\ S &= mU_{\Phi}I_{\Phi} = \frac{m}{2 \sin (\pi/m)} U_a I_a = \sqrt{P^2 + Q^2}, \end{aligned} \right\} \quad (4-31)$$

где φ — сдвиг по фазе между фазными напряжением и током.

Полученные выражения справедливы и при соединении симметричной системы многоугольником, так как независимо от способа соединения

$$U_{\Phi}I_{\Phi} = \frac{U_a I_a}{2 \sin (\pi/m)}.$$

В частном случае для трехфазной симметричной системы ($m = 3$) найдем

$$\left. \begin{aligned} P &= \sqrt{3} U_a I_a \cos \varphi; \\ Q &= \sqrt{3} U_a I_a \sin \varphi; \\ S &= \sqrt{3} U_a I_a = \sqrt{P^2 + Q^2}. \end{aligned} \right\} \quad (4-32)$$

Определим мгновенное значение мощности каждой фазы симметричного трехфазного приемника при действии симметричной си-

стемы э. д. с.:

$$p_a = u_a i_a = \sqrt{2} U_\phi (\sin \omega t) \sqrt{2} I_\phi \sin (\omega t - \varphi) = U_\phi I_\phi [\cos \varphi - \cos (2\omega t - \varphi)];$$

$$p_b = u_b i_b = \sqrt{2} U_\phi [\sin (\omega t - 2\pi/3)] \sqrt{2} I_\phi \times \\ \times \sin (\omega t - \varphi - 2\pi/3) = U_\phi I_\phi [\cos \varphi - \cos (2\omega t - \varphi - 4\pi/3)];$$

$$p_c = u_c i_c = \sqrt{2} U_\phi [\sin (\omega t - 4\pi/3)] \sqrt{2} I_\phi \times \\ \times \sin (\omega t - \varphi - 4\pi/3) = U_\phi I_\phi [\cos \varphi - \cos (2\omega t - \varphi - 2\pi/3)].$$

При суммировании мгновенных мощностей всех трех фаз вторые слагаемые в сумме дадут нуль. Поэтому мгновенная мощность, потребляемая приемником, $p = p_a + p_b + p_c = 3U_\phi I_\phi \cos \varphi = P$ не зависит от времени и равна среднему значению активной мощности. Такая цепь называется *уравновешенной*. Несимметричные многофазные цепи при действии симметричной системы э. д. с. и симметричные цепи с несимметричной системой э. д. с. обычно являются *неуравновешенными*, их мгновенная мощность колеблется на протяжении каждого периода, но они могут быть и уравновешенными в некоторых случаях.

В *несимметричной многофазной цепи* мощности отдельных фаз не будут равны между собой. Поэтому мощность всей цепи определяется суммированием мощностей всех ее элементов, включая нагрузку в нейтральном проводе. В комплексном виде мощность несимметричной трехфазной цепи, соединенной звездой, определяется выражением

$$\tilde{S} = \dot{U}_a \dot{I}_a + \dot{U}_b \dot{I}_b + \dot{U}_c \dot{I}_c + \dot{U}_N \dot{I}_N. \quad (4-33)$$

Учитывая, что

$$\dot{I}_N = \dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c,$$

найдем

$$\tilde{S} = (\dot{U}_a + \dot{U}_N) \dot{I}_a + (\dot{U}_b + \dot{U}_N) \dot{I}_b + (\dot{U}_c + \dot{U}_N) \dot{I}_c = \\ = \dot{U}_A \dot{I}_a + \dot{U}_B \dot{I}_b + \dot{U}_C \dot{I}_c = P - jQ. \quad (4-34)$$

Выделяя в этом выражении вещественную и мнимую части, получим активную, реактивную и полную мощности:

$$\left. \begin{aligned} P &= U_A I_a \cos \varphi_a + U_B I_b \cos \varphi_b + U_C I_c \cos \varphi_c; \\ Q &= U_A I_a \sin \varphi_a + U_B I_b \sin \varphi_b + U_C I_c \sin \varphi_c; \\ S &= \sqrt{P^2 + Q^2}, \end{aligned} \right\} \quad (4-35)$$

где φ_a — сдвиг по фазе между напряжением U_A фазы A генератора и током I_a в ней (аналогично определяются φ_b и φ_c).

Можно показать, что выражение (4-34) будет справедливо и при соединении приемника треугольником. Его мощность

$$\tilde{S} = \dot{U}_{AB} \dot{I}_{ab} + \dot{U}_{BC} \dot{I}_{bc} + \dot{U}_{CA} \dot{I}_{ca}.$$

Учитывая (4-8) и (4-22), найдем

$$\begin{aligned}\tilde{S} = \frac{1}{3} [(\dot{U}_B - \dot{U}_A)(I_b - I_a) + (\dot{U}_C - \dot{U}_B)(I_c - I_b) + \\ + (\dot{U}_A - \dot{U}_C)(I_a - I_c)] = \frac{2}{3} (\dot{U}_A I_a + \dot{U}_B I_b + \dot{U}_C I_c) - \\ - \frac{1}{3} [\dot{U}_A (I_b + I_c) + \dot{U}_B (I_a + I_c) + \dot{U}_C (I_b + I_a)].\end{aligned}\quad (4-36)$$

Так как в этом случае нейтрального провода нет,

$$I_a + I_b + I_c = 0.$$

Выражая отсюда сумму каждой пары токов через третий и подставляя в (4-36), получим

$$\tilde{S} = \dot{U}_A I_a + \dot{U}_B I_b + \dot{U}_C I_c.$$

В общем случае для несимметричной m -фазной системы при любом способе соединения имеем

$$P = \sum_{k=1}^m U_{\phi k} I_{\phi k} \cos \varphi_k; \quad Q = \sum_{k=1}^m U_{\phi k} I_{\phi k} \sin \varphi_k, \quad (4-37)$$

где $U_{\phi k}$, $I_{\phi k}$, φ_k — напряжение и ток фазы k генератора и сдвиг по фазе между ними.

4-5. Вращающееся магнитное поле

Вращающееся магнитное поле можно получить с помощью трех катушек (рис. 4-10), оси которых сдвинуты в пространстве на $2\pi/3$, если питать их трехфазной симметричной системой токов. В центре системы вектор магнитной индукции каждой катушки может быть направлен только по ее оси. Поэтому

$$\vec{B}_A = B_A; \quad \vec{B}_B = B_B e^{-j2\pi/3}; \quad \vec{B}_C = B_C e^{-j4\pi/3}.$$

Значения B_A , B_B и B_C определяются токами в катушках:

$$B_A = B_m \sin \omega t; \quad B_B = B_m \sin (\omega t - 2\pi/3); \quad B_C = B_m \sin (\omega t - 4\pi/3).$$

Заменяя в этих выражениях синусы по формуле Эйлера и суммируя векторы магнитной индукции трех катушек, получаем вектор индукции результирующего поля:

$$\begin{aligned}\vec{B} = \vec{B}_A + \vec{B}_B + \vec{B}_C = B_m \left[\frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j} + \right. \\ + \frac{e^{j(\omega t - 2\pi/3)} - e^{-j(\omega t - 2\pi/3)}}{2j} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \frac{e^{j(\omega t - 4\pi/3)} - e^{-j(\omega t - 4\pi/3)}}{2j} e^{j\frac{4\pi}{3}} \left. \right] = \\ = \frac{B_m}{2j} [e^{j\omega t} + e^{j(\omega t - 4\pi/3)} + e^{j(\omega t - 8\pi/3)} - 3e^{-j\omega t}].\end{aligned}$$

Сумма первых трех членов равна нулю, поэтому

$$\vec{B} = -\frac{3}{2j} B_m e^{-j\omega t} = \frac{3}{2} B_m e^{-j(\omega t - \pi/2)}. \quad (4-38)$$

Вектор магнитной индукции, сохраняя неизменной свою величину, равную $3B_m/2$, равномерно вращается в отрицательном направлении (по часовой стрелке) с угловой частотой ω . Направление вращения совпадает с чередованием тока в фазах (катушках). Аналогично можно показать, что если катушки питать трехфазной системой токов обратной последовательности, направление вращения поля будет противоположным. Для перехода от системы токов одной последовательности к системе другой последовательности достаточно поменять местами подключение двух любых фаз. Этим широко пользуются на практике для изменения направления вращения двигателей переменного тока.

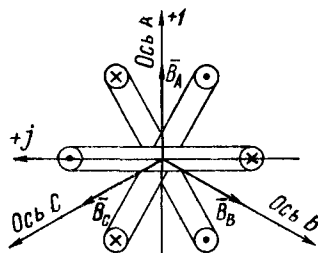


Рис. 4-10. Получение вращающегося магнитного поля с помощью трехфазной системы

4.6. Преобразование числа фаз

С необходимостью преобразования числа фаз приходится встречаться при питании приемника с определенным числом фаз от источника с другим числом фаз. Сравнительно легко преобразу-

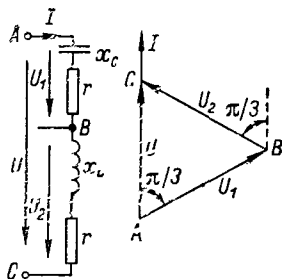


Рис. 4-11. Преобразование однофазной системы в симметричную трехфазную

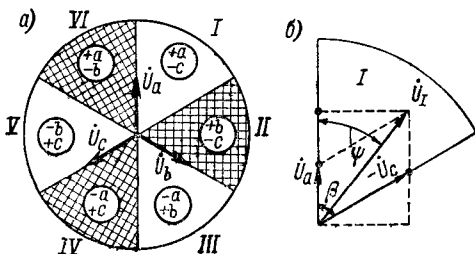


Рис. 4-12. Преобразование трехфазной системы в многофазную

зуются уравновешенные системы в уравновешенные и неуравновешенные — в неуравновешенные. Сложнее преобразуются неуравновешенные системы в уравновешенные и обратно, так как мощность неуравновешенной системы колеблется, в то время как в уравновешенной системе она постоянна. Поэтому в преобразующее устройство приходится вводить катушки индуктивности и конденсаторы, в которых временно может запасаться электромагнитная энергия.

На рис. 4-11 показана цепь, позволяющая преобразовать однофазную систему в симметричную трехфазную. Цепь настроена в резонанс ($x_L = x_C$), а соотношение между x_C и r подобрано так,

что напряжение U_1 отстает по фазе от тока I на $\pi/3$. Тогда напряжение U_2 будет опережать ток I на такой же угол и между зажимами $A - B - C$ схемы получим три напряжения, образующие симметричную трехфазную систему.

Более рациональным является получение многофазной системы с помощью трехфазных трансформаторов. На зажимах вторичных обмоток (см. § 11-8) такого трансформатора получаем три напряжения U_a, U_b, U_c , сдвинутые по фазе на $2\pi/3$ (рис. 4-12). Начальная фаза ψ любого напряжения U , которое необходимо получить, может соответствовать (рис. 4-12, а) одной из шести зон I—VI. В каждой из них оно может быть получено соответствующим суммированием вторичных напряжений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_I &= \dot{U}_a - \dot{U}_c; & \dot{U}_{II} &= \dot{U}_b - \dot{U}_c; \\ \dot{U}_{III} &= \dot{U}_b - \dot{U}_a; & \dot{U}_{IV} &= \dot{U}_c - \dot{U}_a; \\ \dot{U}_V &= \dot{U}_c - \dot{U}_b; \\ \dot{U}_{VI} &= \dot{U}_a - \dot{U}_b. \end{aligned} \right\} \quad (4-39)$$

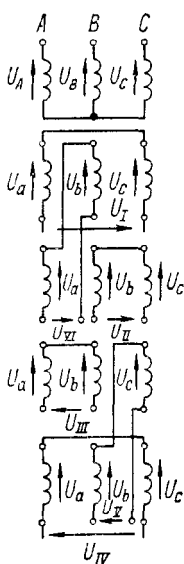


Рис. 4-13. Соединение обмоток трехфазного трансформатора при получении шестифазной системы напряжений с заданными начальными фазами

Необходимые значения напряжений U_a и U_c для зоны I (рис. 4-12, б) будут равняться (при $\beta = \pi/3$):

$$\left. \begin{aligned} U_a &= U_I \cos \psi - U_I \sin \psi \operatorname{ctg} \beta = U_I \left(\cos \psi - \frac{\sin \psi}{\sqrt{3}} \right); \\ U_c &= \frac{U_I \sin \psi}{\cos (\pi/2 - \beta)} = \frac{2}{\sqrt{3}} U_I \sin \psi. \end{aligned} \right\} \quad (4-40)$$

Зная эти напряжения, легко определить числа витков w_a, w_c вторичных обмоток трансформатора из выражения для действующего напряжения:

$$w_a = \frac{U_a}{44,4f\Phi_m}; \quad w_c = \frac{U_c}{44,4f\Phi_m},$$

где f — частота; Φ_m — амплитуда потока в сердечнике трансформатора.

Аналогично определяются числа витков для напряжений $U_{II} \div U_{VI}$.

На рис. 4-13 показана схема преобразователя с шестифазной системой напряжений на стороне вторичных обмоток. Соединение вторичных обмоток соответствует уравнениям (4-39).

4-7. Преимущества многофазных систем

Электрические схемы многофазных систем более сложны, но эти системы по сравнению с однофазными обладают рядом преимуществ, которые рассмотрим на примере трехфазной системы.

1. При наличии трехфазного генератора или трансформатора, соединенного звездой с нейтральным проводом, появляется возможность питания приемников с различным номинальным напряжением. Для однофазных приемников Z_a, Z_b, Z_c и приемников, соединенных звездой (рис. 4-14), оно равно фазному напряжению. Для остальных приемников оно равно линейному напряжению.

В нейтральном проводе предохранитель не ставится, так как его перегорание может привести к неравенству фазных напряжений и выходу из строя тех приемников, напряжение на зажимах которых станет больше фазного.

2. Соединение звездой часто осуществляется без нейтрального провода, что дает значительную экономию меди при строительстве длинных линий электропередачи. В системах с нейтральным проводом его сечение берется меньше сечения любого линейного провода, так как несимметрия фазных токов обычно незначительна и ток в нейтральном проводе невелик. При соединении треугольником получающаяся экономия меди меньше (13,5% вместо 50%), однако и она дает значительный эффект при большой длине линий.

3. Многофазные системы позволяют легко получить вращающееся магнитное поле и создать двигатели переменного тока, простые по конструкции, дешевые и надежные в эксплуатации.

4. Преобразование числа фаз многофазных систем дает дополнительные возможности при решении важных технических задач. Например, для обеспечения малых пульсаций выпрямленного напряжения применяются двенадцатифазные системы.

5. Использование симметричных уравновешенных трехфазных систем при преобразовании электрической энергии в механическую в генераторах и обратном преобразовании в двигателях обуславливает отсутствие пульсаций вращающего момента.

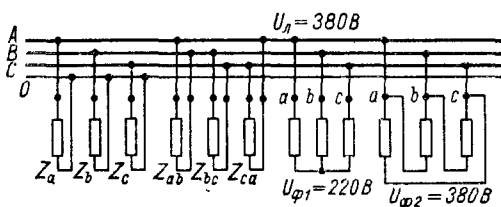


Рис. 4-14. Различные способы включения приемников в трехфазную сеть переменного тока

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

5-1. Основные понятия о переходных процессах и их исследовании

Процессы в электрических цепях постоянного и переменного тока в установившемся состоянии были нами рассмотрены в предшествующих главах. Эти установившиеся режимы характеризуются тем, что токи в ветвях и напряжения на участках цепи или остаются неизменными, или изменяются по одному и тому же закону в течение сколь угодно длительного времени. Процессы в цепях в этих случаях описываются при помощи алгебраических уравнений, решение которых определяет значения токов и напряжений. Эти режимы цепей называют также **вынужденными**.

Любая электрическая цепь может иметь любое число различных состояний: выключенное состояние и состояния при различных токах и приложенных напряжениях.

Электрическая цепь, находящаяся в некотором состоянии, может перейти в другое состояние, например из выключенного состояния во включенное. Процесс перехода электрической цепи из одного режима в другой называется **переходным процессом**. Переходные процессы имеют место во всех случаях перехода материальных систем из одного состояния в другое. Например: процесс перехода материального тела из состояния покоя в состояние движения; пуск электродвигателя, заключающийся в переводе двигателя из состояния покоя в состояние равномерного вращения.

Задачей изложения основных понятий о переходных процессах является исследование этих процессов и выяснение физических представлений о них. Для исследования процессов широко применяются классический метод решения дифференциальных уравнений, описывающих процессы, и операторные методы, реже — частотные, а также векторно-матричные методы (см. § 1-6), особенно удобные для расчетов на цифровых вычислительных машинах.

Сведения об этих методах даются в курсах математики; методы нашли широкое применение в электротехнике и теории автоматического управления. Подобно тому как в механике движение материальных тел описывается при помощи дифференциальных или интегродифференциальных уравнений, а статическое состояние — при помощи алгебраических уравнений, в электротехнике этими уравнениями описываются переходные и установившиеся процессы.

Классический метод решения уравнений. Рассмотрим для примера цепь, состоящую из резистора и катушки индуктивности L ; общее сопротивление цепи r . Цепь включена на напряжение постоян-

ного тока U (рис. 5-1). По второму закону Кирхгофа сумма э. д. с., состоящая из напряжения U и э. д. с. самоиндукции $e_L = -L(di/dt)$, равна падению напряжения ir . Следовательно, $U + e_L = ir$ или

$$ir + L \frac{di}{dt} = U. \quad (5-1)$$

При рассмотрении переходных процессов будем обозначать изменяющиеся напряжения и токи малыми буквами, как и мгновенные значения переменных токов и напряжений.

На основании закона Ома ток цепи определится из уравнения $ir = U$ и $i = U/r = \text{const}$. Но этот ток будет током установившегося режима (вынужденным током), который установится по истечении некоторого времени после включения цепи. Когда ток установится, э. д. с. самоиндукции e_L будет равна нулю. Этот установившийся ток определяется частным решением $i_q = U/r$ уравнения (5-1) при $di/dt = 0$.

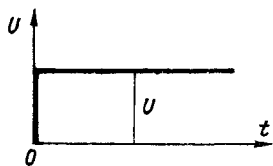
Полученное выражение i_q не дает ответа на вопрос, как будет изменяться ток от момента включения цепи (рис. 5-1) до момента установления тока. Для того чтобы найти выражение для тока в течение времени переходного процесса, следует решить уравнение (5-1). Решение дифференциального уравнения состоит из частного решения, которое мы нашли, и общего решения однородного уравнения — уравнения (5-1) с правой частью, равной нулю. Общее решение определяет с в о б о д н ы й т о к $i_{св}$, который имеет место в течение времени протекания процесса. Следовательно, ток цепи

$$i = i_q + i_{св}.$$

Оба тока в общем случае являются функциями времени.

Уравнение (5-1) можно решить и путем разделения переменных, не вводя понятий о частном и общем решениях.

Рис. 5-2. Ступенчатая функция времени



Операторный метод и передаточные функции. В операторном методе находим изображение исследуемой величины путем простых алгебраических операций с уравнением в операторном виде. По операторному изображению с помощью формул разложения определяем оригинал функции — выражение исследуемой величины.

Рассмотрим операторное изображение по Лапласу функции времени $f(t)$:

$$F(p) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-pt} dt;$$

при этом параметр p выбран так, чтобы $(t) e^{-pt} |_{t \rightarrow \infty} \rightarrow 0$.

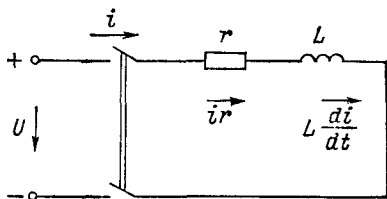


Рис. 5-1. Схема цепи с резистором и катушкой индуктивности

Полученное изображение будет функцией только параметра p .

Определим изображения некоторых функций времени.

При включении цепи на неизменное напряжение U происходит скачкообразное изменение напряжения от 0 до U при $t = 0$. Такая функция времени называется ступенчатой (рис. 5-2). Изображение этой функции

$$U(p) = \int_0^{\infty} U e^{-pt} dt = -\frac{U}{p} e^{-pt} \Big|_0^{\infty}.$$

Учитывая, что

$$e^{-pt} \Big|_{t \rightarrow \infty} \rightarrow 0, \text{ а } e^{-pt} \Big|_{t \rightarrow 0} \rightarrow 1,$$

получим $U(p) = U/p$.

Для экспоненциальной функции времени $f(t) = e^{-p_k t}$, где p_k — любое положительное число, получим

$$F(p) = \int_0^{\infty} e^{-p_k t} e^{-pt} dt = \int_0^{\infty} e^{-(p_k + p)t} dt = -\frac{1}{p + p_k} e^{-(p + p_k)t} \Big|_0^{\infty},$$

откуда

$$F(p) = \frac{1}{p + p_k}.$$

В справочной литературе по математике и ряду дисциплин приводятся выражения функций, для которых можно определить операторные изображения. Заметим, что независимыми переменными могут быть любые величины, не только время.

Изображения производных и интегралов функций $f(t)$, изображения которых имеют вид $F(p)$, при нулевых начальных условиях определяются как

$$\mathcal{L}[f'(t)] = pF(p); \quad \mathcal{L}[f''(t)] = p^2 F(p) \quad \text{и т. д.}; \quad \mathcal{L}\left[\int f(t) dt\right] = F(p)/p; \\ \mathcal{L}\left[\int dt \int f(t) dt\right] = F(p)/p^2 \quad \text{и т. д.}$$

В этих выражениях $\mathcal{L}[f'(t)]$, например, определяет изображение по Лапласу $f'(t)$.

Уравнение (5-1) в операторном виде перепишется так:

$$ri(p) + Lpi(p) = U/p.$$

Из этого уравнения определяется операторное изображение тока цепи (см. рис. 5-1):

$$i(p) = \frac{U}{p(r + Lp)}. \quad (5-2)$$

Если рассматривать в качестве входной величины напряжение U , а выходной — ток i , то отношение их изображений будет являться *передаточной функцией*

$$H(p) = \frac{i(p)}{U(p)} = \frac{1}{r + Lp}. \quad (5-3)$$

Передаточные функции очень широко используются при исследовании процессов в системах. Как можно показать, из передаточной функции получаем амплитудно-фазовую характеристику цепи путем замены параметра p на $j\omega$:

$$H(j\omega) = \frac{1}{r + j\omega L}.$$

По амплитудно-фазовой характеристике определяются и другие частотные характеристики (см. § 2-11).

Для полученного операторного изображения искомой функции по формулам разложения находим ее выражение — оригинал. В дальнейшем изложении рассмотрим применение метода.

Законы коммутации и начальные условия. При исследовании процессов очень важное значение имеет определение начальных условий. Начальные условия для решения уравнений наиболее просто находятся из энергетических соображений.

Катушки индуктивности и конденсаторы в цепи обладают свойством запасать энергию, а при изменениях состояния цепи запас энергии в этих элементах изменяется. Энергия не может измениться на конечную величину в течение бесконечно малого промежутка времени, так как при этом мощность была бы бесконечно велика. Поэтому токи в катушках индуктивности и напряжения на конденсаторах, а следовательно, и начальные условия в самом начале процесса будут такими же, как и до начала процесса. Этим определяются *законы коммутации*.

По первому закону коммутации ток в цепи с катушкой индуктивности не может измениться скачком на конечную величину, так как при скачке тока э. д. с. самоиндукции $-L (di/dt)$ и мощность цепи были бы бесконечно велики.

По второму закону коммутации не может измениться скачком напряжение на конденсаторе, так как при этом ток цепи $i = C (du_c/dt)$ и мощность также были бы бесконечно велики.

Отметим, что начальные условия определяются для момента времени, непосредственно следующего за началом процесса.

Для схемы рис. 5-1 напряжение на зажимах цепи при отключенном рубильнике отсутствует, а после включения увеличивается скачком до U . Ток цепи и энергия магнитного поля до включения рубильника были равны нулю; следовательно, и в момент времени после включения ток останется равным нулю. Поэтому начальными условиями здесь являются $U(0) = U$ и $i(0) = 0$.

В некоторых случаях для исследования процессов используются и частотные методы, основанные на представлении напряжений и токов, изменяющихся во времени по какому-либо закону, в виде дискретных или непрерывных гармонических функций; могут применяться графические и графо-аналитические методы.

5-2. Включение цепи с катушкой индуктивности и резистором на напряжение постоянного тока

Задачей исследования в данном случае является определение выражения для тока в течение времени переходного процесса от включения рубильника до установления тока в цепи (см. рис. 5-1). Частное решение уравнения (5-1), определяющее установившийся ток цепи, было найдено в виде $i_y = i_r = U/r$.

Общим решением однородного уравнения

$$i_{cb}r + L \frac{di_{cb}}{dt} = 0,$$

как известно, является выражение

$$i_{\text{св}} = Ae^{\alpha t},$$

где e — основание натуральных логарифмов; A — произвольная постоянная и $\alpha = -r/L$ — корень характеристического бинома $r + \alpha L = 0$.

Обозначим $\tau = L/r$ и назовем эту величину электромагнитной постоянной времени. Размерность $\tau = [L/r] = [\text{Ом} \cdot \text{с}/\text{Ом}] = [\text{с}]$.

Переходный ток

$$i = i_{\text{ч}} + i_{\text{св}} = U/r + Ae^{-t/\tau}.$$

Произвольная постоянная A определится из начального условия — ток в начале процесса равен нулю:

$$i(0) = i_{\text{ч}}(0) + i_{\text{св}}(0) = U/r + A = 0,$$

откуда $A = -U/r$.

Окончательно получим выражение для тока:

$$i = i_{\text{ч}} + i_{\text{св}} = \frac{U}{r} - \frac{U}{r} e^{-t/\tau} = \frac{U}{r} (1 - e^{-t/\tau}). \quad (5-4)$$

Вынужденный ток, т. е. установившийся ток, определяется частным решением уравнения и является неизменным током (штриховая прямая на рис. 5-3). Свободный ток убывает по показательному или, как часто говорят, экспоненциальному закону

$$i_{\text{св}} = -\frac{U}{r} e^{-t/\tau}$$

(штриховая кривая на рис. 5-3). Ток цепи в течение переходного процесса $i = i_{\text{ч}} + i_{\text{св}}$ возрастает от $i = 0$ при $t = 0$ до $i = U/r$ при $t \rightarrow \infty$.

Рассмотрим более подробно процесс изменения тока в течение переходного процесса.

При $t = \tau$ ток $i = \frac{U}{r} (1 - e^{-1})$; при $t = 2\tau$ ток $i = \frac{U}{r} (1 - e^{-2})$ и т. д.

Ток i в различные моменты времени t имеет следующие значения:

t	0	τ	2τ	3τ	4τ	5τ
i	0	$0,632i_y$	$0,865i_y$	$0,95i_y$	$0,982i_y$	$0,993i_y$

Из приведенной таблицы следует, что электромагнитная постоянная времени численно равна времени, в течение которого ток достигает 0,632 установившегося значения. Теоретически ток цепи будет равен установившемуся, когда $e^{-t/\tau} = 0$, а значит, выражение в скобках (5-4) будет равно 1, т. е. при $t \rightarrow \infty$. Практически ток

достигает установившегося значения по истечении времени $t = (3 \div 4) \tau$, когда он отличается от этого значения на $5 - 1,8\%$.

Электромагнитная постоянная времени $\tau = L/r$ является мерой инерционности цепи: чем больше индуктивность L и меньше сопротивление r цепи, тем медленнее изменяется ток цепи.

Любая цепь обладает некоторой индуктивностью, поэтому для каждой цепи можно определить значение электромагнитной постоянной. Эта постоянная может быть равной от долей микросекунд — для цепей без сосредоточенных индуктивностей до секунд — для обмоток магнитных полюсов крупных электрических машин. Электромагнитную постоянную можно определить разными путями. Укажем еще одно определение этой постоянной.

Проведем касательную к кривой изменения тока в начальной точке $t = 0$ (рис. 5-3). Тангенс угла α наклона касательной пропорционален производной тока (5-3):

$$\left(\frac{di}{dt} \right)_{t=0} = \frac{U}{r} \frac{1}{\tau} e^{-t/\tau} \Big|_{t=0} = \frac{i_y}{\tau}.$$

Из рис. 5-3 определяем, что $\operatorname{tg} \alpha = i_y / \tau = OA/AB$, но отрезок OA в масштабе тока равен i_y , поэтому отрезок AB в масштабе времени дает значение постоянной времени τ .

Как было указано в § 5-1, выражение для переходного тока может быть получено и путем интегрирования дифференциального уравнения с разделенными переменными.

Разделяя в уравнении (5-1) переменные i и t , получим

$$\frac{di}{U/r - i} = \frac{r}{L} dt.$$

Учтем, что если напряжение неизменно, то $di = -d(U/r - i)$; поэтому

$$\frac{d(U/r - i)}{U/r - i} = - \frac{dt}{\tau}.$$

Интегрируя обе части уравнения, получим

$$\ln(U/r - i) = -t/\tau + C$$

или

$$U/r - i = e^{-t/\tau} e^C = Ae^{-t/\tau}.$$

При $t = 0$ ток $i = 0$, следовательно, $A = U/r$.

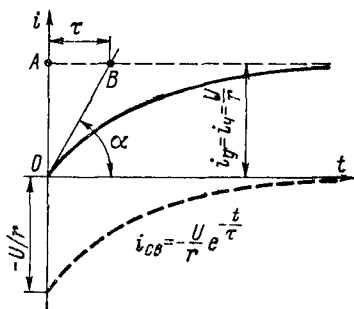


Рис. 5-3. Кривые токов при переходном процессе

Окончательно

$$i = \frac{U}{r} (1 - e^{-t/\tau}).$$

Мы получили такое же решение уравнения (5-1), как и раньше.

5-3. Выключение катушки индуктивности

При отключении от источника питания постоянного тока цепи со значительной индуктивностью L , например обмотки возбуждения электрической машины постоянного тока, вследствие быстрого уменьшения тока в цепи индуктируется значительная э. д. с. самоиндукции, действующая в сторону поддержания тока. В результате этого между расходящимися контактами выключателя возникает электрическая дуга, которая может быть достаточно мощной и вызвать оплавление контактов. Поэтому мощные выключо-

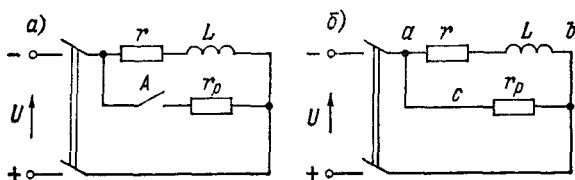


Рис. 5-4. Схемы включения разрядных резисторов: а — включение разрядного резистора при отключении цепи; б — постоянно включенный резистор

чающие аппараты обычно снабжаются специальными дугогасящими устройствами, обеспечивающими ускоренное гашение дуги. Кроме того, значительная э. д. с., индуктированная при отключении цепи, может вызвать повреждение изоляции проводов катушки и последующий пробой изоляции. Поэтому при отключении цепей со значительной индуктивностью параллельно отключаемой цепи, включают разрядные резисторы, что существенно уменьшает э. д. с. самоиндукции при отключении.

Применяют различные схемы включения разрядного резистора, примеры их показаны на рис. 5-4. На схеме рис. 5-4, а при отключении цепи замыкающим контактом выключателя А включается разрядный резистор r_p ; при включении цепи цепь разрядного резистора размыкается. На схеме рис. 5-4, б параллельно цепи постоянно включен разрядный резистор. В разрядном резисторе имеют место потери энергии при включенной цепи, что является недостатком этой простой схемы. Параллельно цепи включают также полупроводниковые диоды с тем, чтобы при отключении цепи через них протекал ток в проводящем направлении.

Для схемы рис. 5-4, б, например, в идеальном случае мгновенного отключения цепи на основании второго закона Кирхгофа для кон-

тура *abc* составим уравнение

$$i(r + r_p) = -L \frac{di}{dt} \quad \text{или} \quad L \frac{di}{dt} + i(r + r_p) = 0. \quad (5-5)$$

Общее решение однородного уравнения

$$i = Ae^{-t/\tau},$$

где $\tau = L/(r + r_p)$ — электромагнитная постоянная времени.

По первому закону коммутации ток цепи в момент времени непосредственно после отключения равен $i(0) = Ae^0 = A = U/r$. Следовательно, выражение для тока имеет вид

$$i = \frac{U}{r} e^{-t/\tau}. \quad (5-6)$$

После отключения ток убывает по экспоненциальному закону. Напряжение на зажимах цепи *ab*

$$u_{ab} = ir_p = \frac{r_p}{r} U e^{-t/\tau}. \quad (5-7)$$

Напряжение на зажимах цепи вначале повышается до значения Ur_p/r , а затем экспоненциально убывает. Кривые изменения тока и напряжения даны на рис. 5-5.

Практически из-за наличия дуги между расходящимися контактами выключателя начальный пик напряжения будет несколько уменьшен. Для того чтобы начальный всплеск напряжения при включении не превосходил 8—10-кратного напряжения питания, кратность сопротивления разрядного резистора r_p/r берется обычно не больше 8—10. Как и на рис. 5-3, касательная к начальной части кривой тока *i* или напряжения *u* отсекает на оси абсцисс отрезок, равный в масштабе времени электромагнитной постоянной τ .

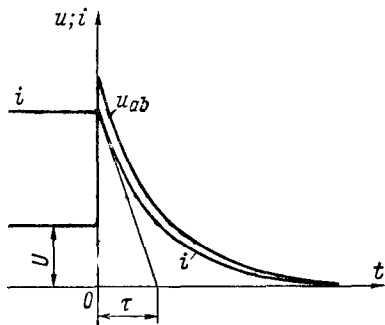


Рис. 5-5. Кривые тока и напряжения на зажимах катушки индуктивности при отключении цепи с разрядным резистором

5-4. Заряд и разряд конденсатора

Заряд конденсатора. В процессе заряда обкладкам конденсатора сообщаются равные по значению, но разные по знаку электрические заряды; между обкладками возникает электрическое поле. При появлении электрического поля в пространстве между обкладками запасается некоторое количество энергии электрического поля.

Предположим, что цепь, состоящая из незаряженного конденсатора емкостью *C* и последовательно соединенного с ним резистивного элемента *r*, включается на неизменное напряжение

(рис. 5-6, а). Заметим, что всегда следует считаться с наличием некоторого сопротивления в цепи конденсаторов, даже если отсутствует добавочное сопротивление, так как соединительные провода обладают сопротивлением и сам конденсатор имеет потери.

При включении конденсатора в цепи начинает протекать ток i , ограниченный вначале только сопротивлением цепи. По мере накопления заряда на обкладках конденсатора увеличивается напряжение между обкладками u_C , и вследствие этого уменьшается зарядный ток в цепи, определяющийся выражением

$$i = \frac{U - u_C}{r},$$

где U — напряжение цепи; r — сопротивление цепи.

Следовательно, заряд конденсатора происходит при уменьшении зарядного тока. По мере заряда увеличиваются напряжение на зажимах конденсатора и энергия электрического поля.

Можно считать, что по истечении достаточно длительного промежутка времени напряжение на обкладках будет практически равно напряжению цепи и зарядный ток будет равен нулю — процесс заряда закончится.

Как и в других переходных процессах, при заряде требуется некоторое время для его завершения, в течение которого происходит накопление энергии электрического поля.

Составим дифференциальное уравнение, описывающее протекание процесса. В соответствии со вторым законом Кирхгофа

следует считать, что неизменное напряжение на зажимах цепи равно сумме напряжения ir на зажимах резистора и напряжения u_C на зажимах конденсатора: $U = ir + u_C$.

Напишем уравнение в операторном виде, учитывая, что неизменное напряжение на зажимах цепи U имеет операторное изображение U/p , а ток $i = C \frac{du_C}{dt}$ — операторное изображение $Cru_C(p)$:

$$U/p = rCru_C(p) + u_C(p). \quad (5-8)$$

Величина rC измеряется в единицах времени и является постоянной времени цепи. Из выражения (5-8) определим изображение напряжения на конденсаторе $u_C(p)$ (здесь $u_C = 0$ при $t = 0$) и передаточную функцию $H(p)$:

$$u_C(p) = \frac{U}{p(1 + \tau p)} \quad \text{и} \quad H(p) = \frac{u_C(p)}{U(p)} = \frac{1}{p(1 + \tau p)}. \quad (5-9)$$

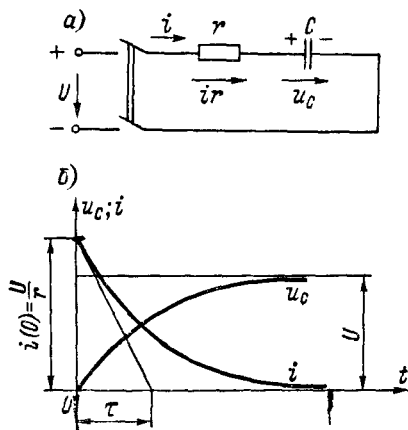


Рис. 5-6. Разряд конденсатора: а — схема включения; б — кривые тока и напряжения

Выражения для оригиналов функций, соответствующих различным изображениям, приводятся в справочниках по операторному методу. Для выражений (5-9) с одним нулевым корнем в знаменателе вида $F(p) = \frac{P(p)}{pG(p)}$, где $P(p)$ и $G(p)$ — степенные полиномы параметра p , оригинал функции $f(t)$ в соответствии с формулой разложения будет

$$f(t) = \frac{P(0)}{G(0)} + \sum_{k=1}^n \frac{P(p_k)}{p_k G'(p_k)} e^{p_k t}, \quad (5-10)$$

где $P(0)$ и $G(0)$ — значения полиномов при $p = 0$; p_k — корни полинома $G(p)$ n -й степени; $P(p_k)$ — значения полинома $P(p)$ при $p = p_k$; $G'(p_k)$ — значение производной полинома $G(p)$ по параметру p при $p = p_k$.

Применим это выражение для нахождения напряжения u_C . Учтем, что $P(0)/G(0) = U$; двучлен $G(p) = 1 + \tau p$ имеет один корень:

$$p_1 = -\frac{1}{\tau}; \quad P(p_1) = U \quad \text{и} \quad G'(p_1) = \left. \frac{dG(p)}{dp} \right|_{p=p_1} = \tau.$$

Исходя из этого, получим выражение для u_C :

$$u_C = \frac{P(0)}{G(0)} + \frac{P(p_1)}{p_1 G'(p_1)} = U - U e^{-t/\tau} = U (1 - e^{-t/\tau}); \quad (5-11)$$

ток цепи определится как

$$i = C \frac{du_C}{dt} = C \frac{U}{\tau} e^{-t/\tau} = \frac{U}{r} e^{-t/\tau}. \quad (5-12)$$

Ток цепи убывает, а напряжение на зажимах конденсатора возрастает экспоненциально. Кривые напряжения и тока приведены на рис. 5-6, б. Теоретически процесс заканчивается по истечении бесконечно длительного времени, практически его можно считать закончившимся по истечении времени $t = (3 \div 4) \tau$; определение постоянной времени было дано ранее (см. § 5-2). Здесь было показано, как при помощи операторного метода исследуется процесс в цепи. В дальнейшем преимущественно будем пользоваться более наглядными классическими методами.

Разряд конденсатора. Если замкнуть цепь, содержащую заряженный до напряжения U_{C0} конденсатор и резистивный элемент, при общем сопротивлении r (рис. 5-7, а), то в ней будет протекать разрядный ток i . Протекание

разрядного тока будет обуславливать уменьшение заряда конденсатора и напряжения на его зажимах. Следовательно, процесс разряда проходит при постепенно уменьшающемся напряжении на зажимах и разрядном токе. При разряде конденсатора запасенная энергия электрического поля переходит в электрическую и рассеивается как тепловая в резистивном элементе r .

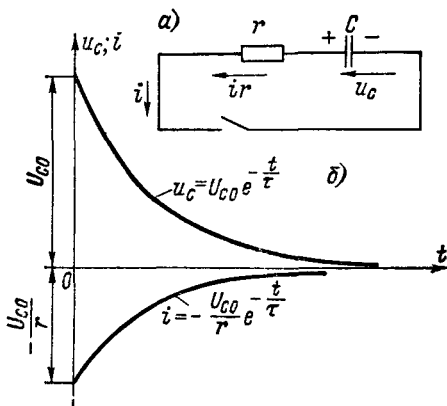


Рис. 5-7. Разряд конденсатора: а — схема цепи; б — кривые тока и напряжения

Для цепи на рис. 5-7, *а* можно составить уравнение $u_c + ir = 0$. Преобразовывая это уравнение, получим

$$\frac{\int i dt}{C} + ir = 0 \quad \text{или} \quad r \frac{di}{dt} + i = 0.$$

Решение этого уравнения находится подобно решению уравнения (5-5):

$$i = Ae^{-t/\tau}.$$

Для момента времени начала процесса $t = 0$ напряжение на обкладках конденсатора равно U_{c0} и начальный ток $i(0) = A = -U_{c0}/r$.

Окончательно выражение для разрядного тока получим в виде

$$i = -\frac{U_{c0}}{r} e^{-t/\tau}. \quad (5-13)$$

Напряжение на зажимах конденсатора

$$u_c = -ir = U_{c0} e^{-t/\tau}. \quad (5-14)$$

На рис. 5-7, *б* даны кривые изменения разрядного тока и напряжения на зажимах конденсатора. Как следует из приведенных выражений, разрядный ток и напряжение конденсатора убывают по экспоненциальному закону, начиная от значений $-U_{c0}/r$ и U_{c0} соответственно. В выражении (5-13) разрядный ток получился отрицательным. Это соответствует тому, что разрядный ток протекает в направлении, обратном зарядному току, протекавшему согласно действию напряжения на зажимах конденсатора и принятому нами положительным [см. выражение (5-12)].

В отношении времени разряда конденсатора и определения постоянных времени следует учитывать замечания, сделанные при рассмотрении заряда конденсатора.

5-5. Разряд конденсатора в нелинейной цепи

Исследование переходных процессов в цепях, содержащих нелинейные элементы, например нелинейные резисторы, не может быть выполнено как для линейных цепей, когда для описания процесса служило одно линейное уравнение. Исследование процессов в нелинейных цепях является одной из наиболее сложных задач, для этой цели могут применяться различные методы. Одним из них является исследование протекания процесса для отдельных отрезков времени, в течение

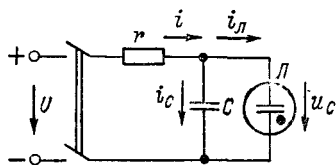


Рис. 5-8. Схема цепи с нелинейным элементом

которых можно считать, что параметры цепи неизменны или примерно неизменны.

Рассмотрим для примера цепь (рис. 5-8), в которой на напряжение постоянного тока последовательно с резистором r включены соединенные параллельно друг с другом конденсатор C и лампа тлеющего разряда L , например неоновая. При малых напряжениях через неоновую лампу протекает очень небольшой ток и ее сопротивление велико. Если повышать напряжение, то при некотором его значении U_2 и токе $i_n = i_2$ в лампе возникает ионизация, что сопровождается свечением, и сопротивление ее резко уменьшается; при понижении напряжения до U_1 при токе $i_n = i_1$ тлеющий разряд прекращается. Если выполнены условия $U > U_2$ и $(U - U_2)/i_2 > r > (U - U_1)/i_1$, то в цепи возникают незатухающие релаксационные колебания. Такие колебания могут быть только в нелинейных системах, и в теории автоматического управления их называют автоколебаниями. При включении такой цепи на напряжение U конденсатор начинает заряжаться, напряжение u_C на его зажимах возрастает по экспоненциальному закону до значения $u_C = U_2$, после чего зажигается лампа L и начинается быстрый разряд конденсатора через лампу с относительно малым сопротивлением $r_n = r_2$ при тлеющем разряде. Когда напряжение на конденсаторе уменьшится до значения $u_C = U_1$, разряд в лампе прекращается и конденсатор снова начинает заряжаться. Кривые напряжения u_C и тока i_C конденсатора приведены на рис. 5-9. Заметим, что если сопротивление резистора r и постоянная времени rC достаточно велики, то начальная часть экспоненты u_C — практически прямая (время заряда t_3), а процесс разряда при малом сопротивлении лампы r_n происходит очень быстро (время разряда t_p). В этом случае кривая напряжения u_C имеет вид пилы, а устройство может служить в качестве простейшего генератора пилообразного напряжения, служащего для развертки луча в электроннолучевых трубках.

Исследование процесса можно производить для двух состояний цепи. Для заряда конденсатора от напряжения U_1 до напряжения U_2 , пренебрегая малым током лампы, получим выражение, подобное (5-11):

$$u_C = U_1 + (U - U_1)(1 - e^{-t/\tau_1}) = U - (U - U_1)e^{-t/\tau_1},$$

где $\tau_1 = rC$ — постоянная времени при заряде.

Для разряда, считая неизменным сопротивление лампы $r_n = r_2$ и пренебрегая небольшим током от источника питания, получим

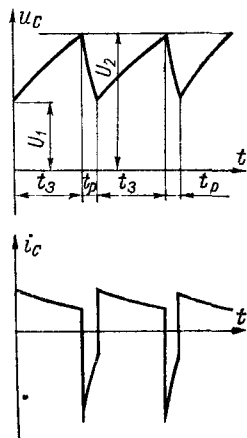


Рис. 5-9. Кривые тока и напряжения конденсатора при релаксационных колебаниях

выражение, подобное (5-14):

$$u_C = U_2 e^{-t/\tau_2},$$

где $\tau_2 = r_2 C$.

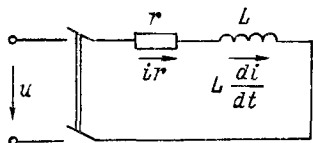
Этими выражениями определяется вид кривых на рис. 5-9.

5-6. Включение цепи с катушкой индуктивности и резистором на напряжение переменного тока

Рассмотрим процесс при включении цепи с последовательно соединенными катушкой индуктивности L и резистором; общее сопротивление цепи r (рис. 5-10). Известно, что по истечении некоторого промежутка времени в цепи будет протекать установившийся переменный ток

$$i = \frac{U_m}{z} \sin(\omega t + \psi_u - \varphi), \quad (5-15)$$

где U_m — амплитудное значение напряжения на зажимах цепи; $z = \sqrt{r^2 + (\omega L)^2}$ — полное сопротивление цепи; ψ_u — начальная фаза напряжения цепи; $\varphi = \arctg(\omega L/r)$ — угол сдвига по фазе тока относительно напряжения. Это выражение для тока не определяет процесса перехода цепи от выключенного состояния к состоянию при установившемся переменном токе. Процесс должен быть определен путем решения дифференциального уравнения для данной цепи.



По второму закону Кирхгофа можно написать уравнение, подобное уравнению (5-1), с тем отличием, что в правой части уравнения будет мгновенное значение напряжения на зажимах цепи:

Рис. 5-10. Схема цепи с резистором и катушкой индуктивности

$$ir + L \frac{di}{dt} = u = U_m \sin(\omega t + \psi_u). \quad (5-16)$$

Частное решение этого уравнения определяет известное нам выражение (5-15) для установившегося переменного тока, так как при подстановке выражения для тока (5-15) в уравнение (5-16) получаем тождество.

Для нахождения свободного тока следует решить уравнение (5-16) без правой части:

$$i_{св} r + L \frac{di_{св}}{dt} = 0.$$

Решение этого однородного уравнения, как было показано раньше [см. выражение (5-4)], имеет вид

$$i_{св} = A e^{-t/\tau},$$

где $i_{св}$ — свободный ток процесса; $\tau = L/r$ — постоянная времени цепи; A — произвольная постоянная.

Постоянная A определяется из начального условия: в начальный момент времени, непосредственно следующий за включением рубильника ($t = 0$), энергия магнитного поля и ток цепи равны нулю. Из этого условия

$$i(0) = i_{\text{ч}}(0) + i_{\text{св}}(0) = \frac{U_m}{z} \sin(\psi_u - \varphi) + A = 0,$$

откуда $A = -\frac{U_m}{z} \sin(\psi_u - \varphi)$. Поэтому выражение для тока цепи в течение времени переходного процесса, равного сумме токов частного $i_{\text{ч}}$ и общего $i_{\text{св}}$ решений однородного уравнения, имеет вид

$$i = i_{\text{ч}} + i_{\text{св}} = \frac{U_m}{z} \sin(\omega t + \psi_u - \varphi) - \frac{U_m}{z} e^{-t/\tau} \sin(\psi_u - \varphi). \quad (5-17)$$

Обратим внимание на то, что $I_m = U_m/z$ представляет собой амплитуду переменного тока, а $I_m \sin(\psi_u - \varphi) = I_0$ — значение

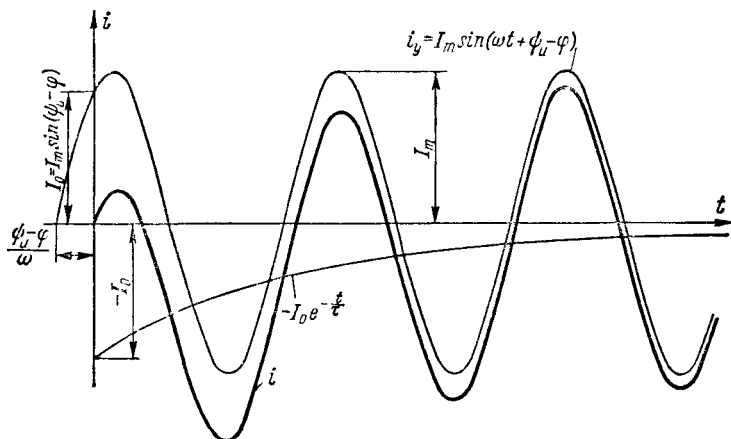


Рис. 5-11. Кривые тока цепи с катушкой индуктивности при включении на напряжение переменного тока

переменного тока, которое имело бы место в момент времени $t = 0$. На основании этого выражение для тока может быть переписано:

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_u - \varphi) - I_0 e^{-t/\tau}. \quad (5-18)$$

Кривые токов переходного процесса даны на рис. 5-11. Ток цепи в течение переходного процесса состоит из двух составляющих: установившегося переменного тока и свободного тока неизменного направления, затухающего по экспоненциальному закону. По истечении некоторого промежутка времени $t = (3 \div 4) \tau$ неизменная составляющая тока практически затухает и ток цепи будет установившимся переменным током.

Полученные результаты можно истолковать физически. Переменный ток в момент времени $t = 0$ должен быть равен $I_m \sin(\psi_u - \varphi)$, но цепь не может мгновенно изменить свое состояние, существ-

вовавшее до начала процесса, когда ток, магнитный поток и энергия поля были равны нулю. Поэтому появляется составляющая тока

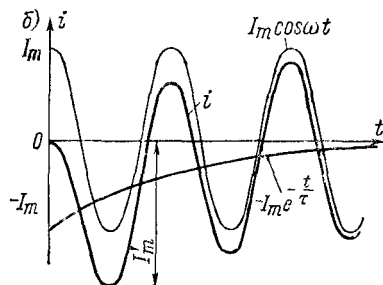
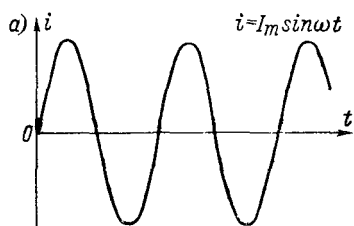


Рис. 5-12. Кривые тока цепи с катушкой индуктивности: а — для включения при прохождении тока через нуль; б — для включения при прохождении тока через максимум

$-I_m \sin (\psi_u - \varphi)$, дополняющая ток цепи так, что вначале переходный ток равен нулю. Эта составляющая тока и связанная с ее наличием энергия затухают во времени.

Обратим внимание на то, что в этом случае наибольший ток цепи при переходном процессе больше амплитуды переменного тока и его значение зависит от того, в какой момент времени будет включен рубильник. Рассмотрим два крайних случая включения цепи: включение цепи в момент времени прохождения переменного тока через нуль ($\psi_u - \varphi = 0, \pi, 2\pi$ и т. д.) и в момент времени прохождения тока через амплитудное значение ($\psi_u - \varphi = \pi/2, 3\pi/2, 5\pi/2$ и т. д.).

В первом случае $I_0 = 0$ и ток цепи сразу устанавливается как переменный с начальным значением $i(0) = 0$ (рис. 5-12, а):

$$i = I_m \sin \omega t. \quad (5-19)$$

Во втором случае ток $I_0 = \pm I_m$ и выражение для тока

$$i = I_m \cos \omega t \mp I_m e^{-t/\tau}. \quad (5-20)$$

Как видно из рис. 5-12, б, наибольший ток I'_m в течение процесса может почти удвоиться (с учетом затухания постоянной составляющей) по сравнению с амплитудным значением переменного тока.

Часто в расчетах принимают, что наибольшее возможное значение тока в течение времени переходного процесса составляет $I'_m = 1,8 I_m$.

5-7. Разряд конденсатора в цепи, содержащей катушку индуктивности

Рассмотрим процесс разряда конденсатора C в цепи, содержащей линейные элементы — катушку индуктивности L , резистор и другие элементы с сопротивлением r (рис. 5-13). Как будет показано, в такой линейной цепи при некоторых условиях могут возникнуть электрические колебания.

Предположим, что в цепи с конденсатором C , заряженным до напряжения $U_{с0}$, включается рубильник P и начинается разряд конденсатора. Вначале ток будет равен нулю, так как в цепь включена катушка индуктивности. Затем начинается разряд при увеличении разрядного тока. Начиная с некоторого значения, разрядный ток убывает.

Возможны два различных случая разряда конденсатора.

Если сопротивление цепи относительно велико, то разрядный ток после достижения наибольшего значения начинает уменьшаться. Процесс проходит при постепенном уменьшении напряжения и разрядного тока, вплоть до нулевого значения. При этом энергия, запасенная в электрическом поле конденсатора, постепенно рассеивается в резистивных элементах с сопротивлением r , переходя в тепловую.

Процесс разряда называется аperiodическим и подобен движению отклоненного маятника в вязкой среде, когда маятник аperiodически приближается к положению устойчивого равновесия.

Принципиально другой характер имеет процесс при относительно небольшом сопротивлении r цепи. В этом случае ток при разряде и энергия магнитного поля, запасенная за счет уменьшения энергии электрического поля при разряде, могут быть настолько велики, что к моменту прохождения напряжения на зажимах конденсатора через нуль ток цепи не успеет уменьшиться до нулевого значения.

Протекание тока после завершения разряда в том же направлении, что и при разряде, обуславливает перезаряд конденсатора до некоторого напряжения другой полярности, меньшего по значению, чем начальное. Затем снова начинается разряд при другом направлении тока, происходит перезаряд до напряжения прежней полярности и т. д. — разряд сопровождается колебаниями.

Процесс разряда конденсатора в этом случае называется колебательным и подобен затухающим колебаниям отклоненного маятника.

При замыкании цепи (рис. 5-13) сумма напряжений, действующих на отдельных участках цепи, равна нулю:

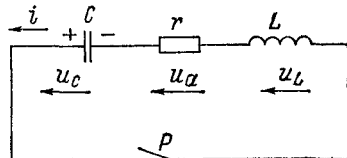


Рис. 5-13. Схема цепи, содержащей катушку индуктивности и резистор, при разряде конденсатора

$$L \frac{di}{dt} + ir + Q/C = 0. \quad (5-21)$$

Дифференцируя уравнение по времени, учитывая, что $dQ/dt = i$, и разделив уравнение на индуктивность L , получим дифференциальное уравнение процесса:

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{r}{L} \frac{di}{dt} + \frac{i}{LC} = 0. \quad (5-22)$$

Общее решение этого линейного однородного уравнения второго порядка может быть представлено в виде

$$i = A_1 e^{\alpha_1 t} + A_2 e^{\alpha_2 t}. \quad (5-23)$$

Коэффициенты A_1 и A_2 определяются из начальных условий. Коэффициенты α_1 и α_2 являются корнями характеристического полинома

$$\alpha^2 + \frac{r}{L} \alpha + \frac{1}{LC} = 0.$$

Корни полинома

$$\alpha_{1,2} = -\frac{r}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{r}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}.$$

Обозначим величину $1/(LC)$, измеряемую в секундах в минус второй степени (c^{-2}), через ω_0^2 . Эта величина является квадратом собственной угловой частоты колебаний при относительно малом сопротивлении цепи. Величину $r/(2L)$ обозначим δ . В новых обозначениях

$$\alpha_{1,2} = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}.$$

Если величина под корнем больше нуля, оба корня — вещественные отрицательные и имеет место аperiodический разряд конденсатора. Если $\omega_0 > \delta$, то величина под корнем отрицательна и корни полинома — комплексные сопряженные, что определяет колебательный характер процесса.

В начале процесса разрядный ток цепи равен нулю, так как в цепь включена катушка индуктивности. Кроме того, из уравнения (5-21) следует, что при $i(0) = 0$ напряжение на зажимах катушки индуктивности $L(di/dt)$ равно напряжению на конденсаторе U_{C0} в начале процесса со знаком минус, т. е. $L di/dt|_{t=0} = -U_{C0}$.

Эти соображения определяют начальные условия, необходимые для решения дифференциального уравнения.

Рассмотрим отдельно аperiodический и колебательный разряды.

Аperiodический разряд. В этом случае оба корня α_1 и α_2 — вещественные отрицательные. По известным начальным условиям определим коэффициенты A_1 и A_2 уравнения (5-23). В начальный момент времени $t = 0$

$$i(0) = A_1 + A_2 = 0.$$

Из этого уравнения следует, что $A_1 = -A_2 = A$.

Для начального условия $L di/dt|_{t=0} = -U_{C0}$

$$\alpha_1 A - \alpha_2 A = 2 \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2} A = -U_{C0}/L,$$

откуда

$$A = -\frac{U_{C0}}{2L \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}}.$$

Следовательно, выражение для тока разряда i может быть записано так:

$$i = A (e^{\alpha_1 t} - e^{\alpha_2 t}) = \frac{U_{C0}}{2L \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}} \times \\ \times [e^{-(\delta - \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2})t} - e^{-(\delta + \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2})t}].$$

Обозначая ток $\frac{U_{C0}}{2L \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}}$ через I_0 , получим

$$i = -I_0 [e^{-(\delta - \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2})t} - e^{-(\delta + \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2})t}]. \quad (5-24)$$

Напряжение на зажимах катушки индуктивности

$$u_L = L \frac{di}{dt} = -LI_0 [(\delta + \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}) e^{-(\delta + \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2})t} - \\ - (\delta - \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}) e^{-(\delta - \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2})t}]. \quad (5-25)$$

Напряжение на зажимах конденсатора

$$u_C = -ir - L \frac{di}{dt} = \frac{U_{C0}}{2 \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}} [(\delta + \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}) e^{-(\delta - \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2})t} - \\ - (\delta - \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}) e^{-(\delta + \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2})t}]. \quad (5-26)$$

Выражение для тока i состоит из двух составляющих. В начале процесса при $t=0$ сумма составляющих равна нулю. Затем первая, отрицательная, составляющая убывает медленнее, чем вторая, положительная, так как по абсолютному значению показатель степени e у первой составляющей меньше, чем у второй: $|\alpha_2| > |\alpha_1|$.

Кривая изменения тока дана на рис. 5.14, а. Ток цепи при разряде, определяющийся суммой двух составляющих, сравнительно быстро увеличивается,

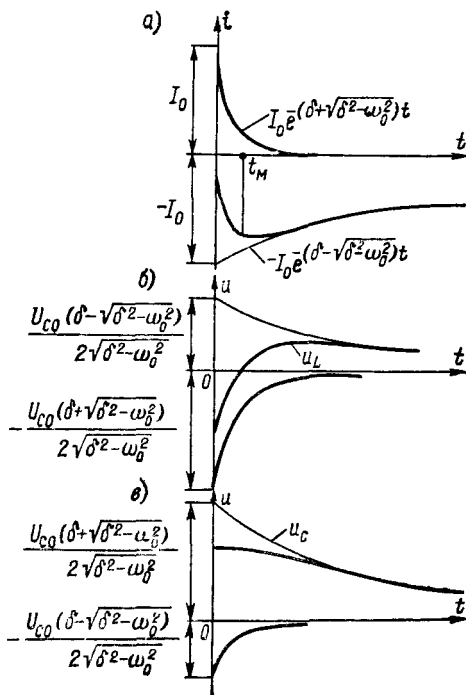


Рис. 5-14. Кривые токов и напряжений при аperiodическом разряде: а — токи при разряде; б — напряжения на зажимах катушки индуктивности; в — напряжения конденсатора

достигает в момент времени t_m наибольшего значения, а затем начинает медленно убывать.

Напряжение на зажимах катушки индуктивности u_L складывается из отрицательной составляющей, большей по значению и относительно быстро затухающей, и положительной, меньшей по значению и затухающей медленнее. Напряжение u_L вначале равно напряжению на зажимах конденсатора с обратным знаком $-U_{C0}$, затем быстро уменьшается, проходит через нуль в момент времени t_m , когда ток приходит через максимум, возрастает в положительном направлении и затем уменьшается (рис. 5-14, б).

Напряжение на зажимах конденсатора u_C складывается из положительной составляющей, большей по значению и затухающей относительно медленно, и второй (отрицательной) составляющей, меньшей по значению и затухающей быстрее. Вначале напряжение

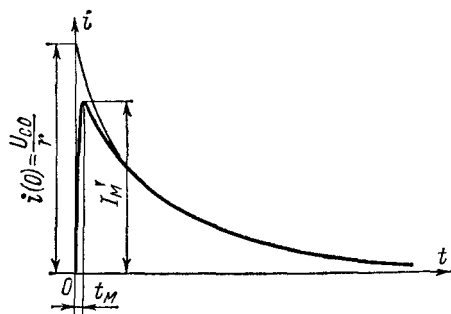


Рис. 5-15. К сравнению токов при разряде в цепи без катушки индуктивности и с небольшой индуктивностью

$u_C = U_{C0}$, затем убывает относительно медленно, когда ток невелик и малы рассеяние электрической энергии и энергия магнитного поля; затем напряжение конденсатора убывает практически по экспоненциальному закону, определяемому выражением первой составляющей (рис. 5-14, в).

При исследовании процессов заряда и разряда конденсаторов (см. § 5-4) мы принимали, что ток цепи при заряде и разряде в на-

чале процесса мгновенно возрастает от нулевого значения до начального. Такое описание процесса является несколько идеализированным. На самом деле всякая цепь обладает некоторой, хотя бы и самой незначительной, индуктивностью. Поэтому ток цепи возрастает до максимального значения при разряде не мгновенно, а в течение некоторого времени, пусть самого малого. На рис. 5-15 показаны кривые тока при разряде без учета индуктивности цепи (тонкая линия) и с учетом индуктивности (жирная линия). Наибольший ток разряда I'_m имеет место в момент времени t_m , и его значение меньше значения идеализированного начального тока.

Предельный случай аperiодического разряда: $\delta = \omega_0$. При уменьшении сопротивления r уменьшается затухание $\delta = r/(2L)$. При некотором значении сопротивления r , когда $r/(2L) = \omega_0$, корни характеристического полинома равны: $a_1 = a_2 = -r/(2L)$. Как можно легко показать путем решения уравнения процесса, разряд при этом будет также аperiодическим.

Вместе с тем этот случай является предельным, так как при дальнейшем уменьшении затухания δ и неизменной частоте собственных колебаний ω_0 разряд уже будет колебательным.

Колебательный разряд конденсатора. При $\delta < \omega_0$ оба корня характеристического полинома будут комплексными сопряженными:

$$\alpha_{1,2} = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2} = -\delta \pm \sqrt{-1} \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} = -\delta \pm j\omega,$$

где $j = \sqrt{-1}$ — мнимое число; $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$ — частота колебаний при разряде, как это будет показано ниже.

Для общего решения уравнения (5-22), как и раньше, может быть написано выражение (5-23).

Исходя из начальных условий, можно написать

$$i(0) = A_1 + A_2 = 0 \text{ и } A_1 = -A_2 = A;$$

$$\left. \frac{di}{dt} \right|_{t=0} = \alpha_1 A_1 + \alpha_2 A_2 = A(\alpha_1 - \alpha_2) = -\frac{U_{C0}}{L},$$

откуда

$$A = -\frac{U_{C0}}{L(\alpha_1 - \alpha_2)} = -\frac{U_{C0}}{2j\omega L}.$$

Следовательно, ток цепи может быть выражен как

$$\begin{aligned} i &= -\frac{U_{C0}}{2j\omega L} [e^{(-\delta + j\omega)t} - e^{(-\delta - j\omega)t}] = \\ &= -\frac{U_{C0}}{\omega L} e^{-\delta t} \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j}. \end{aligned}$$

По формуле Эйлера $\frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j} = \sin \omega t$.

Окончательное выражение для тока

$$i = -\frac{U_{C0}}{\omega L} e^{-\delta t} \sin \omega t = -I_0 e^{-\delta t} \sin \omega t, \quad (5-27)$$

где $I_0 = U_{C0}/(\omega L)$.

Ток при разряде изменяется синусоидально с частотой ω , убывая по экспоненциальному закону (рис. 5-16, а).

Напряжение на зажимах катушки индуктивности

$$u_L = L \frac{di}{dt} = -LI_0 e^{-\delta t} (\omega \cos \omega t - \delta \sin \omega t).$$

Определим угол β :

$$\beta = \arcsin \frac{\delta}{\sqrt{\delta^2 + \omega^2}} = \arcsin \frac{\delta}{\omega_0}.$$

Тогда

$$\begin{aligned} u_L &= -LI_0 \omega e^{-\delta t} (\cos \beta \cos \omega t - \sin \beta \sin \omega t) = \\ &= I_0 \sqrt{L/C} e^{-\delta t} \cos(\omega t + \beta). \end{aligned}$$

Величина $\sqrt{L/C}$ является волновым сопротивлением $Z = \omega_0 L$, и $\cos(\omega t + \beta) = \sin(\omega t + \pi/2 + \beta)$; окончательно

$$u_L = -I_0 Z e^{-\delta t} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \beta\right). \quad (5-28)$$

Напряжение на зажимах катушки индуктивности изменяется синусоидально, убывает по экспоненциальному закону и опережает ток на угол, больший $\pi/2$ (рис. 5-16, б).

Путем подобных выводов можно получить выражение для напряжения на зажимах конденсатора:

$$u_C = -I_0 Z e^{-\delta t} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2} - \beta\right). \quad (5-29)$$

Кривая напряжения u_C приведена на рис. 5-16, б. Как следует из выражений (5-28) и (5-29), а также из рис. 5-16, б, напряжения u_L и u_C сдвинуты по фазе на угол $\pi + 2\beta$.

Если сопротивление цепи было бы очень мало и $\beta = 0$, то напряжения были бы сдвинуты по фазе на угол π и уравнивались в каждый момент времени друг друга. Затухание $\delta = 0$, и поэтому колебания были бы незатухающими.

В процессе колебаний происходит непрерывный обмен энергией между катушкой индуктивности и конденсатором. В идеальном случае, при

$r = 0$, энергия электрического поля изменялась бы от наибольшего значения, когда $u_C = U_{C0}$ и $i = 0$, а энергия магнитного поля равна нулю, до нулевого значения, когда $u_C = 0$ и $i = I_0$, а энергия магнитного поля — наибольшая.

Определим отношение амплитуд тока или напряжения, следующих друг за другом через период T , начиная с момента времени t_1 . В момент времени t_1 амплитуда тока $I_0 e^{-\delta t_1}$, а в момент времени $t_1 + T$ амплитуда тока $I_0 e^{-\delta(t_1 + T)}$.

Отношение амплитуд

$$\Delta = \frac{I_0 e^{-\delta t_1}}{I_0 e^{-\delta(t_1 + T)}} = e^{-\delta T} \quad (5-30)$$

называется декрементом колебаний и характеризует быстроту затухания колебаний.

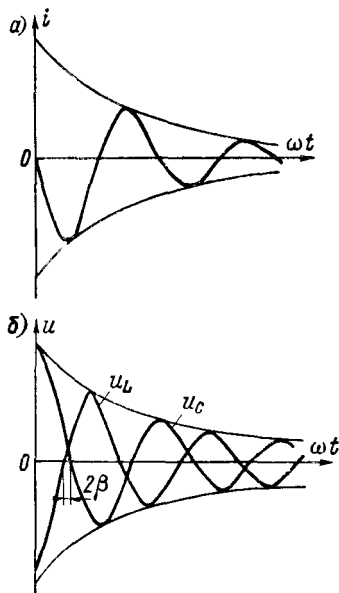


Рис. 5-16. Кривые тока (а) и напряжения (б) при колебательном разряде конденсатора

Чаще для суждения о быстроте затухания пользуются значением логарифмического декремента колебаний:

$$\vartheta = \ln \Delta = \delta T. \quad (5-31)$$

Затухание будет тем больше, чем больше сопротивление цепи и период колебаний и чем меньше индуктивность цепи.

Если сопротивление цепи очень мало, т. е. $r \approx 0$ и $\delta \approx 0$, то угловая частота колебаний определится из выражения для корней полинома:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (5-32)$$

Период колебаний

$$T = \frac{2\pi}{\omega_0} = 2\pi \sqrt{LC}. \quad (5-33)$$

Эти значения угловой частоты и периода колебаний называются угловой частотой и периодом собственных незатухающих колебаний.

Угловая частота колебаний

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} \quad (5-34)$$

и период колебаний

$$T = 2\pi/\omega \quad (5-35)$$

называются угловой частотой и периодом собственных затухающих колебаний.

Отметим, что при включении цепи (см. рис. 5-13) на неизменное напряжение процесс заряда может быть также апериодическим или колебательным. Характер процесса и выражения для токов и напряжений определяются так же, как и для процесса разряда.

Электрические генераторы повышенной частоты, которые начали применяться в начале XX века (машины В. П. Вологодина и др.), не могут обеспечить получения частот свыше 20 кГц. Электрические колебания высокой частоты могут быть получены в цепях с индуктивностью и емкостью и широко используются в радиотехнике и высокочастотной технике.

Современные установки, служащие для получения высокочастотных незатухающих колебаний, выполняются обычно с электронными устройствами.

5-8. Понятия о моделировании

Определение характеристик реальных технических устройств и физических систем является сложной и трудоемкой операцией. Исследования нельзя выполнить, если данная система еще не создана и находится в стадии разработки. Для исследования можно создать физическую модель, которая воспроизводит в уменьшенном масштабе реальную систему. Параметры этой модели должны быть выбраны соответствующими параметрам реальной системы. Первые

физические модели были созданы для исследования гидравлических машин; академик М. В. Кирпичев разработал теорию моделирования тепловых процессов, академик М. П. Костенко создал модель энергетической системы.

В. И. Ленин в своем труде «Материализм и эмпириокритицизм» писал: «Единство природы обнаруживается „в поразительной аналогичности“ дифференциальных уравнений, относящихся к различным областям явлений».*

Исходя из этого, можно создавать простые модели другой физической природы, которые имеют такое же математическое описание, ту же математическую модель, что и реальная система.

Могут выполняться модели различной физической природы: электрические, механические, гидравлические и др. Из всех этих моделей наиболее простыми и универсальными являются электрические модели. Они получили наиболее широкое распространение и применяются для моделирования как стационарных, так и переходных процессов. Идея моделирования состоит в том, что исследуются

процессы в электрической цепи; аналогами исследуемых величин реальной системы являются напряжения, токи, мощности и другие величины.

Примером статической системы может служить простая система водоснабжения (рис. 5-17). От источника водоснабжения с напором H вода подается по

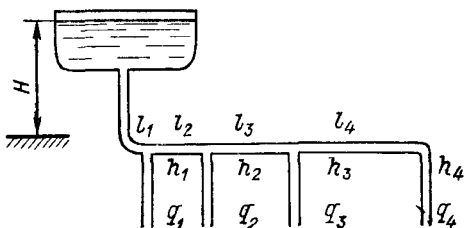


Рис. 5-17. Схема участка сети водоснабжения

требителям по магистрали. Сечения и длины отрезков труб известны. Требуется определить расходы воды q , подаваемые по трубам потребителям, и напоры h в начале ответвлений. Из условия несжимаемости воды следует, что для любого участка или узла трубопроводов алгебраическая сумма расходов равна нулю: $\sum q = 0$. При относительно малых скоростях протекания воды можно пренебречь скоростным напором и приближенно считать, что потеря напора h на любом участке определяется произведением расхода воды q на неизменное гидродинамическое сопротивление R , т. е. $h = qR$.

Следовательно, для этой системы справедливы выражения, аналогичные первому закону Кирхгофа и закону Ома. Поэтому аналогом системы является электрическая цепь (рис. 5-18), включенная на неизменное напряжение U постоянного тока. Сопротивления резисторов r_1, r_2, r_3, r_4 и $r_{1q}, r_{2q}, r_{3q}, r_{4q}$ воспроизводят гидродинамические сопротивления соответствующих участков, при этом в сопротивлениях участков трубопроводов, идущих к потребителям, вклю-

* В. И. Ленин. Полн. собр. соч., т. 18, с. 306.

чены и сопротивления на выходе. Предполагается, что все гидродинамические сопротивления R рассчитаны. Аналогами напоров являются напряжения на участках цепи, аналогами расходов — токи. Напряжения и токи можно измерить, как это показано для участка 3, и задача исследования сводится к измерениям токов и напряжений участков.

Для реализации модели необходимо правильно выбрать масштабные коэффициенты измеряемых величин. Предположим, что масштабным коэффициентом расхода q , л/с, аналогом которого является ток i , А, служит m_q , с · А/л; для напора h , м, — масштабный коэффициент m_h , В/м, и для гидродинамического сопротивления R — коэффициент m_R , Ом · л/(м · с). В этом случае выражение, аналогичное закону Ома, $u/m_h =$

$= ir/(m_q m_R)$ будет соответствовать выражению $h = qR$ системы при условии, что $m_h = m_q m_R$. Два коэффициента могут быть выбраны произвольно, например $m_h =$

$= 220/h$ — для напряжения 220 В и m_q — для токов порядка миллиампер; третий коэффициент $m_R = m_h/m_q$. По данным измерений находим интересующие нас величины, например $h_1 = u_1/m_h$. Если моделирующая цепь составлена только из резистивных элементов, то для ее питания можно использовать и неизменное напряжение переменного тока.

Подобные модели можно применить для механических систем, систем вентиляции в шахтах и других.

Моделирование можно выполнить и для нелинейных систем, если использовать резисторы с требующимися нелинейными вольт-амперными характеристиками, например с характеристикой, показанной на рис. 1-28. Нелинейная характеристика может быть приближенно воспроизведена цепочкой резисторов с параллельным включением в некоторых точках источников напряжения через диоды.

Модели переменного тока могут широко применяться для исследования режимов работы мощных энергетических систем, состоящих из источников энергии — электростанций, потребителей и электрических линий, имеющих определенные сопротивления и индуктивности, связывающих источники энергии друг с другом и потребителями. Для моделирования переходных, динамических, процессов служат электрические модели с резисторами, катушками индуктивности и конденсаторами или с теми и другими. Прямолинейное движение материальных тел в ряде случаев описывается уравнением вида

$$F(t) = as + bv + mw,$$

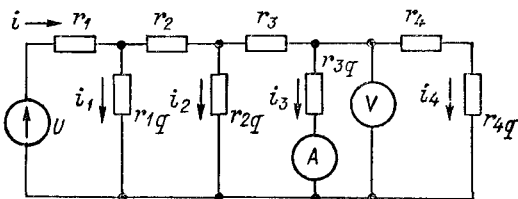


Рис. 5-18. Схема электрической цепи для моделирования участка сети водоснабжения

где $F(t)$ — сила, действующая на тело; s — путь, пройденный телом из начального положения; as — сила, противодействующая движению и пропорциональная удалению тела из начального положения; bv — сила сопротивления движению, пропорциональная скорости $v = ds/dt$; m — масса тела; $w = dv/dt$ — ускорение тела. Примером такой системы является груз G , который движется в закрытом цилиндре и при движении сжимает и растягивает пружины Π (рис. 5-19). Подобное устройство может иметь простейший измеритель ускорения (акселерометр), в котором перемещение груза G пропорционально ускорению. При нелинейном законе изменения какой-либо силы выражение для нее можно линеаризовать для некоторого диапазона изменений.

Подобным уравнением описываются и процессы в цепи, состоящей из катушки индуктивности L и конденсатора C . Цепь имеет общее

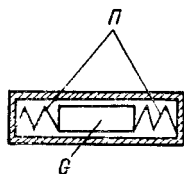


Рис. 5-19. Простейший измеритель ускорения

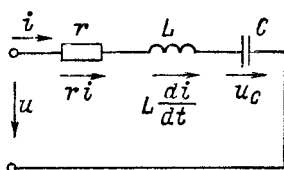


Рис. 5-20. Электрическая цепь для моделирования движения груза измерителя

сопротивление r и включена на напряжение $u(t)$, неизменное или изменяющееся по любому закону (рис. 5-20):

$$u(t) = u_C + ri + L \frac{di}{dt} = u_C + rC \frac{du_C}{dt} + LC \frac{d^2 u_C}{dt^2}.$$

Следовательно, такая цепь является моделью механической системы. Здесь аналогом силы as является напряжение конденсатора u_C , аналогом инерционной массы тела — индуктивность L , аналогом скорости движения — ток i , аналогами сил bv и $m (dv/dt)$ — напряжения на резисторе r и катушке индуктивности L . Уравнение модели будет соответствовать уравнению системы при условии

$$\frac{u(t)}{m_F} = \frac{u_C}{m_F} + \frac{ri}{m_v m_b} + \frac{L \frac{di}{dt}}{m_m m_w},$$

где масштабные коэффициенты выражаются в следующих единицах: m_F — в В/Н; m_v — в А·с/м; m_b — в Ом·м/(с·Н); m_m — в Гн·м/(с²·Н); m_w — в А·с²/(м·с).

Для приведенного выражения должны соблюдаться условия: $m_F = m_v m_b$ и $m_F = m_m m_w$; следовательно, при пяти коэффициентах из соображений простоты реализации модели можно произвольно выбрать три коэффициента. Например, если наибольшее значение силы $F_{\text{макс}}$, а наибольшее располагаемое напряжение $U_{\text{макс}}$, то $m_F = U_{\text{макс}}/F_{\text{макс}}$.

Линейные технические системы часто состоят из элементов, которые можно рассматривать как дифференцирующие, интегрирующие, суммирующие, инвертирующие элементы и их комбинации. Эти элементы дают на выходе величины, пропорциональные производным по времени и интегралам входных величин, суммам входных величин, а также величины другого знака. Электрические модели должны состоять из перечисленных элементов. Примером дифференцирующей цепи служит цепь на рис. 5-21, а. Передаточная функция цепи

$$H(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{\tau p}{1 + \tau p},$$

где $\tau = rC$. При этом выходное напряжение цепи будет приблизительно пропорционально производной входного напряжения в сравнительно узком диапазоне угловых частот $0 < \omega < 1/(rC)$, а из

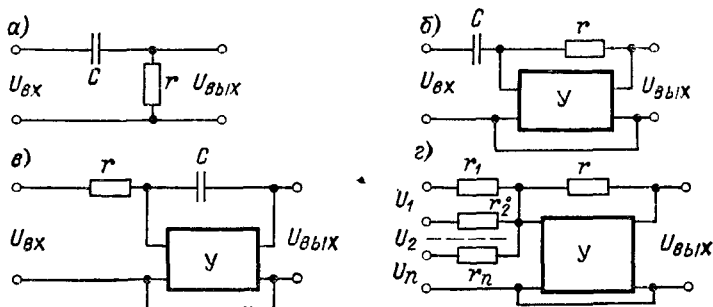


Рис. 5-21. Схемы моделирующих цепей: а — дифференцирующая цепь; б — дифференцирующая цепь с усилителем; в — интегрирующая цепь с усилителем; г — суммирующий усилитель

условия для получения требуемого выходного напряжения значение τ не может быть выбрано очень малым. Для расширения диапазона частот и получения мощного выходного сигнала в дифференцирующую цепь вводят усилитель напряжения Y (рис. 5-21, б). Если коэффициент усиления усилителя высок, выходное напряжение $U_{\text{вых}} = \tau (dU_{\text{вх}}/dt)$, где $\tau = rC$. Усилитель низкой частоты в этих цепях обычно выполняется на транзисторах. Подобно этим цепям выполняются и модели других элементов, как показано, например, для интегрирующей и суммирующей цепей (рис. 5-21, в и г).

Каждая из этих цепей и их комбинации могут быть моделями отдельных элементов технической системы, а при их соединении в том порядке, в каком они соединены в моделируемой системе, модель может воспроизводить процессы исследуемой системы.

АВМ, служащие для моделирования, состоят из набора подобных моделирующих цепей и других устройств. Исследование процессов производится путем визуального наблюдения или записи на экранах осциллографов кривых напряжения и тока. Широко применяется и моделирование на ЦВМ, когда при помощи численных методов решаются уравнения, описывающие процесс.

МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА

Глава шестая

МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТОДВИЖУЩИМИ СИЛАМИ

6-1. Определения и основные понятия

В природе существует единое электромагнитное поле. Говоря о магнитном поле, мы исключаем из рассмотрения существующее электрическое поле, которое всегда имеется, хотя и может быть очень слабым. Магнитное поле определим как одну из двух сторон электромагнитного поля, характеризующуюся воздействием на движущиеся заряженные частицы, магниты, проводники с током и другими явлениями. Рассмотрим магнитное поле постоянного магнита. Северным называется магнитный полюс, который обра-

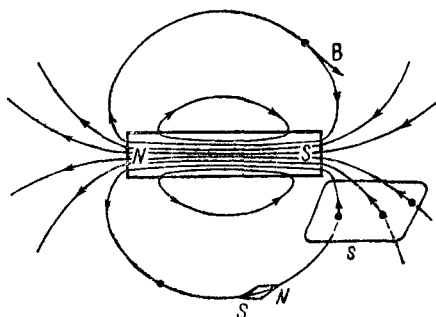


Рис. 6-1. Замкнутые линии магнитного поля постоянного магнита

щается к северному земному полюсу. Графически магнитное поле изображается линиями действия магнитных сил, представление о которых дает распределение стальных опилок вдоль линий определенной конфигурации на листе картона, положенном на магнит.

Магнитный поток, или поток вектора магнитной индукции, Φ через данную поверхность S определяется чис-

лом линий, пронизывающих эту поверхность (рис. 6-1). В системе СИ магнитный поток выражается в веберах (Вб); $1 \text{ Вб} = 1 \text{ В} \cdot \text{с}$. В системе СГС μ_0 , которой пользовались раньше, магнитный поток выражается в максвеллах (Мкс), при этом $1 \text{ Вб} = 10^8 \text{ Мкс}$.

Магнитная индукция B — интенсивность магнитного поля в данной точке пространства, характеризующая магнитное поле и определяющая силу, действующую на движущуюся за-

ряженную частицу. Магнитную индукцию можно также определить как отношение элементарного магнитного потока $d\Phi$, пронизывающего в перпендикулярном направлении элементарную площадку ds , к размеру этой площадки:

$$B = d\Phi/ds. \quad (6-1)$$

Магнитная индукция является векторной величиной, векторы направлены по касательным к линиям поля (рис. 6-1). Значение магнитной индукции в некотором масштабе равно числу линий магнитного поля, приходящихся на единицу площади перпендикулярной им поверхности.

В системе СИ магнитная индукция выражается в теслах (Тл); $1 \text{ Тл} = 1 \text{ В} \cdot \text{с}/\text{м}^2$. В системе СГС μ_0 магнитная индукция выражается в гауссах (Гс); $1 \text{ Гс} = 1 \text{ Мкс}/\text{см}^2$. При этом $1 \text{ Тл} = 10^4 \text{ Гс}$.

Магнитный поток через поверхность s складывается из элементарных потоков через элементы ds поверхности, каждый из которых равняется скалярному произведению векторов $\mathbf{B}ds$ (вектор ds совпадает с нормалью к элементу поверхности):

$$\Phi = \int_s \mathbf{B} ds. \quad (6-2)$$

Если магнитные линии распределены равномерно по всей поверхности s , элементы которой перпендикулярны линиям вектора магнитной индукции, получим

$$\Phi = Bs.$$

В природе нет однополярных магнитов, так как при последовательном разделении любого магнита на любое число малых магнитов всегда будем получать дипольные магниты. Поэтому следует считать, что линии вектора магнитной индукции, идущие во внешнем пространстве от северного к южному полюсу, проходят внутри магнита от южного к северному полюсу, не прерываясь и не имея начал и концов (поле без источников) — рис. 6-1. Следовательно, в любую замкнутую поверхность входит столько же линий, сколько из нее выходит. Математически принцип непрерывности линий вектора магнитной индукции выражается так:

$$\oint \mathbf{B} ds = 0.$$

Закон электромагнитной индукции и закон полного тока являются двумя основными законами, на которых основывается теория всех электромагнитных явлений, используемых в электротехнике, радиотехнике и других областях.

Закон электромагнитной индукции открыт экспериментально М. Фарадеем (1831 г.). Результаты опытов Фарадея были математически обработаны Д. К. Максвеллом в «Трактате об электричестве и магнетизме» (1873 г.). Теория электромагнитного поля была экспериментально подтверждена работами Г. Р. Герца (1886—1889 гг.),

П. Н. Лебедева (1895 г.) и изобретением радио А. С. Поповым (1895 г.).

Рассмотрим опыт, когда петля из провода, концы которой присоединены к баллистическому гальванометру G , из положения 1 вне поля вводится в магнитное поле — положение 2; в этом положении поверхность, ограниченную петлей, пронизывают две линии (рис. 6-2). Заметим, что подвижная система гальванометра повернется на некоторый угол. Это отклонение будет пропорционально электрическому заряду ΔQ , прошедшему в цепи за время перемещения петли. Условимся считать положительным направление нормали к поверхности петли, совпадающее с направлением магнитных линий и соответствующее вращению правого винта, движущегося поступательно в положительном направлении нормали. Тогда направление тока в петле будет противоположным положительному направлению обхода, т. е. отрицательным — против вращения винта.

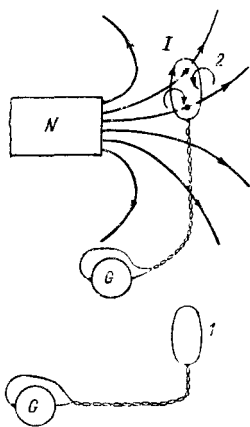


Рис. 6-2. Схема опыта демонстрации явления электромагнитной индукции

Из опытов М. Фарадея следует также, что электрический заряд ΔQ , прошедший в цепи, равен изменению потока $\Delta \Phi$ (для рис. 6-2 $\Delta \Phi = 2$), пронизывающего петлю, деленному на сопротивление r петли и гальванометра: $\Delta Q = -\Delta \Phi / r$. В дифференциальной форме $dQ = Idt$, где I — ток цепи; $Ir = e$ — э. д. с., индуцированная в цепи. Следовательно, э. д. с. (в вольтах)

$$e = - \frac{d\Phi}{dt}, \quad (6-3)$$

где $d\Phi$ — элементарное изменение магнитного потока, Вб.

Для изменения магнитного потока $d\Phi$ в максвеллах получим

$$e = - \frac{d\Phi}{dt} \cdot 10^8. \quad (6-4)$$

Это — выражение закона электромагнитной индукции в формулировке Максвелла (вторая формулировка): *э. д. с., индуцируемая в цепи при изменении магнитного потока, проходящего через поверхность, ограниченную контуром цепи, равна скорости изменения магнитного потока, взятой с отрицательным знаком.*

Если проводники цепи при своем движении пересекают магнитные линии, то алгебраическая сумма пересеченных линий ΔN равна приращению магнитного потока $\Delta \Phi$, проходящего через контур цепи. Отсюда следует выражение для э. д. с. (в вольтах), индуцированной в цепи при пересечении ее проводниками линий вектора

магнитной индукции:

$$e = - \frac{dN}{dt} \quad (6-5) \quad \text{или} \quad e = - \frac{dN}{dt} \cdot 10^{-8}, \quad (6-6)$$

если N — в максвеллах.

Это — выражение закона электромагнитной индукции в формулировке Фарадея (первая формулировка): *э. д. с., индуцируемая при пересечении линиями вектора магнитной индукции проводников цепи, равна скорости пересечения линиями проводников, взятой с отрицательным знаком.*

Обе формулировки равноценны; применение той или иной определяется соображениями большего удобства.

Потокосцепление (или полный магнитный поток) Ψ определяется интегралом вектора магнитной индукции по поверхности всех контуров цепи и является суммой магнитных потоков, сцепленных с проводниками электрической цепи. Если цепь можно считать составленной из n контуров, то потокосцепление будет равно алгебраической сумме потоков, связанных с отдельными контурами:

$$\Psi = \sum_{k=1}^n \Phi_k. \quad (6-7)$$

При этом положительными следует считать потоки, направление линий которых совпадает с определенным направлением поступательного движения правого винта, вращающегося в одном направлении при обходе контуров от одного зажима цепи до другого, а отрицательными — противоположного направления.

Для катушки с ω витками, каждый из которых связан с магнитным потоком Φ , э. д. с. равна скорости изменения потокосцепления:

$$e = - \frac{d\Psi}{dt} = - \omega \frac{d\Phi}{dt}.$$

Если проводник длиной l , расположенный перпендикулярно к магнитным линиям, движется со скоростью v под углом $\alpha \neq \pi/2$ по отношению к линиям магнитного поля с индукцией B , то э. д. с. e (в вольтах) определится как

$$e = Blv \sin \alpha,$$

где B — в теслах; l — в метрах; v — в метрах в секунду.

Направления э. д. с., индуцированной в проводнике при пересечении магнитных линий, определяется по известному **правилу правой руки**, которое формулируется на основании приведенных выражений.

Если расположить ладонь правой руки перпендикулярно магнитным линиям так, чтобы линии входили в ладонь, а большой палец, отставленный в сторону, направить по движению проводника, то вытянутые пальцы ладони будут указывать направление индуцированной э. д. с. (рис. 6-3).

На основании рассуждений, приведенных при выводе выражения (6-3), Э. Х. Ленц сформулировал закон электромагнитной инерции (1833 г.): *при изменении магнитного потока, связанного с цепью, в цепи индуцируется э. д. с. такого направления, что вызываемый ею ток стремится воспрепятствовать изменению потока.*

Понятия об индуктивности L и взаимной индуктивности цепей M были даны в § 2-5.

Закон полного тока определяет взаимную обусловленность протекания тока и возникновения магнитного поля. Будем считать закон полученным из опыта.

На основании опыта установлено, что при обтекании током i катушки с числом витков ω (рис. 6-4) можно написать выражение

$$\oint \frac{\mathbf{B}}{\mu_a} d\mathbf{l} = i\omega \quad \text{или} \quad \oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = i\omega, \quad (6-8)$$

где \mathbf{B} — вектор магнитной индукции; $d\mathbf{l}$ — вектор элемента контура $abca$; μ_a — абсолютная магнитная проницаемость, характе-

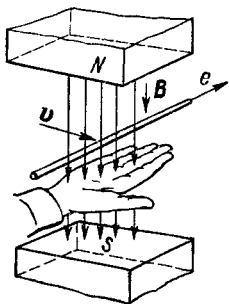


Рис. 6-3. Правило определения направления э. д. с., индуцированной в проводнике при пересечении магнитных линий

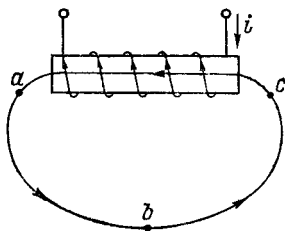


Рис. 6-4. Замкнутый контур, связанный с электрической цепью

ризующая магнитные свойства вещества (в общем случае μ_a может принимать различные значения в разных точках пути $abca$); $\mathbf{H} = \mathbf{B}/\mu_a$ — вектор напряженности магнитного поля.

Направление вектора \mathbf{H} в однородной и изотропной среде совпадает с направлением вектора \mathbf{B} .

Контур $abca$ охватывает ток i не один, а ω раз; $i\omega$ является полным током, который охватывается контуром. В общем случае полный ток $\sum_{k=1}^n i_k$ может складываться из токов проводимости, переноса и смещения; последние возникают при изменениях электрического поля.

Закон полного тока выражается формулой

$$\oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = \sum_{k=1}^n i_k. \quad (6-9)$$

Линейный интеграл вектора напряженности магнитного поля по замкнутому контуру равен полному току, охватываемому этим контуром.

При использовании этого выражения *следует считать положительными токи, направление которых совпадает с направлением вращения правого винта, движущегося поступательно вдоль линии обхода, а отрицательными — токи противоположного направления. Соответственно и направление магнитных линий определяется также по правилу правого винта, т. е. принимается совпадающим с направлением вращения правого винта, движущегося поступательно в направлении протекания тока.*

Единица напряженности в системе СИ определяется из выражения (6-9): $[H] = [i/l] = \text{А/м}$; применяется и единица А/см . Единица магнитной проницаемости находится из выражения (6-8):

$$[\mu_a] = \left[\frac{B}{H} \right] = \left[\frac{\text{В} \cdot \text{с} \cdot \text{м}}{\text{м}^2 \cdot \text{А}} \right] = \left[\frac{\text{Ом} \cdot \text{с}}{\text{м}} \right] = \text{Гн/м},$$

где $\text{Ом} \cdot \text{с}$ есть генри (Гн) (см. § 2-5). В системе СГС μ_0 напряженность магнитного поля выражается в эрстедах (Э):

$$1 \text{ Э} = \frac{1}{0,4\pi} \frac{\text{А}}{\text{см}} \approx 0,8 \text{ А/см}.$$

Магнитная проницаемость пустоты μ_0 называется **магнитной постоянной** и является одной из важнейших физических констант. В системе СИ магнитная постоянная имеет величину

$$\mu_0 = 0,4\pi \cdot 10^{-6} \text{ Гн/м} = 0,4\pi \cdot 10^{-8} \text{ Гн/см}.$$

Безразмерная относительная магнитная проницаемость μ равна магнитной проницаемости в электромагнитной системе и определяется как

$$\mu = \mu_a / \mu_0.$$

Левую часть выражения (6-9) называют магнитодвижущей силой (м. д. с.) F , а правую — полным током. М. д. с. выражается в амперах (А).

Если выбрать направление обхода совпадающим с направлением линий вектора поля, то из выражения (6-9) следует, что $dF = H dl$ и напряженность магнитного поля

$$H = dF/dl. \quad (6-10)$$

Напряженность магнитного поля численно равна м. д. с., рассчитанной на единицу длины магнитной линии. М. д. с. между точками

a и b поля (рис. 6-4), например, будет равна

$$F_{ab} = \int_a^b \mathbf{H} d\mathbf{l}. \quad (6-11)$$

Это определение подобно определению э. д. с. между точками электрического поля, но между магнитным и электрическим полями существует принципиальная разница и м. д. с. можно находить только для определенных условий, например между точками разомкнутого контура или для однократно замкнутого контура обхода.

Закон полного тока устанавливает не только качественную связь между возникновением магнитного поля и протеканием тока, но и является основой методов расчета магнитных цепей.

Магнитное поле изображается графически при помощи линий вектора магнитной индукции или линий вектора напряженности магнитного поля. В отличие от линий вектора магнитной индукции последние могут частично прерываться на границах веществ с разными магнитными проницаемостями. В однородной изотропной среде конфигурации

линий векторов магнитной индукции и напряженности магнитного поля одинаковы.

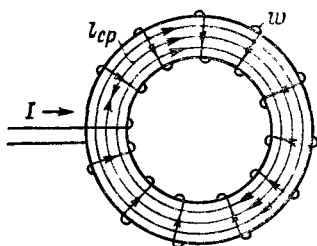


Рис. 6-5. Магнитная цепь кольцевой катушки индуктивности

Рассмотрим применение закона полного тока к расчету простейшей магнитной цепи — кольцевой катушки индуктивности (тороида) с равномерно распределенной обмоткой, обтекаемой током I (рис. 6-5).

При протекании тока по обмотке внутри тороида образуются круговые магнитные линии, направление которых определяется по правилу правого винта. Если тороид достаточно тонкий в радиальном направлении, то длины всех линий мало отличаются от средней длины l_{cp} . Пусть обмотка имеет w витков, площадь поперечного сечения тороида s , магнитная проницаемость вещества тороида μ_a .

Определим поток Φ магнитной цепи, замыкающийся внутри тороида.

Магнитные линии связаны с током столько раз, сколько витков имеет обмотка; поэтому по закону полного тока $\oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = Iw$.

Вследствие симметрии каждого элемента круговой магнитной линии относительно обмотки можно считать, что напряженность магнитного поля одинакова во всех точках круговой магнитной линии длиной l_{cp} ; отсюда $Hl_{cp} = Iw$ и $H = Iw/l_{cp}$.

Магнитный поток при достаточно равномерном распределении магнитной индукции по сечению s

$$\Phi = Bs = \mu_a Hs = \frac{Iw}{l_{cp}/(\mu_a s)}.$$

Произведение $I\omega$ равно м. д. с. F обмотки. Выражение в знаменателе подобно выражению для электрического сопротивления провода длиной l_{cp} и площадью поперечного сечения s . Аналогом удельной проводимости является магнитная проницаемость μ_a . Выражение в знаменателе определим как магнитное сопротивление R_m .

Следовательно, магнитный поток Φ в веберах равен частному от деления м. д. с. F в амперах на магнитное сопротивление R_m в генри в минус первой степени (ΓH^{-1}):

$$\Phi = F/R_m. \quad (6-12)$$

Полученное выражение закона магнитной цепи подобно выражению закона Ома.

Выражение (6-12) справедливо для любой магнитной цепи. Если магнитная цепь имеет n последовательных участков, то магнитное сопротивление R_m складывается из сопротивлений отдельных участков:

$$R_m = \sum_{k=1}^n \frac{l_k}{\mu_{ak} s_k}.$$

Заметим, что аналогия выражения (6-12) с формулой закона Ома является формальной, так как понятие о магнитном потоке неэквивалентно понятию об электрической цепи.

Широкому применению выражения (6-12) для расчета магнитных цепей препятствует ряд соображений. Магнитная проницаемость ферромагнитных материалов зависит от магнитной индукции. Если при $\mu_a = \text{const}$ вебер-амперная характеристика $\Phi = f(I)$ линейная, то при изменяющейся магнитной проницаемости эта характеристика будет нелинейной и для ее расчета нельзя применять аналог закона Ома. В электрических цепях ток протекает по проводам и мы пренебрегаем ничтожно малыми токами проводимости, протекающими в окружающей среде. Для магнитной цепи следует считаться с магнитными потоками, проходящими в окружающей среде, так как магнитные сопротивления для потоков в окружающей среде соизмеримы даже с магнитными сопротивлениями магнитопровода из ферромагнитного вещества. Поэтому формула (6-12) применяется обычно в ограниченном числе случаев: при определении магнитного потока при заданной м. д. с. на участке магнитной цепи, при графическом построении линий поля, определении магнитного потока между плоскими параллельными поверхностями и т. п.

Чаще используется практический метод расчета, который рассмотрим в § 6-3.

6-2. Магнитные характеристики веществ

Протекание тока по обмотке тороида (рис. 6-5), выполненного из магнитного материала, обуславливает намагничивание тороида. Для начала можно использовать грубую модель процесса

намагничивания. В соответствии с этой моделью будем считать магнитный материал составленным из элементарных соленоидов, которые под действием магнитного поля могут ориентироваться в направлении намагничивания. Предположим для наглядности, что в сечениях этого сердечника имеется шесть таких соленоидов, обтекаемых токами I' (рис. 6-6, а). Сердечник в этом случае можно заменить

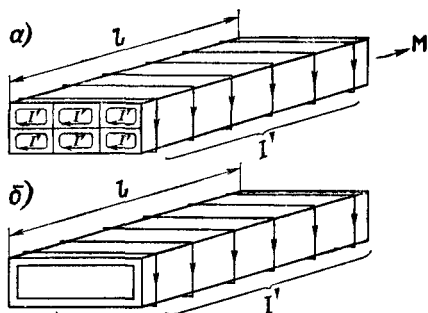


Рис. 6-6. Сердечник из магнитного материала: а — разрез упрощенной модели сердечника; б — эквивалентная обкладка, обтекаемая током

металлической гильзой, обтекаемой током I' (рис. 6-6, б), так как действие токов смежных граней взаимно уничтожается.

Намагниченность \mathbf{M} является вектором и определяется отношением произведения тока на площадь поверхности, охватываемой элементарным током по направлению нормали к плоскости контура, к элементарному объему. В данном случае намагниченность определяется просто значением тока, отнесенного к единице длины l

сердечника: $M = I'/l$. Вектор \mathbf{M} ориентирован перпендикулярно плоскости контуров, в которых протекает ток I' , и направлен в сторону поступательного движения правого винта, вращающегося в направлении протекания токов. Намагниченность выражается в амперах на метр или на сантиметр.

В соответствии с этим эквивалентный ток I' определится как

$$I' = \int \mathbf{M} dl.$$

Введя понятие о намагниченности, можно написать выражение закона полного тока для контура $abca$ (см. рис. 6-4), считая, что контур на всем пути проведен как бы по воздуху, магнитная проницаемость которого достаточно точно равна μ_0 :

$$\oint \frac{\mathbf{B}}{\mu_0} dl = I\omega + I' = I\omega + \oint \mathbf{M} dl \quad \text{или} \quad \oint \left(\frac{\mathbf{B}}{\mu_0} - \mathbf{M} \right) dl = I\omega. \quad (6-13)$$

Выражение в скобках является напряженностью поля, отсюда

$$\mathbf{B} = \mu_0 (\mathbf{H} + \mathbf{M}).$$

Намагниченность в некоторых пределах можно считать пропорциональной напряженности поля: $M = \kappa H$, тогда получим

$$\mathbf{B} = \mu_0 (1 + \kappa) \mathbf{H}. \quad (6-14)$$

Коэффициент κ , характеризующий способность веществ намагничиваться, называется магнитной восприимчиво-

стью. Различают вещества: диамагнитные ($\chi < 0$ и $\mu < \mu_0$), парамагнитные ($\chi > 0$ и $\mu > \mu_0$) и ферромагнитные (магнетики) ($\chi > 0$ и $\mu \gg \mu_0$). Ферромагнитными являются металлы: железо, никель, кобальт, их сплавы, а также пластические и другие композиции с включением порошков ферромагнитных металлов (ферриты). Остальные вещества являются парамагнитными или диамагнитными.

При возникновении магнитного поля электроны на орбитах ускоряются или замедляются в зависимости от ориентировки атомов, что эквивалентно возникновению добавочных внутриатомных токов, ослабляющих поле. Поэтому некоторые вещества являются диамагнитными. Наиболее сильно выражены диамагнитные свойства у висмута ($\mu_a = 0,99983\mu_0$). Наряду с ослаблением поля под действием добавочных внутриатомных токов возникает и эффект ориентировки атомов по магнитному полю. Если этот эффект преобладает, вещество является парамагнитным.

Ферромагнитные материалы в отличие от парамагнитных имеют значительные относительные магнитные проницаемости. Это свойство проводить значительные магнитные потоки при относительно малой м. д. с. определяет универсальное применение ферромагнитных материалов для выполнения магнитопроводов.

Для объяснения явления ферромагнетизма вначале были выдвинуты гипотезы Ампера, а затем Вебера, согласно которым в ферромагнитном веществе имеются элементарные соленоиды (элементарные магниты), обтекаемые током.

По современным воззрениям, в ферромагнитных веществах имеются области самопроизвольного намагничивания в определенных направлениях. Внутри этих областей, состоящих из элементарных ориентированных контуров, магнитное поле очень сильное (H — до 10^8 А/м). В ненамагниченном состоянии области расположены беспорядочно; под действием внешнего поля происходит перестройка этих областей в направлении намагничивания. При температурах выше некоторой определенной t_K , называемой точкой Кюри (для железа $t_K = 770^\circ \text{C}$), эти области разрушаются и не могут дальше существовать — ферромагнитное вещество становится парамагнитным.

С перестройкой областей самопроизвольного намагничивания связано явление магнитострикции (изменение размеров) при намагничивании. Этим явлением частично вызвано гудение включенных трансформаторов; магнитострикция используется для получения ультразвуковых колебаний.

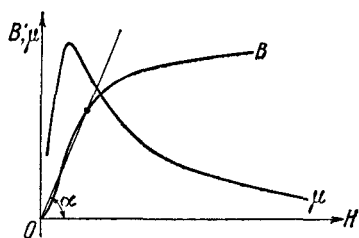


Рис. 6-7. Основная кривая намагничивания и кривая магнитной проницаемости

Кривые намагничивания — зависимости магнитной индукции B от напряженности магнитного поля H — являются важнейшими характеристиками ферромагнитных металлов. На рис. 6-7 приведена основная кривая намагничивания $B = f(H)$ для стали, которая получается при постепенном намагничивании в одном направлении ненамагниченного металла; там же показана кривая изменения магнитной проницаемости. Значения магнитной проницаемости пропорциональны тангенсам углов α , образованных секущими, проведенными из начала координат в точки кривой, и осью абсцисс. Магнитная проницаемость на начальном, коротком, участке практически неизменна, затем увеличивается, достигает наибольшего значения и после этого уменьшается.

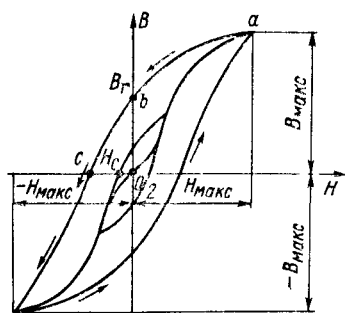


Рис. 6-8. Гистерезисная петля при перемагничивании ферромагнитного материала

Значения относительной магнитной проницаемости, по существу, определяют эффективность применения стали для магнитопровода.

Наибольшие магнитные индукции для железа и его сплавов, получаемые при практически целесообразных напряженностях магнитного поля, составляют 1,5—1,9 Тл, а наибольшие относительные магнитные проницаемости μ — несколько тысяч и более.

Если, начиная с точки a на основной кривой (рис. 6-8), где напряженность поля $H_a = H_{\text{макс}}$, уменьшать напряженность поля до значения $-H_a$, а затем увеличивать до прежнего значения H_a , то после десяти—пятнадцати перемагничиваний получим замкнутые гистерезисные петли. Вершины этих петель лежат практически на основной кривой. Перемагничивание сердечника осуществляется путем изменения значения тока и переключения намагничивающей обмотки.

При уменьшении напряженности магнитного поля до нуля (точка b) имеется магнитная индукция B_r , которая называется остаточной магнитной индукцией. Только при намагничивании в другом направлении, когда напряженность магнитного поля равна $-H_c$, магнитная индукция становится равной нулю (точка c). Эта напряженность магнитного поля называется коэрцитивной или задерживающей силой, а явление отставания намагничивания от изменений напряженности магнитного поля — гистерезисом.

Впервые зависимость магнитной восприимчивости от напряженности магнитного поля была исследована проф. А. Г. Столетовым (1871 г.).

Ферромагнитные металлы и сплавы с узкой петлей гистерезиса называются магнитомягкими и применяются там, где требуется иметь малые потери при перемагничивании — в магнитопроводах

с переменным магнитным потоком. Металлы с широкой петлей гистерезиса называются магнитотвердыми и применяются там, где требуется иметь большие значения B_r и H_c , например для изготовления постоянных магнитов (углеродистая сталь и специальные сплавы).

Большую магнитную проницаемость в слабых магнитных полях имеет пермаллой — сплав железа с никелем и добавкой других металлов.

При перемагничивании металлов имеют место потери энергии и нагрев. Потери энергии складываются из потерь на вихревые токи, индуктированные в металле, и на гистерезис, что обусловлено отставанием намагничивания от изменений напряженности магнитного поля (см. гл. 7). Потери на вихревые токи будут тем меньше, чем больше удельное сопротивление металла и меньше толщина магнитопровода или листов стали магнитопровода. Поэтому обычная электротехническая сталь, применяемая для магнитопроводов с переменным магнитным потоком, должна быть магнитомягкой и обладать достаточно большим удельным сопротивлением. Сталь обычно изготавливается в виде листов толщиной 0,2—0,5 мм с присадкой кремния до 4,8% для увеличения удельного сопротивления. Из этих листов штампуются пластины требуемой конфигурации, из изолированных друг от друга пластин составляется магнитопровод.

Цифры в обозначениях марок электротехнической стали определяют содержание кремния, удельные потери энергии и другие показатели.

Магнитопроводы для неизменных магнитных потоков выполняются из литого чугуна, литой стали или из толстых штампованных листов стали.

6-3. Исследование магнитных цепей

Расчет или исследование магнитной цепи состоит обычно в том, чтобы найти для заданного из условий работы магнитного потока требующиеся м. д. с. или ток в намагничивающей обмотке, решить обратную задачу, построить вебер-амперную характеристику (вб. а. х.) цепи, определить другие характеристики.

Магнитные цепи могут быть однородными (см. § 6-1), исследование которых не требует дополнительных разъяснений, или неоднородными, разветвленными или неразветвленными, симметричными и несимметричными.

Применение выражения (6-12) для исследования цепей ограничено. Чаще используется практический метод расчета, в котором по необходимому магнитному потоку определяется м. д. с. намагничивающей обмотки, требующаяся для проведения данного магнитного потока. В некоторых случаях для различных значений магнитного потока Φ находятся необходимые м. д. с. F и строится кривая намагничивания $\Phi = f(F)$. Сущность метода состоит в разделении магнитной цепи на n участков, определении м. д. с. $H_k l_k$ для каждого участка в предположении неизменности напряженности маг-

нитного поля на каждом участке и суммировании этих м. д. с. для замкнутого контура магнитной цепи. Выражение закона полного тока в этом случае будет иметь вид

$$\sum_{k=1}^n H_k J_k = F. \quad (6-15)$$

Рассмотрим пример расчета неразветвленной магнитной цепи электромагнита с якорем (рис. 6-9). Для расчета магнитной цепи

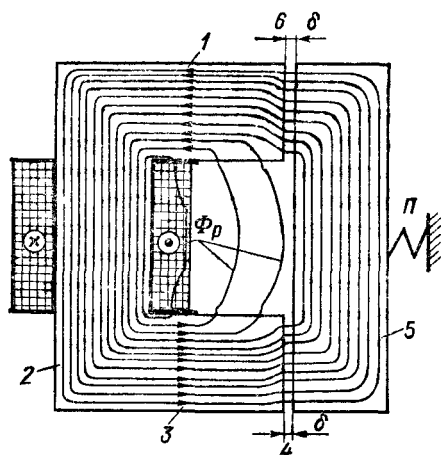


Рис. 6-9. Магнитная цепь электромагнита с якорем

требуется иметь эскиз магнитной цепи и кривую намагничивания сердечников и якоря электромагнита.

Расчетная сила тяги якоря электромагнита должна быть больше усилия пружины P , противодействующей при растяжении силе тяги якоря. По формуле силы тяги электромагнита определяется необходимый магнитный поток Φ в зазорах δ .

Как видно из рисунка, кроме магнитных линий потока, замыкающихся через зазор и создающих необходимое тяжение, имеются еще магнитные линии, замыкающиеся помимо якоря. Эти магнитные

линии составляют так называемый поток рассеяния Φ_r , не участвующий в создании полезной силы тяги. Вместе с тем этот магнитный поток нагружает сердечники электромагнита и должен быть учтен при расчете. Магнитный поток рассеяния часто учитывается путем введения коэффициента рассеяния σ , равного

$$\sigma = \frac{\Phi_p}{\Phi + \Phi_n}.$$

Коэффициент рассеяния обычно находится в пределах 0,1—0,3. При необходимости после проведения предварительного расчета уточняется в последующем значение коэффициента рассеяния.

Разделим магнитную цепь (рис. 6-9) на шесть участков, из них два участка — зазоры.

На эскизе магнитной цепи начертим магнитные линии и выделим среднюю магнитную линию, проходящую по середине сечения. Измерим длины средних линий на каждом участке: $l_1, l_2, l_3, l_4, l_5, l_6$. Магнитный поток якоря равен Φ , а магнитный поток в сердечнике 2 будет $\Phi_2 = \Phi + \Phi_p$. Магнитные потоки участков 1 и 3 в среднем

равны:

$$\Phi_1 = \Phi_3 = \left[1 + \frac{\sigma}{2(1-\sigma)} \right] \Phi.$$

Составим таблицу для расчета цепи (табл. 6-1).

Таблица 6-1

К расчету магнитной цепи

Номер участка	Φ	B	H	l	Hl
1	$\Phi_1 = \left[1 + \frac{\sigma}{2(1-\sigma)} \right] \Phi$	$B_1 = \frac{\Phi_1}{S_1}$	H_1	l_1	$H_1 l_1$
2	$\Phi_2 = \frac{\Phi}{1-\sigma}$	$B_2 = \frac{\Phi_2}{S_2}$	H_2	l_2	$H_2 l_2$
3	$\Phi_3 = \left[1 + \frac{\sigma}{2(1-\sigma)} \right] \Phi$	$B_3 = \frac{\Phi_3}{S_3}$	H_3	l_3	$H_3 l_3$
4	$\Phi_4 = \Phi$	$B_4 = \frac{\Phi_4}{S_4}$	$H_4 = \frac{B_4}{\mu_0}$	l_4	$H_4 l_4$
5	$\Phi_5 = \Phi$	$B_5 = \frac{\Phi_5}{S_5}$	H_5	l_5	$H_5 l_5$
6	$\Phi_6 = \Phi$	$B_6 = \frac{\Phi_6}{S_6}$	$H_6 = \frac{B_6}{\mu_0}$	l_6	$H_6 l_6$

$$F = I\omega = \sum_{k=1}^n H_k l_k$$

В первом столбце выпишем значения магнитных потоков для различных участков, во втором столбце — значения магнитных индукций для всех участков, определенные по приведенным выражениям. При определении магнитных индукций B_4 и B_6 в зазорах считаем, что зазор относительно мал и магнитные линии идут параллельно граням сердечников 1 и 3. В третьем столбце записываем напряженности магнитного поля. Для участков 1, 2, 3 и 5 напряженности магнитного поля

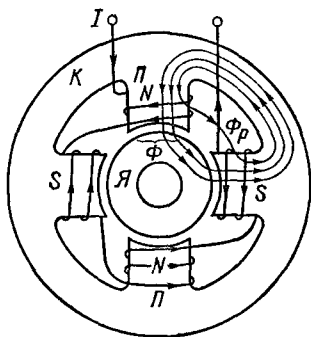


Рис. 6-10. Эскиз магнитной цепи четырехполюсной электрической машины

Я — якорь; П — полюс; К — корпус (ядро)

определяем по кривым намагничивания $B = f(H)$ материала сердечников и якоря электромагнита. Для воздушного зазора δ на-

пряженности магнитного поля находим по выражению $H = B/\mu_0$, где μ_0 — магнитная постоянная. Затем определяем м. д. с. участков: $F_1 = H_1 l_1$; $F_2 = H_2 l_2$ и т. д. Сумма м. д. с. отдельных участков дает м. д. с. $F = I\omega$ обмотки электромагнита, необходимую для получения расчетного магнитного потока в зазоре.

Если надо построить кривую $\Phi = f(I\omega)$, этот расчет повторяем для каждой точки кривой. Обратную задачу — определение магнитного потока для данного значения тока I обмотки — выполняем путем использования полученного графика зависимости $\Phi = f(I)$.

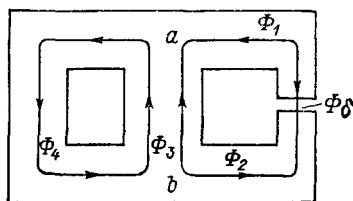


Рис. 6-11. Несимметричная магнитная цепь

В ряде случаев магнитные цепи могут быть разветвленными. На эскизе магнитной цепи четырехполюсной электрической машины (рис. 6-10) показано примерное распределение магнитных потоков цепи для двух половин полюсов. Расчетное значение магнитного потока Φ , поступающего в якорь

Я, определяется по заданной э. д. с., индуцируемой в якоре при вращении. В якоре магнитный поток Φ распределяется между двумя ветвями, и в каждой ветви поток равен $\Phi/2$. Средний магнитный поток полюсов равен сумме потока Φ и половины потока рассеяния. Магнитный поток $(1 + \sigma)\Phi$ распределяется между двумя ветвями магнитной цепи корпуса K (ярма).

Для определения необходимой м. д. с. обмоток пары смежных полюсов необходимо сложить м. д. с. участков любой замкнутой магнитной линии потока Φ .

На рис. 6-11 для примера дана несимметричная разветвленная цепь. Здесь для заданного значения магнитного потока Φ_δ в зазоре с учетом потока рассеяния определяем по выражению (6-5) м. д. с. между сечениями a и b . Для этой м. д. с. находим поток Φ_4 в левом сердечнике. М. д. с. на проведение потока в среднем сердечнике определяем для потока $\Phi_1 + \Phi_4$.

6-4. Энергия магнитного поля и электромагнитные силы

В магнитном поле возникают электромагнитные силы. Это — силы, действующие на проводник с током в магнитном поле; силы взаимодействия между магнитами, проводниками с током и др.

Силы можно определить различными методами, например считая заданным экспериментально выражение для силы, действующей на движущийся заряд. Универсальным является метод, основанный на энергетических соображениях.

Существование магнитного поля связано с наличием энергии поля в этой среде. Эта энергия может быть доставлена от источника энергии электрической цепи, с которой связано магнитное поле.

Сумма э. д. с. цепи с неизменной индуктивностью равна падению напряжения в сопротивлении r , т. е. $U + e_L = Ir$, где U — напряжение на зажимах цепи, или

$$U = L \frac{dI}{dt} + Ir.$$

При умножении обеих частей выражения на $I dt$ получим

$$UI dt = LI dI + I^2 r dt.$$

Из этого выражения следует, что энергия, подводимая к цепи за элементарный промежуток времени dt , расходуется на нагрев проводов цепи ($I^2 r dt$) и на увеличение энергии магнитного поля, если отсутствуют потери энергии в среде и излучение электромагнитной энергии в окружающее пространство. Поэтому энергия магнитного поля цепи определяется выражением

$$W_m = \int_0^I LI dI = \frac{LI^2}{2}, \quad (6-16)$$

где потокосцепление $\Psi = LI$.

Как можно показать, энергия n контуров, обтекаемых токами I_k , определяется выражением

$$W_m = \sum_{k=1}^n \frac{\Psi_k I_k}{2}. \quad (6-17)$$

Для двух цепей, например,

$$\begin{aligned} W_m &= \frac{\Psi_1 I_1}{2} + \frac{\Psi_2 I_2}{2} = \frac{(L_1 I_1 + M I_2) I_1}{2} + \frac{(L_2 I_2 + M I_1) I_2}{2} = \\ &= \frac{L_1 I_1^2}{2} + \frac{L_2 I_2^2}{2} + M I_1 I_2. \end{aligned} \quad (6-18)$$

Энергия магнитного поля ΨI измеряется в вольт-ампер-секундах — джоулях (Дж).

Энергия магнитного поля, определенная формально как энергия цепей, распределена в среде, где существует магнитное поле. Для простейшего случая — очень тонкого тороида (см. рис. 6-5) — энергия магнитного поля

$$W_m = \frac{\Psi I}{2} = \frac{\omega \Phi I}{2} = \frac{H l_{cp} B s}{2} = \frac{HB}{2} s l_{cp}. \quad (6-19)$$

Считая справедливыми в общем случае выводы, полученные из рассмотрения выражения (6-19), получим для однородной изотропной среды энергию в единице объема (в джоулях на кубический метр):

$$W'_m = \frac{W_m}{V} = \frac{BH}{2} = \frac{\mu_a H^2}{2} = \frac{B^2}{2\mu_a}. \quad (6-20)$$

Для неоднородной и анизотропной среды энергия в единице объема пространства, занятого полем, равна половине скалярного произведения векторов \mathbf{B} и \mathbf{H} . Энергия, заключенная в пределах некоторого объема V , определится в общем случае как

$$W_m = \int_V \frac{\mathbf{B}\mathbf{H}}{2} dV. \quad (6-21)$$

Запас энергии W_m магнитного поля электрических цепей относительно невелик — обычно порядка единиц джоулей или долей джоуля. Вместе с тем влияние этой энергии на протекание процессов в цепях может быть очень велико.

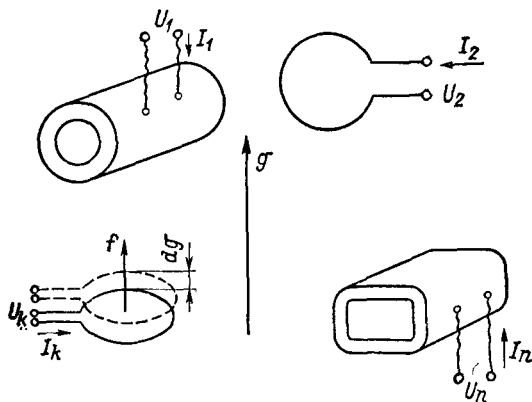


Рис. 6-12. Система n электрических цепей, обтекаемых токами

При перемещении одной из совокупности n электрических цепей в направлении оси координат g , вдоль которой действует сила f , на элементарное расстояние dg совершается элементарная работа силы $f dg$ (рис. 6-12). Если отсутствуют приток энергии извне к цепям, т. е. $\Psi_k = \text{const}$, а также потери энергии в среде и на излучение в окружающее пространство, то работа совершается за счет уменьшения энергии магнитного поля при изменении координаты g . Поэтому сила f определится из выражения

$$f dg + \frac{\partial W_m}{\partial g} dg = 0 \text{ и } f = - \frac{\partial W_m}{\partial g}. \quad (6-22)$$

Сила, действующая в направлении координаты g , в предположении $\Psi_k = \text{const}$ равна уменьшению энергии магнитного поля, рассчитанному на единицу длины. При неизменных токах цепей аналогично будет $f = \partial W_m / \partial g$.

Выражения для сил получены для неподвижных или очень медленно движущихся цепей или материальных тел. Поэтому выбор выражения для определения силы связан только с большим удобством. Силы f и координаты g являются общими.

Если величины в формулах (6-19) и (6-20) выражены в единицах системы СИ, то силы для пространственных координат g будут получены в ньютонах (Н). Определим выражения для некоторых электромагнитных сил.

Сила тяги электромагнита (рис. 6-13). Определим силу тяги электромагнита с двумя одинаковыми полюсами, т. е. силу притяжения якоря из ферромагнитного металла к полюсам. Как известно из повседневного опыта, якорь притягивается к полюсам магнита, так как магнитные линии в зазорах между электромагнитом и якорем стремятся сократиться.

При неизменном магнитном потоке Φ в электромагните магнитные индукции B и напряженности магнитного поля H магнитной цепи остаются неизменными; следовательно, неизменны и удельные плотности энергии $BH/2$ различных участков магнитной цепи. По выражению (6-22) механическая работа $f dg$ может быть произведена в этом случае только за счет уменьшения энергии магнитного поля, что определяет движение якоря в сторону уменьшения объема, занятого магнитным полем в зазоре. Следовательно, сила действует в сторону уменьшения зазора (на рисунке — вверх).

При относительно небольших зазорах между полюсами электромагнита и якорем можно считать, что магнитные ли-

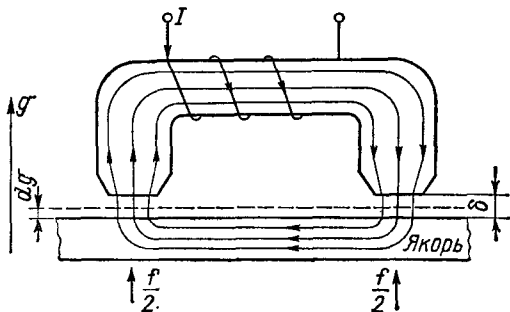


Рис. 6-13. Электромагнит с якорем

нии в зазорах параллельны друг другу и перпендикулярны поверхности якоря. Если сумма площадей поверхностей обоих полюсов $s = s_1 + s_2$, то при перемещении якоря вверх на расстояние dg уменьшение объема поля в зазорах составит $dV = s dg$, а уменьшение энергии магнитного поля будет $dW_m = (BH/2)s dg$.

Сила тяги f , равная сумме сил притяжения к каждому полюсу $f/2$, определится для электромагнита с воздушным зазором ($\mu_a = \mu_0$) как

$$f = \frac{\partial W_m}{\partial g} = \frac{B^2}{2\mu_0} s.$$

При магнитной индукции, выраженной в теслах, площади поверхности s — в квадратных метрах и магнитной постоянной $\mu_0 = 0,4\pi \cdot 10^{-6}$ Гн/м получим силу тяги в ньютонах:

$$f = \frac{B^2 s}{2 \cdot 0,4\pi \cdot 10^{-6}} \approx 4B^2 s \cdot 10^5. \quad (6-23)$$

Если магнитная индукция B выражена в гауссах ($1 \text{ Гс} = 10^{-4} \text{ Тл}$), а площадь поверхности s — в квадратных сантиметрах,

то сила

$$f \approx 40 \left(\frac{B}{10\,000} \right)^2 s. \quad (6-24)$$

При наличии одного зазора между полюсом электромагнита и якорем, как в реле клапанного типа, следует учитывать площадь поверхности одного полюса.

Сила, действующая на проводник с током в магнитном поле. Поместим проводник длиной l , по которому протекает ток I , перпендикулярно к линиям однородного магнитного поля с $B = \text{const}$ (рис. 6-14). Проводник будет стремиться перемещаться в том направлении, в котором на него действует сила. Направление действия силы определяется из условия, что изменение энергии магнитного поля при перемещении проводника в этом направлении будет наибольшим.

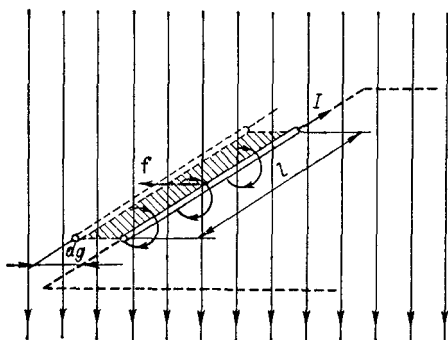


Рис. 6-14. Сила, действующая на проводник с током в магнитном поле

Наибольшее элементарное изменение энергии поля $I d\Psi$ будет при перемещении проводника перпендикулярно магнитным линиям и параллельно самому себе, так как

при этом число пересекаемых проводником магнитных линий будет наибольшим, т. е. будет наибольшим изменение потока в контуре, в состав которого входит проводник.

При перемещении проводника в направлении действия силы на расстояние dg изменение энергии магнитного поля контура, в состав которого входит проводник длиной l , равно

$$dW_m = Id\Psi = IBl dg.$$

В соответствии с выводами элементарное изменение энергии магнитного поля равно работе dA , произведенной силой f :

$$dA = f dg.$$

Сравнивая эти два выражения и определяя силу в ньютонах, получим

$$f = BlI, \quad (6-25)$$

где B — магнитная индукция однородного магнитного поля, Тл; l — длина проводника, м; I — ток проводника, А.

Если проводник расположен под углом $\alpha \neq \pi/2$ к магнитным линиям (рис. 6-15), то направление силы будет по-прежнему перпендикулярным к плоскости, в которой лежат проводник и линии

поля, а значение силы

$$f = BII \sin \alpha. \quad (6-26)$$

Если магнитная индукция B выражена в гауссах, а длина проводника — в сантиметрах, то сила в ньютонах будет равна

$$f = BII \cdot 10^{-6}; \quad f = BII \sin \alpha \cdot 10^{-6}.$$

Направление силы, действующей на проводник, определится из условия, что при неизменном токе сила действует в направлении увеличения энергии контура. Из рис. 6-14 видно, что только при перемещении проводника влево увеличивается собственный магнитный поток контура за счет увеличения «захваченных» магнитных линий. Поэтому действие силы на проводник будет направлено влево.

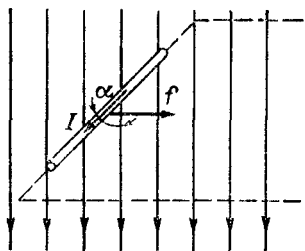


Рис. 6-15. Сила, действующая на проводник с током в магнитном поле, при $\alpha \neq \pi/2$

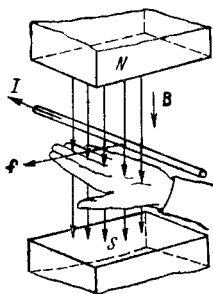


Рис. 6-16. Правило левой руки для определения направления силы, действующей на проводник с током

Способ определения направления силы путем рассуждений неудобен. Поэтому для нахождения направления силы обычно применяется более удобное **правило левой руки**, которое сформулировано на основании приведенных соображений.

Если расположить ладонь левой руки перпендикулярно магнитным линиям так, чтобы магнитные линии входили в ладонь, а вытянутые пальцы ладони направить по течению тока, то отставленный в сторону большой палец укажет направление силы, действующей на проводник (рис. 6-16).

В проводнике, который перемещается в магнитном поле, индуцируется э. д. с., и если цепь с входящим в нее проводником замкнута, то в цепи протекает ток. С другой стороны, на проводник с током, находящийся в магнитном поле, действует электромагнитная сила. В этом состоит общность и обратимость явлений электромагнитной индукции и воздействия электромагнитных сил на проводник с током в магнитном поле. Наиболее отчетливо эти общность и обратимость проявляются в электрических машинах.

Предположим, что цилиндрический якорь электрической машины вращается от первичного двигателя в магнитном поле. При этом в проводниках обмотки, уложенных в пазы якоря, будет индуцироваться э. д. с., а при замыкании обмотки на внешнее сопротивление в цепи будет протекать ток — электрическая машина будет работать в качестве генератора. Если по обмотке машины протекает ток того же направления, как и в случае работы генератором, то под действием сил, действующих на проводники с током, якорь стремится вращаться в обратном направлении — электрическая машина может вращать соединенный с ней механизм, работая электродвигателем.

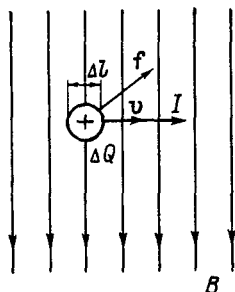


Рис. 6-17. Сила, действующая на заряд, движущийся в магнитном поле

Сила, действующая на электрический заряд, движущийся в магнитном поле. Предположим, что заряд ΔQ движется в однородном магнитном поле ($B = \text{const}$) перпендикулярно магнитным линиям со скоростью $v = \text{const}$ (рис. 6-17). Предположим далее, что заряд проходит за время Δt расстояние Δl .

Перемещение электрического заряда на расстояние Δl за время Δt эквивалентно протеканию тока $I = \Delta Q / \Delta t$ в данном месте. Если длина такого фиктивного проводника, на который действует сила, равна Δl , то значение силы в ньютонах по выражению (6-25) будет

$$f = BI\Delta l = B \frac{\Delta Q}{\Delta t} \Delta l.$$

С другой стороны, величина $\Delta l / \Delta t$ равна скорости v движения заряда. Поэтому сила воздействия на заряд

$$f = Bv\Delta Q. \quad (6-27)$$

Направление силы определяется по правилу левой руки (см. рис. 6-16).

Если заряд движется под углом $\alpha \neq \pi/2$ к магнитным линиям, то, подобно случаю, показанному на рис. 6-15, сила направлена перпендикулярно плоскости, в которой лежат векторы магнитной индукции \mathbf{B} и скорости \mathbf{v} , и значение силы

$$f = Bv\Delta Q \sin \alpha. \quad (6-28)$$

Управление движением заряженных частиц. Посредством электрических и магнитных полей можно управлять движением электрически заряженных частиц, которыми могут быть ионы, электроны, протоны и другие материальные частицы, несущие электрические заряды. При помощи сил воздействия электрического поля производится управление пучком электронов в электронных осциллографах, в электронных микроскопах и ряде других современных электронных приборов. Путем изменения электрического и магнит-

ного полей или только магнитного поля осуществляется управление движущимися частицами в ускорителях заряженных частиц, служащих для получения частиц высоких энергий: бетатронах, циклотронах и синхротронах.

При движении заряженной частицы со скоростью v в магнитном поле появляется сила, действующая на частицу и направленная перпендикулярно пути движения частицы и магнитным линиям;

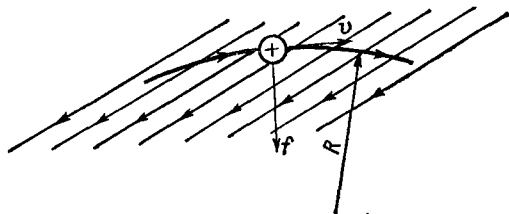


Рис. 6-18. Движение электрического заряда по дуге окружности в однородном магнитном поле

траектория движения искривляется. Если приравнять эту силу центростремительной силе, то получим уравнение для радиуса окружности R , по которой частица с массой m и зарядом ΔQ движется в однородном магнитном поле (рис. 6-18). Плоскость траектории движения перпендикулярна магнитным линиям.

Из равенства $9,81 \frac{mv^2}{R} = f = Bv \Delta Q$ получим

$$R = 9,81 \frac{mv}{B\Delta Q}. \quad (6-29)$$

6-5. Исследование магнитной цепи с постоянным магнитом

В аппаратах и электрических машинах малой мощности широкое применение находят постоянные магниты. Для примера выполним упрощенный расчет магнитной цепи магнитоэлектрического измерительного прибора (рис. 6-19) с подковообразным магнитом M . Магнитный поток проходит через сердечники магнита, полюсные наконечники из мягкой стали, зазоры δ и якорь $Я$. Длина средней магнитной линии в сердечниках l_m .

Предположим, что необходимая магнитная индукция в зазоре равна B_δ . Тогда магнитный поток Φ , проходящий через зазор, будет

$$\Phi = \alpha R m B_\delta,$$

где R — радиус расточки полюсных наконечников; α — дуга окружности, занятая полюсами; m — ширина магнита в направлении, перпендикулярном плоскости рисунка.

Пренебрегая рассеянием между полюсами и считая одинаковой ширину m магнита, сердечников и якоря, получим магнитную ин-

дукцию в полюсах магнита:

$$bmB = \alpha R m B_\delta, \text{ откуда } B = \frac{\alpha R}{b} B_\delta,$$

где b — толщина сердечника магнита.

Пусть кривая на рис. 6-20 является частью петли гистерезиса металла магнита. Сплошная часть кривой в пределах от точки остаточной магнитной индукции B_r ($H = 0$) до точки коэрцитивной силы H_c ($B = 0$) называется кривой размагничивания.

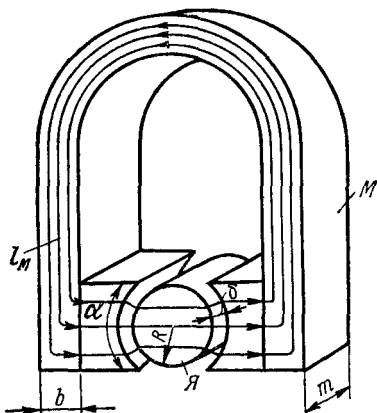


Рис. 6-19. Эскиз магнитной цепи магнитоэлектрического прибора

Если бы магнитная цепь представляла собой кольцевой замкнутый магнит, то магнитная индукция в сердечнике при отсутствии намагничивания была бы равна остаточной индукции B_r . В разомкнутом подковообразном магните магнитная индукция B будет меньше B_r .

Если напряженность магнитного поля в сердечниках равна H_m , то в соответствии с законом полного тока при отсутствии внешней м. д. с.

$$H_m I_m + 2 \frac{B_\delta}{\mu_0} \delta = 0.$$

Отсюда, учитывая связь между индукциями B и B_δ , полученную выше, находим

$$H_m = - \frac{2\delta}{I_m} \frac{b}{\alpha R} \frac{B}{\mu_0}.$$

Полученное уравнение определяет прямую OK , проходящую через начало координат. С одной стороны, магнитное состояние цепи может определяться только точками на прямой, с другой — эти точки должны находиться на кривой размагничивания; поэтому точка A , определяющая магнитное состояние цепи, будет точкой пересечения прямой OK и кривой размагничивания. Координаты этой точки определяют напряженность поля H_m и магнитную индукцию B .

Для изготовления постоянных магнитов применяются сплавы с высокими остаточными магнитными индукциями и коэрцитивными силами. Качество материала постоянного магнита определяется значением максимальной энергии в единице объема материала $(BH)_{\max}/2$ из кривой размагничивания.

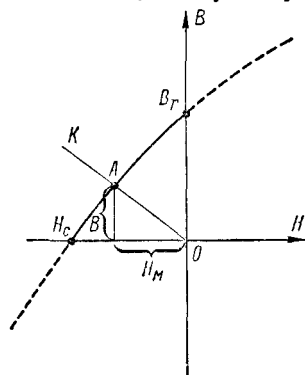


Рис. 6-20. Кривая размагничивания постоянного магнита

МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ С ПЕРЕМЕННОЙ МАГНИТОДВИЖУЩЕЙ СИЛОЙ

7-1. Основные понятия о цепях

В рассматриваемых магнитных цепях переменный магнитный поток создается обмоткой магнитопровода, обтекаемой переменным током. В состав таких магнитных цепей обычно входят ферромагнитные сердечники, выполняемые, например, в промышленных установках из штампованных листов электротехнической стали, изолированных друг от друга. Примерами могут служить трансформаторы, катушки индуктивности, магнитопроводы электрических машин и другие.

Для примера на рис. 6-9 была показана магнитная цепь электромагнита. В этой цепи, кроме полезного магнитного потока (обозначим его Φ_0), замыкающегося через зазор δ и создающего необходимую силу тяжения, имеется магнитный поток рассеяния Φ_p , который не проходит через зазор и не участвует в создании силы тяжения. Вместе с тем магнитные линии этого потока полностью или частично, как это показано на рисунке, связаны с витками намагничивающей катушки. Магнитные линии потока рассеяния на большей части длины проходят по воздуху, и магнитное сопротивление для них — это сопротивление участков пути по воздуху. Для воздуха магнитный поток пропорционален м. д. с., и вебер-амперные характеристики потока Φ_p и потокосцепления Ψ_p являются прямыми. В этом случае магнитный поток и потокосцепление находятся в фазе с переменным током намагничивающей катушки. В отличие от линий потока рассеяния (см. рис. 6-9) линии полезного магнитного потока электромагнита проходят в основном по ферромагнитному сердечнику. Поэтому график зависимости потока Φ_0 и соответствующего потокосцепления Ψ_0 от тока или м. д. с. при протекании переменного тока по обмотке будет подобен гистерезисной петле $B = f(H)$ при переменном намагничивании, так как магнитный поток Φ_0 равен произведению магнитной индукции на площадь поперечного сечения сердечника. Для магнитомягких металлов с узкой петлей гистерезиса можно приближенно пользоваться основной кривой намагничивания. Как будет показано в дальнейшем, переменный магнитный поток отстает по фазе от намагничивающего переменного тока.

Следовательно, э. д. с. самоиндукции, индуктированную в намагничивающей катушке, следует считать состоящей из э. д. с. от потока Φ_0 , отстающей по фазе от него на угол $\pi/2$, и э. д. с. от потока рассеяния Φ_p , отстающей по фазе от него и от тока катушки также на угол $\pi/2$. При этом ток катушки и магнитный поток Φ_p опережают на некоторый угол поток Φ_0 .

7-2. Ток катушки с ферромагнитным сердечником при синусоидальном напряжении

Предположим, что к катушке со стальным сердечником приложено гармонически изменяющееся напряжение. Обычно активное сопротивление катушки невелико, и им можно в первом приближении пренебречь. Тогда приложенное напряжение будет полностью уравниваться противодействующей э. д. с. самоиндукции, которая является производной потоко-сцепления Ψ . Поэтому магнитный поток Φ и потоко-сцепление Ψ должны также изменяться по гармоническому закону. Предположим, что $\psi = \Psi_m \sin \omega t$. Потоко-сцепление Ψ состоит из потоко-сцепления Ψ_0 , график зависимости которого от переменного намагничивающего тока подобен гистерезисной петле, и потоко-сцепления рассеяния Ψ_p , пропорционального току (см. § 7-1). На рис. 7-1 показаны зависимости потоко-сцеплений Ψ_0 и Ψ_p , а также потоко-сцепления $\Psi = \Psi_0 + \Psi_p$ от тока катушки. Как следует из рисунка, кривая $\Psi = f(i)$ имеет такой же вид, как и гистерезисная петля.

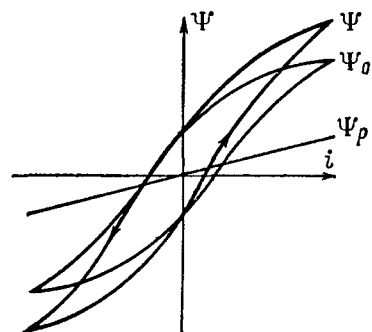


Рис. 7-1. Зависимости потоко-сцеплений Ψ_0 и Ψ_p от тока

сцеплений Ψ_0 и Ψ_p , а также потоко-сцепления $\Psi = \Psi_0 + \Psi_p$ от тока катушки. Как следует из рисунка, кривая $\Psi = f(i)$ имеет такой же вид, как и гистерезисная петля.

На рис. 7-2 приведены построения, по которым определяются токи i для каждого мгновенного значения потоко-сцепления ψ при

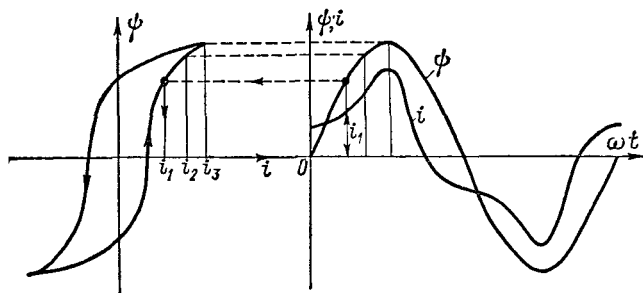


Рис. 7-2. Кривые потока $\psi = f_1(i)$ и тока $i = f_2(t)$ в цепи со сталью

данном графике зависимости $\psi = f_1(i)$. Кривая тока $i = f_2(t)$ строится путем нахождения значений тока для различных значений потоко-сцепления ψ в соответствующие моменты времени, как это показано на рис. 7-2. Соединяя найденные из построения точки, получим кривую изменения тока во времени. Кривая тока несинусоидальна; при этом ток проходит через нуль раньше, чем потоко-

сцепление, т. е. потокосцепление отстает по фазе от тока. Это обусловлено гистерезисом; вихревые токи, индуцированные в сердечнике, вызывают еще большее отставание по фазе переменного тока ψ от тока i .

7-3. Векторные диаграммы и схемы замещения

При практических исследованиях часто считают, что действие несинусоидального переменного тока можно определять как действие эквивалентного синусоидального тока (см. § 3-1). В этом случае можно построить векторные диаграммы и схемы замещения катушки с ферромагнитным сердечником. Учтем, что кроме магнитного потока, замыкающегося через стальной сердечник, витки катушки связаны еще с магнитным потоком рассеяния Φ_p , проходящим в основном по воздуху и находящимся поэтому в фазе с током.

Построим сначала упрощенную векторную диаграмму цепи без учета потока рассеяния и падения напряжения в активном сопротивлении (рис. 7-3, а).

Вектор основного магнитного потока $\dot{\Phi}$ отстает по фазе от тока цепи \dot{I}_0 на угол α , определяющийся потерями в сердечнике. Э. д. с., индуцированная в катушке с сердечником, отстает от магнитного потока на угол $\pi/2$ и уравнивает приложенное напряжение \dot{U} . Угол α между вектором тока и вектором основного магнитного потока называется углом магнитных потерь или углом магнитного запаздывания.

Угол магнитного запаздывания определяется из выражения

$$\alpha = \arcsin \frac{P_c}{U^2 y}, \quad (7-1)$$

где P_c — потери мощности в стали сердечника на гистерезис и вихревые токи; $y = I_0/U$ — полная проводимость цепи.

Угол α мал, и обычно I_0 и I_p незначительно отличаются друг от друга; поэтому в расчетах значение тока I_0 часто заменяется значением реактивного тока I_p , что практически не влияет на точность расчета.

При учете активного сопротивления цепи и потока рассеяния векторная диаграмма дополняется построением векторов, изобра-

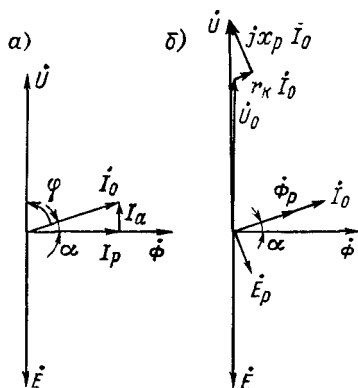


Рис. 7-3. Векторные диаграммы катушки с ферромагнитным сердечником: а — при очень малом сопротивлении катушки; б — при учете сопротивления катушки

жающих составляющие приложенного напряжения (рис. 7-3, б). В этом случае приложенное к зажимам катушки напряжение будет иметь, кроме составляющей U_0 , уравнивающей э. д. с. от основного потока, две другие составляющие, равные соответственно падению напряжения в активном сопротивлении катушки $r_k I_0$ и падению напряжения в реактивном сопротивлении $jx_p I_0$ от потока рассеяния Φ_p катушки, опережающему ток I_0 на угол $\pi/2$.

Реактивное сопротивление катушки $x_p = \omega L_p$, где L_p — индуктивность от потока рассеяния.

Активная I_a и реактивная I_p составляющие тока зависят от э. д. с. $E = -U_0$, индуцированной основным потоком Φ ; поэтому

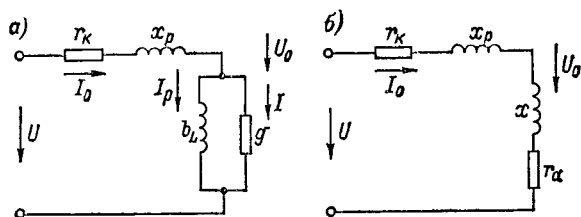


Рис. 7-4. Схемы, эквивалентные катушке с ферромагнитным сердечником: а — для параллельного соединения проводимостей; б — для последовательного соединения сопротивлений

данные составляющие можно определить как произведения активной g и реактивной b_L проводимостей на напряжение U_0 . Проводимости определяются как

$$b_L = \frac{I_p}{U_0} = \frac{I_p}{E}; \quad g = \frac{I_a}{U_0} = \frac{I_a}{E} = \frac{P_c}{U_0^2}. \quad (7-2)$$

Исходя из приведенных соображений, можно написать в символической форме:

$$\left. \begin{aligned} I_0 &= I_a + I_p = (g - jb_L) \dot{U}_0; \\ \dot{U} &= \dot{U}_0 + (r_k + jx_p) I_0. \end{aligned} \right\} \quad (7-3)$$

В соответствии с этими выражениями построена векторная диаграмма на рис. 7-3, б.

На основании этих выражений может быть построена схема цепи, эквивалентной катушке с ферромагнитным сердечником, или, более кратко, эквивалентная схема (схема замещения). Процессы в такой эквивалентной цепи, распределение токов, напряжений и мощностей должны быть такими же, как и в реальном устройстве. Исследование схем цепей, эквивалентных различным реальным устройствам, во многом облегчает исследование этих устройств.

На рис. 7-4 показаны эквивалентные схемы, построенные в соответствии с выражениями (7-3), для параллельного включения про-

водимостей (рис. 7-4, а) и для последовательного включения сопротивлений (рис. 7-4, б). На схеме рис. 7-4, б

$$r_a = \frac{g}{b_L^2 + g^2} \quad \text{и} \quad x = \frac{b_L}{b_L^2 + g^2}.$$

Из эквивалентной схемы следует, что напряжение \dot{U}_0 получается путем вычитания из приложенного комплексного напряжения \dot{U} комплексного падения напряжения $\dot{I}_0 (r_k + jx_p)$. Ток I_0 складывается из реактивного тока I_p проводимости b_L и активного тока I_a проводимости g (рис. 7-4, а).

Путем измерений или расчета магнитной цепи может быть построена вольт-амперная характеристика цепи с катушкой. Это построение производится обычно для эквивалентного синусоидального тока. При увеличении напряжения на зажимах катушки, изменяющегося гармонически, должен увеличиваться ее магнитный поток. При насыщении сердечника ток катушки (эквивалентный и гармонические составляющие) будет возрастать быстрее, чем магнитный поток и напряжение. Электроизмерительные приборы, например, дают значения действующих измеряемых величин. Поэтому при экспериментальном снятии зависимости напряжения на зажимах катушки от тока в ней $U = f(I)$ получим нелинейную характеристику (рис. 7-5). Произведя расчет магнитной цепи и определив эквивалентный синусоидальный ток как действующий несинусоидальный ток, получим такую же характеристику. При включении катушки на напряжение источника переменного тока ее полное сопротивление будет уменьшаться при увеличении напряжения.

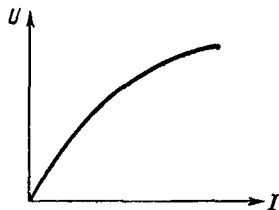


Рис. 7-5. Вольт-амперная характеристика цепи катушки со стальным сердечником

Для построения векторной диаграммы, эквивалентной схемы и определения тока цепи при заданном напряжении должны быть известны величины r_k , x_p , b_L и g . Они могут быть определены путем измерений в цепи изготовленной катушки.

Определение этих величин путем расчета производится исходя из значения основного потока Φ . Обычно можно принять сначала $U_0 = (0,9 \div 0,95) U$; значение U_0 уточняется после проведения расчета в первом приближении. По закону электромагнитной индукции

$$u_0 = -e = \frac{d\psi}{dt} = \omega \frac{d\Phi}{dt} = \omega \frac{d(\Phi_m \sin \omega t)}{dt} = 2\pi f \omega \Phi_m \cos \omega t,$$

где $\psi = \omega \Phi \sin \omega t$ — гармонически изменяющееся потокосцепление; $\omega = 2\pi f$ — угловая частота; ω — число витков катушки.

По известному действующему напряжению U_0 определяется основной магнитный поток (в веберах):

$$\Phi_m = \frac{(0,9 \div 0,95) U}{\frac{2\pi}{\sqrt{2}} f \omega} = \frac{(0,9 \div 0,95) U}{4,44 f \omega}.$$

Амплитуды магнитных индукций на участках магнитопровода $B_{km} = \Phi_m / s_k$, где s_k — сечение k -го участка; напряженности магнитного поля H_k берутся из кривых намагничивания (см. рис. 6-7). По этим данным производится расчет магнитной цепи, из которого определяется максимальное значение тока $I_{p, \text{макс}}$. Из расчета магнитной цепи находится и поток рассеяния Φ_p . Для расчетных значений B_{km} и заданной частоты f определяются потери мощности P_c в стали сердечника (см. § 7-4).

Действующий ток I_p можно найти по выражению (см. § 3-2).

$$I_p = I_{p, \text{макс}} / k_A,$$

где k_A — коэффициент амплитуды, который берется из справочников.

Далее можно найти для эквивалентного синусоидального тока

$$b_L = I_p / U_0 \text{ и } g = P_c / U_0^2.$$

Активное сопротивление обмотки катушки r обычно мало отличается от сопротивления постоянному току. Реактивное сопротивление $x_p = \omega L_p$, где L_p — индуктивность от потока рассеяния.

Подобный метод расчета тока I_0 значительно проще расчета, связанного с построением кривых $\psi = f_1(t)$ и $i = f_2(t)$ — см. рис. 7-2.

7-4. Потери в стали сердечников.

Вихревые токи

Магнитопроводы электрических машин и аппаратов собираются обычно из стали, обладающей большой магнитной проницаемостью; для этой цели применяются и специальные сплавы, а также ферриты. Рассмотрим метод расчета потерь энергии и мощности в стальных магнитопроводах; расчет потерь магнитопроводов из других материалов производится подобно приведенному ниже.

Изменения переменных магнитных потоков в магнитопроводах вызывает перемагничивание стали, что приводит к возникновению потерь энергии в стали на гистерезис. В стали индуктируются вихревые токи, тоже вызывающие потери.

Зависимость магнитной индукции B от напряженности H магнитного поля при циклическом изменении H изображается гистерезисной петлей (см. рис. 6-8). Для магнитной индукции B и напряженности поля H энергия в единице объема определяется по формуле (6-20):

$$W'_{1m} = BH/2.$$

При изменении магнитной индукции и напряженности магнитного поля на dB и dH изменяется энергия:

$$W'_{2m} = \frac{(B + dB)(H + dH)}{2}.$$

Элементарное приращение энергии магнитного поля

$$dW_m = W'_{2m} - W'_{1m} = \frac{BdH + HdB}{2} = \frac{\mu_a \cdot 2HdB}{2} = HdB,$$

если пренебречь малой величиной второго порядка $dB dH$.

Увеличение энергии магнитного поля при изменении магнитной индукции от нуля до $B_{\text{макс}}$ изображено заштрихованной площадью на рис. 7-6, а. В процессе прохождения полного гистерезисного

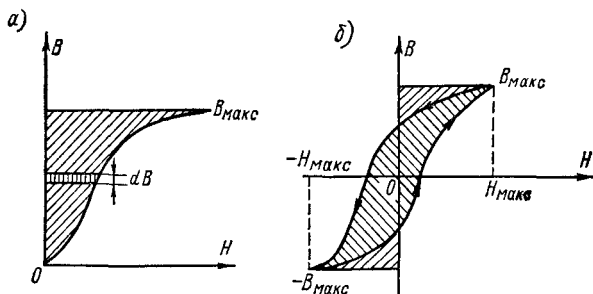


Рис. 7-6. Кривые намагничивания и гистерезисный цикл: а — к определению энергии магнитного поля при изменении магнитной индукции; б — гистерезисный цикл

цикла в направлениях, показанных стрелками на рис. 7-6, б, затрата энергии определяется площадью между восходящей и нисходящей ветвями гистерезисного цикла.

Потеря энергии на гистерезис для единицы объема определится как

$$\Delta W_m = \oint B dH,$$

где интегрирование производится по замкнутой гистерезисной петле. Следовательно, потеря энергии на единицу объема металла за один цикл перемагничивания (в джоулях на кубический метр) пропорциональна площади гистерезисной петли.

Потери мощности на гистерезис при частоте f численно равны потерям энергии за f циклов перемагничивания. Зависимость потерь энергии от наибольшей магнитной индукции более сложна. По формуле Штейнмеца потери энергии пропорциональны $B_m^{1.6}$; по более распространенной формуле Рихтера потери энергии и мощности пропорциональны B_m^n , где $1 < n < 2$; при больших магнитных индукциях n ближе к двум.

Обычно определяют потери мощности, отнесенные к единице массы стали. Учитывая приведенную зависимость потерь от частоты f и магнитной индукции, получим выражение для потерь мощности p_r на гистерезис (в ваттах на килограмм):

$$p_r = (aB_m + bB_m^2) f, \quad (7-4)$$

где a и b — коэффициенты, определяемые из опыта.

Магнитную индукцию обычно выражают в теслах (1 Тл = = 10 000 Гс), так как расчетные магнитные индукции в стали находятся в пределах $B_m = 0,5 \div 1,8$ Тл, а частоты — в единицах, отнесенных к 50 Гц.

При изменении магнитного потока в стали магнитопровода индуцируются вихревые токи, замыкающиеся по путям внутри сечения магнитопровода (рис. 7-7). В и х р е в ы м и называются токи, индуцируемые в массе металла. Эти токи в соответствии с законом

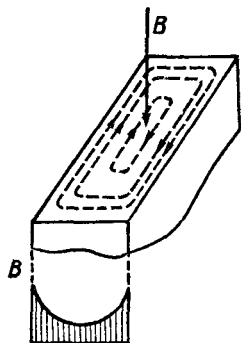


Рис. 7-7. Поверхностный эффект в листе стали магнитопровода

Ленца оказывают размагничивающее действие, поэтому распределение магнитного потока по сечению сплошного магнитопровода будет неодинаковым (рис. 7-7). В центральной части сплошного магнитопровода, где действие вихревых токов наибольшее, магнитная индукция будет наименьшей, а по краям — наибольшей. Примерное распределение магнитных индукций показано на рис. 7-7.

Это явление, представляющее собой как бы вытеснение потока к внешней поверхности магнитопровода, называется магнитным поверхностным эффектом.

Влияние поверхностного эффекта состоит в том, что поперечное сечение магнитопровода используется хуже, чем при неизменном потоке, за счет неравномерного распределения магнитного потока по сечению. При массивном магнитопровode возрастают также потери энергии, обусловленные протеканием больших по значению вихревых токов. Отметим, что магнитные индукции по мере приближения к середине листа стали не только уменьшаются по значению, но и все больше сдвигаются по фазе в сторону отставания. Значение вихревых токов, а следовательно, и потерь энергии будет тем больше, чем больше сечение листов стали магнитопровода и больше электрическая проводимость стали. Поэтому для уменьшения потерь энергии листы стали, из которых обычно выполняется магнитопровод, имеют толщину 0,3—0,5 мм для машин и аппаратов с промышленной частотой и 0,05—0,2 мм — для частот порядка килогерц. Для уменьшения проводимости сталь изготавливается с присадкой кремния. Листы стали магнитопроводов изолируются друг от друга путем нанесения слоя лака на одну сторону или путем образования на поверхности непроводящей пленки в результате химического процесса.

Если распределение магнитной индукции по сечению тонкого листа приблизительно равномерное, то амплитуды э. д. с., индуцированных в листах стали, пропорциональны произведению частоты f на амплитуду магнитной индукции B_m , а токи пропорциональны э. д. с. и площади поперечного сечения листа или, при неизменной ширине листа, толщине листов стали. Потери энергии и мощности p_v на единицу массы пропорциональны квадрату тока, поэтому для потерь мощности на вихревые токи (в ваттах на килограмм) получим

$$p_v = c B_m^2 f^2 \Delta^2, \quad (7-5)$$

где Δ — толщина листов стали, мм; c — коэффициент.

Как и в выражении для потерь на гистерезис, частоту f часто выражают в единицах, отнесенных к 50 Гц; индукцию B_m — в теслах и толщину листа — в единицах, отнесенных к 0,5 мм.

Потери в стали на гистерезис и вихревые токи определяются суммой потерь p_r и p_v :

$$p_c = p_r + p_v = [(a B_m + b B_m^2) f + c B_m^2 f^2 \Delta^2]. \quad (7-6)$$

Удельные потери в стали при $B_m = 1$ Т, $f = 50$ Гц и $\Delta = 0,5$ мм составляют для стали с малой присадкой кремния 4 Вт/кг; для лучших сортов стали, со значительной присадкой кремния и подвергнутых специальной термической обработке, — около 1 Вт/кг.

Обычно пользуются значениями удельных потерь, взятыми из справочных таблиц для различных марок стали. По значениям удельных потерь рассчитываются потери в стали магнитопровода.

7-5. Практическое применение цепей со сталью

Цепи со сталью, т. е. цепи, содержащие катушки индуктивности со стальными сердечниками, находят широкое применение в технике. Это — регулируемые и нерегулируемые катушки индуктивности, трансформаторы, магнитные усилители, стабилизаторы, феррорезонансные умножители частоты и др. При высоких частотах сердечники обычно выполняются из ферритов.

Регулирование тока в цепи переменного тока может производиться при помощи дросселя—катушки с зазором в магнитной цепи, регулируемым вручную или при помощи привода (рис. 7-8).

Если замкнутый стальной сердечник катушки не имеет зазора, то его магнитное сопротивление будет наименьшим, а магнитный поток Φ сердечника при данном токе катушки, индуктивность L и реактивное сопротивление катушки x — наибольши-

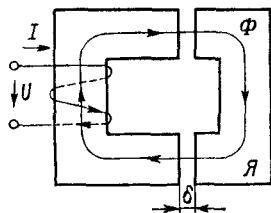


Рис. 7-8. Эскиз магнитной цепи с изменяемым зазором

ми. Если зазор в магнитной цепи можно изменять путем перемещения якоря $Я$ (рис. 7-8), то с увеличением зазора δ увеличивается магнитное сопротивление цепи R_m , уменьшаются магнитный поток Φ при данном токе, индуктивность L и реактивное сопротивление x .

При включении катушки на напряжение источника переменного тока ее полное сопротивление будет уменьшаться с увеличением зазора, а ток в цепи — возрастать.

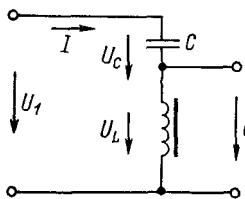


Рис. 7-9. Схема ферромагнитного стабилизатора

Рассмотрим простейший ферромагнитный стабилизатор напряжения (рис. 7-9). Стабилизатор напряжения должен обеспечить относительно малые колебания выходного напряжения при возможных значительных колебаниях напряжения сети.

Стабилизатор состоит из катушки с ферромагнитным сердечником и конденсатора, включенных последовательно на напряжение сети. Приемники включаются на напряжение катушки с сердечником.

Напряжение U_C на зажимах конденсатора пропорционально току I цепи, а напряжение на зажимах катушки индуктивности U_L — магнитному потоку катушки. При наличии ферромагнитного сердечника зависимость напряжения U_L от тока цепи будет иметь вид, подобный основной кривой намагничивания (рис. 7-10).

Напряжение на зажимах катушки индуктивности U_L находится в противофазе с напряжением на зажимах конденсатора U_C ; следовательно, напряжение на входных зажимах цепи U_1 равно разности этих напряжений $|U_1| = |U_L - U_C|$, если не учитывать активного сопротивления цепи. На рис. 7-10

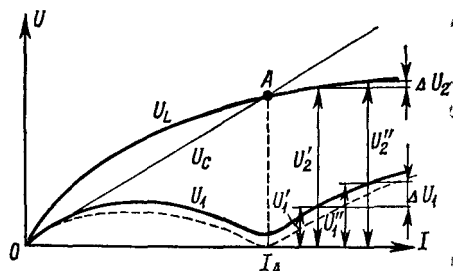


Рис. 7-10. Зависимость напряжения на зажимах цепи, катушки индуктивности и конденсатора от тока нагрузки стабилизатора

изображены зависимости от тока I напряжений U_L и U_C и штриховой линией — зависимость U_1 . Зависимость U_1 от тока I при учете активного сопротивления цепи показана на рисунке сплошной линией. В точке A имеет место резонанс напряжений; при токе $I < I_A$ в цепи преобладает индуктивность, при $I > I_A$ — емкость. Рабочей является ветвь характеристики для $I > I_A$.

Как следует из рисунка, при изменении напряжения сети на значительную величину $\Delta U_1 = U'_1 - U'_1$ стабилизированное напряжение изменяется относительно мало — на $\Delta U_2 = U''_2 - U'_2$.

Цепь с катушкой, содержащей ферромагнитный сердечник, может служить в качестве умножителя частоты. Одна из схем умножителя частоты дана на рис. 7-11. Контур, включенный на напряжение сети, состоит из конденсатора $C1$, катушки индуктивности без сердечника $L1$ и катушки индуктивности с ферромагнитным сердечником L . Контур настраивается в резонанс с частотой сети, благодаря чему обеспечивается протекание значительного тока в цепи, при котором будет насыщен сердечник катушки L и в кривой тока будут сильно выражены токи кратных частот.

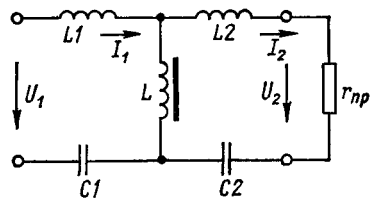


Рис. 7-11. Схема умножителя частоты

Второй контур, состоящий из катушек индуктивности L , $L2$ и конденсатора $C2$, настраивается в резонанс на требуемую частоту. Поэтому из спектра частот первого контура выделяется и подчеркивается напряжение требуемой частоты, кратной основной, которое подводится к приемнику энергии r_{np} .

Приведенными примерами не исчерпывается широкое применение цепей со сталью в технике.

Глава восьмая

МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ С ПОСТОЯННОЙ И ПЕРЕМЕННОЙ МАГНИТОДВИЖУЩИМИ СИЛАМИ

8-1. Основные понятия о цепях с подмагничиванием. Управляемые дроссели

Большое применение в разных областях техники получили цепи с катушками, имеющими ферромагнитные сердечники, подмагничиваемые постоянным током. Наиболее широко используются управляемые дроссели и магнитные усилители. Принцип работы их один и тот же.

Рассмотрим вначале управляемый дроссель. На рис. 8-1, а изображен дроссель с двумя обмотками, имеющий ферромагнитный сердечник, например из листовой стали. Обмотка 1 включена на синусоидальное напряжение U_{\sim} , частота и действующее значение которого неизменны. Обмотка 2 включена на напряжение постоянного тока U_{-} . Для того чтобы ограничить значение индуктированного тока, в цепь включена катушка индуктивности L .

Если сопротивление обмотки I относительно мало, то при синусоидальном напряжении U_{\sim} магнитный поток Φ и магнитная индукция B сердечника будут изменяться синусоидально. Приложенное напряжение будет почти полностью уравниваться э. д. с. самоиндукции: $U_{\sim} \approx E = 4,44 f \omega_1 \Phi$, где ω_1 — число витков обмотки I .

Будем считать, что гистерезисная петля стали сердечника достаточно узкая и можно пренебречь гистерезисом. Тогда за кривую намагничивания сердечника можно принять начальную кривую, которая проходит через начало координат (рис. 8-1, б). При отсутствии подмагничивания постоянным током начальное магнитное состояние стали определяется точкой кривой при $H = 0$, т. е. на-

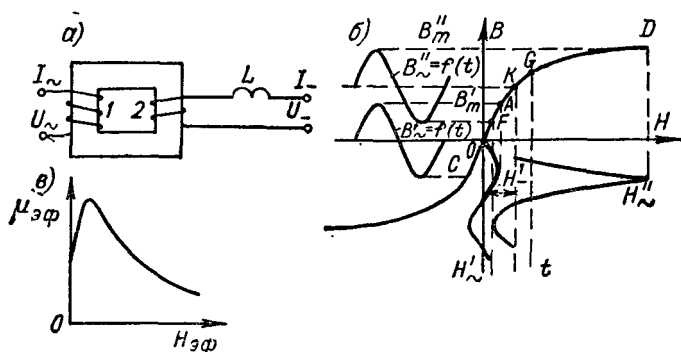


Рис. 8-1. Дроссель насыщения: а — схема включения; б — построение кривых $H_{\sim} = f(t)$; в — кривая магнитной проницаемости $\mu_{эф}$

чалом координат. Если начальная часть кривой намагничивания мало отличается от прямолинейной, то для заданного синусоидального закона изменения магнитной индукции $B_{\sim} = f(t)$ кривая изменения напряженности магнитного поля H_{\sim} , построенная графически по точкам кривой намагничивания, также мало будет отличаться от синусоиды (рис. 8-1, б).

По найденным значениям напряженности H_{\sim} магнитного поля можно определить мгновенные значения i_{\sim} переменного тока в обмотке I . Если сечение s магнитопровода дросселя по всей длине l одинаково и рассеяние между обмотками очень мало, то

$$i_{\sim} = Hl/\omega. \quad (8-1)$$

Если кривая $H_{\sim} = f(t)$ мало отличается от синусоиды, действующий ток I определится через амплитудное значение H_m :

$$I = \frac{H_m l}{\sqrt{2} \omega_1}. \quad (8-2)$$

При синусоидальном изменении магнитного потока во времени его амплитуда может быть выражена через амплитуду магнитной индукции B_m , а именно $\Phi_m = B_m s$.

При линейной зависимости $B = f(H)$ для магнитной проницаемости получим одно и то же значение как из отношения амплитуд индукции и напряженности $\mu_{ам} = B_m/H_m$, так и из отношения их действующих значений $\mu_{а.эф} = B_{эф}/H_{эф} = B_m/H_m$. При нелинейной зависимости $B = f(H)$ эти значения будут разными. При расчетах чаще пользуются значением $\mu_{а.эф}$ для заданных зависимостей $B = f(H)$ в диапазоне изменений магнитной индукции B .

С учетом этого замечания определим индуктивность (в генри) обмотки переменного тока при ненасыщенном сердечнике, пренебрегая ее активным сопротивлением:

$$L = \frac{U}{\omega I} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \frac{f \omega_1 B_m s}{2\pi f \frac{H_m l}{\sqrt{2} \omega_1}} = \frac{\omega_1^2 s}{l} \mu_{а.эф}. \quad (8-3)$$

Для относительной проницаемости $\mu_{эф}$

$$L = 0,4\pi \frac{\omega_1^2 s}{l} \mu_{эф} \cdot 10^{-6}.$$

Эти выражения могут служить и для определения индуктивности при нелинейной зависимости $B = f(H)$. Для данной кривой намагничивания при заданной зависимости $B = f(H)$ в определенных диапазонах изменения B из расчета может быть найдена кривая $\mu_{эф} = f(H)_{эф}$ (рис. 8-1, в). Эта кривая подобна кривой $\mu(H)$ для основной кривой намагничивания.

Теперь предположим, что в обмотке 2 протекает постоянный ток I_- . Сердечник подмагничивается, и от подмагничивания постоянным током возникает напряженность магнитного поля H_- . Напряженности магнитного поля H_- соответствует магнитное состояние, определяющееся, предположим, точкой K кривой намагничивания. Если теперь включить обмотку 1 на переменное напряжение U , то синусоидальные изменения магнитной индукции такого же диапазона, что и для $I_- = 0$, будут происходить в первом приближении около точки K . Если магнитная индукция в точке K равна B_k , то при включении обмотки на переменное напряжение U магнитная индукция будет изменяться по гармоническому закону в диапазоне от $B_k - B_m''$ до $B_k + B_m''$ по кривой $B \sim = f(i)$ (рис. 8-1, б).

Для точек этой кривой по кривой намагничивания можно построить кривую напряженности магнитного поля $H \sim (t)$. По выражению (8-1) этой кривой соответствует подобная кривая $i \sim (t)$. Кривые $H \sim (t)$ и $i \sim (t)$ имеют значительно больший диапазон изменения по сравнению с кривыми при $H_- = 0$ и расположены несимметрично относительно штриховой вертикальной прямой, проходящей через точку K .

При отсутствии составляющей постоянного тока в переменном токе обмотки 2 сумма электрических зарядов, переместившихся в цепи в одном направлении, определяющаяся площадью между осью времени и частью кривой $i''(t)$ с положительными значениями

токов, должна быть равна сумме зарядов, переместившихся в другом направлении, определяющейся площадью между осью времени и кривой $i''(t)$ с отрицательными значениями. Поэтому кривые напряженности магнитного поля $H_z(t)$ и тока $i_z(t)$ следует относить к прямой Gt , выбранной так, чтобы площади между положительной и отрицательной частями кривой тока $i_z(t)$ и прямой Gt были равны. Следовательно, кроме подмагничивания постоянным током, происходит *дополнительное подмагничивание*, обусловленное несимметрией кривой тока и определяющееся разностью абсцисс точек G и K (рис. 8-1, б). Кривая тока и действующий ток обмотки I определяются индуктивностью для $\mu_{эф}$ при изменениях магнитной

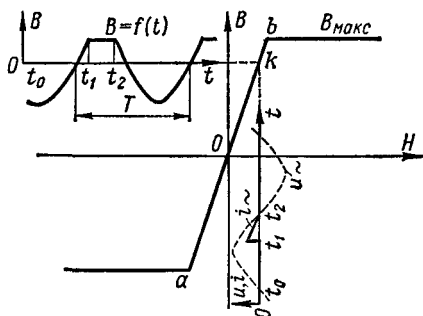


Рис. 8-2. К приближенному исследованию регулирования тока в цепи насыщенного дросселя

индукции около точки G . В кривых $H_z(t)$ и $i_z(t)$ имеются четные и нечетные гармонические.

Можно описать работу дросселя, заменив кривую намагничивания $B = f(H)$ ломаной линией (рис. 8-2). Предположим, что магнитное состояние сердечника, подмагничиваемого постоянным током, определяется точкой k . При синусоидальном изменении напряжения по этому же закону должна изменяться и магнитная индукция B в сердечнике. Начиная с момента времени t_0 , когда напряжение u

становится положительным (штриховая кривая на рис. 8-2), магнитная индукция возрастает и в момент времени t_1 достигает значения магнитной индукции насыщения B_{\max} . Начиная с этого момента, магнитная индукция остается неизменной, индуктивность становится равной нулю и ток в цепи определяется только сопротивлением нагрузки, например активным (рис. 8-2). В момент времени t_2 изменяется знак напряжения, магнитная индукция начинает убывать по синусоидальному закону, затем — снова возрастать до значения B_{\max} и т. д. Напряженности поля и соответствующие им токи для участка ab невелики; при относительно малом активном сопротивлении нагрузки получим сплошную кривую тока $i_z(t)$ (рис. 8-2). На этой кривой токи для участка ab приближенно считаем равными нулю. Следовательно, один раз в период дроссель проводит ток — в течение времени $t_2 - t_1$. Заметим, что приведенные для подмагничиваемых дросселей выводы справедливы в предположении достаточно большого сопротивления цепи постоянного тока.

При подмагничивании дросселя постоянным током изменяется его магнитное состояние, уменьшается индуктивность и возрастает ток рабочей обмотки переменного тока. Если в эту цепь включить нагрузку с сопротивлением r_n , то при изменениях относительно

небольшого постоянного тока можно регулировать значительную мощность нагрузки — дроссель может служить для регулирования тока.

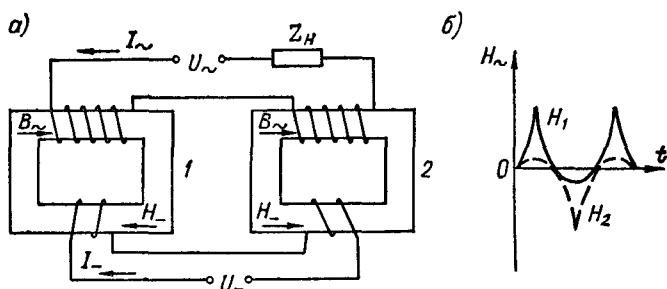


Рис. 8-3. Регулируемый дроссель: а — схема включения; б — кривые $H = f(t)$

Дроссель, изображенный на рис. 8-1, непригоден для практического применения в основном потому, что в обмотке постоянного тока с большим числом витков индуцируется большая переменная э. д. с.

Рассмотрим устройство из двух одинаковых дросселей, включенных так, как показано на рис. 8-3. Обмотки дросселей включим так, чтобы в любой момент времени направления векторов переменной магнитной индукции $B_~$ были одинаковы относительно обмоток переменного тока, а направления векторов напряженностей H_- магнитного поля подмагничивающих обмоток постоянного тока относительно тех же обмоток — разные. В ряде случаев можно считать, что сопротивление подмагничивающей обмотки мало. Для упрощения исследования заменим кривую намагничивания каждого сердечника, как на рис. 8-2, ломаной линией; например для сердечника 1 имеем $B_1 = f_1(H)$ (рис. 8-4).

Начиная с момента времени t_0 , когда $u > 0$, будет возрастать, предположим, магнитный поток сердечника 1 вплоть до момента времени t_1 , когда достигается наибольшая возможная магнитная индукция сердечника $B_{1\text{макс}}$. Ток $i_~$ дросселя в течение времени $t_1 - t_0$ невелик; будем считать его приблизительно равным нулю. Начиная с момента времени t_1 магнитный поток сердечника 1 и ин-

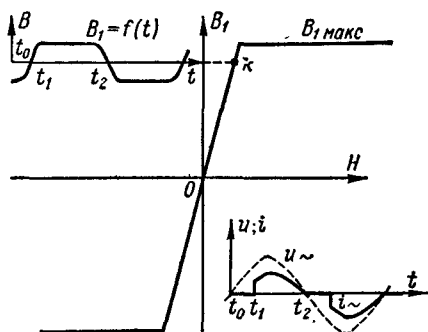


Рис. 8-4. Определение тока дросселя при идеализированной кривой намагничивания и малом сопротивлении обмотки управления

дукция B_1 возрастать не могут; магнитный поток сердечника будет поддерживаться неизменным, обмотка переменного тока сердечника 1 как бы замыкается накоротко. Тогда должен был бы возрастать магнитный поток другого сердечника 2, но это также невозможно, так как возрастающий магнитный поток сердечника должен проходить по сердечнику 2, охваченному обмоткой управления с малым сопротивлением и, при отсутствии встречной э. д. с. в обмотке сердечника 1, практически замкнутой накоротко. Поэтому с момента времени t_1 до момента времени t_2 , когда напряжение u на зажимах дросселя становится отрицательным и начинает уменьшаться магнитный поток сердечников, индуктивное сопротивление обмоток дросселя становится равным нулю. Ток в цепи определяется сопротивлением приемника, в рассматриваемом случае активным, и активным сопротивлением обмоток. После прохождения через нуль магнитный поток увеличивается в другом направлении. При этом окажется как бы замкнутой накоротко обмотка сердечника 2, когда будет достигнуто значение индукции $B_{\text{макс}}$. С увеличением тока управления перемещается вверх точка K (рис. 8-4), все раньше в цепи обмоток начинает протекать ток и увеличивается действующий ток I_{\sim} .

Дроссель в этом режиме работает подобно электронным приборам, на сетки которых подаются положительные импульсы напряжения в моменты открывания. Вследствие того что подмагничивающие обмотки постоянного тока двух дросселей относительно обмоток переменного тока включены встречно (см. рис. 8-3), э. д. с. нечетных гармонических в обмотках взаимно уравниваются; поэтому в цепи постоянного тока эти э. д. с. не действуют. В каждой же из обмоток э. д. с. нечетных гармонических существуют. Можно показать, что в цепи обмоток постоянного тока индуктируются и четные гармонические, вызывающие токи в цепях подмагничивания.

Кривые токов и э. д. с. в обмотках переменного тока в течение любого полупериода являются зеркальными изображениями кривых токов и э. д. с. в течение предыдущего полупериода. Это определяет то, что в кривой э. д. с. двух обмоток имеются только нечетные гармонические, из которых первая уравнивает приложенное напряжение. Э. д. с. каждой из обмоток содержит и четные гармонические, но эти э. д. с. двух обмоток уравнивают друг друга.

Исследуем работу дросселя в предположении, что сопротивление обмотки подмагничивания очень велико и ее нельзя считать замкнутой накоротко.

Обычно дроссели выполняются с общей обмоткой подмагничивания (см. рис. 8-6, а), охватывающей сердечники двух дросселей; поэтому в обмотке индуктируется небольшая э. д. с. четных гармонических. Сердечники разделены немагнитной прокладкой для того, чтобы значительные переменные магнитные потоки сердечников, сумма которых невелика, более интенсивно перемагничивали каждый из сердечников. Благодаря этому улучшаются характеристики дросселей.

Рассмотрим принцип построения кривой зависимости действующего переменного тока I в цепи нагрузки от тока подмагничивания для случая, когда сопротивление цепи обмотки подмагничивания велико. Э. д. с. обмоток переменного тока пропорциональна производной суммы магнитных индукций $B_1 + B_2$ в сердечниках. Напряженность магнитного поля H_- от обмотки подмагничивания действует в одном сердечнике согласно, а в другом — встречно по отношению к переменной напряженности магнитного поля. Поэтому следует построить для каждой напряженности H_- две кривые зависимости переменной магнитной индукции B_- от переменной напряженности H_- магнитного поля: справа — для согласного действия, а слева — для встречного (рис. 8-5, а).

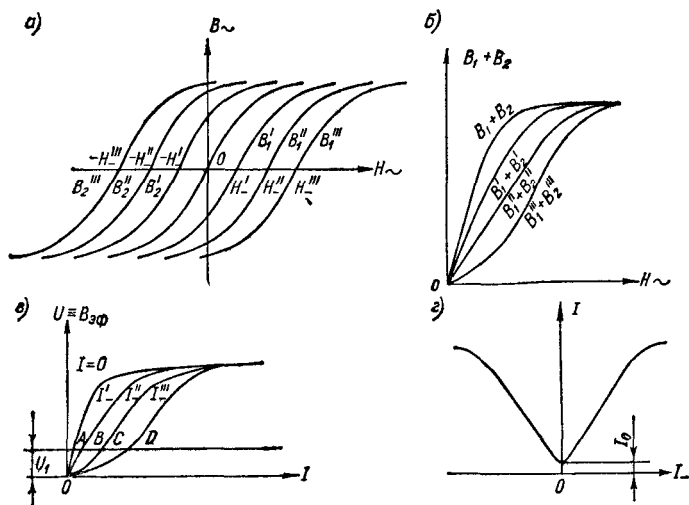


Рис. 8-5. Построение характеристики дросселя: а — кривые $B_- = f(H_-)$ для различных H_- ; б — кривые $B_1 + B_2 = f(H_-)$; в — кривые $U = f(I)$; г — характеристика дросселя

В качестве кривой намагничивания, как и раньше, берем основную. На рис. 8-5, а построены четыре серии кривых $B_- = f(H_-)$ для различных напряженностей H_- подмагничивания. Кривые получаются смещением основной кривой намагничивания вправо и влево на величины H_-^I , H_-^{II} и H_-^{III} . На рис. 8-5, б в одном квадранте построены для этих же напряженностей H_- четыре кривые $B_1 + B_2 = f(H_-)$.

Если сопротивление нагрузки и активное сопротивление обмотки переменного тока невелики, то в каждый момент времени $u_- = -e_-$. Э. д. с., индуцированная в обмотках переменного тока, число витков каждой из которых ω_- и сечение сердечника s , равна

$$e_- = -u_- = -\omega_- \frac{d\Phi}{dt} = -\omega_- s \frac{d(B_1 + B_2)}{dt},$$

откуда

$$B_1 + B_2 = \int \frac{u_{\sim}}{\omega_{\sim} s} dt.$$

Поэтому для заданного закона $u_{\sim} = f_1(t)$ (обычно для гармонического) можно определить $B_1 + B_2 = f_2(t)$. Пользуясь этой зависимостью и кривыми $B_1 + B_2 = f(H_{\sim})$ (рис. 8-5, б), построим кривые $H_{\sim}(t)$ и, следовательно, $i_{\sim}(t)$. По полученным кривым $i_{\sim}(t)$ определим действующие токи I . Эти построения можно провести для ряда значений приложенных напряжений U и соответствующих им значений $(B_1 + B_2)_{эф}$. В результате получим для разных значений тока подмагничивания четыре кривые $U = f(I)$ (рис. 8-5, в). Для данного значения приложенного напряжения U_1 действующие токи при разных значениях токов подмагничивания определяются точками A, B, C, D пересечения прямой с кривыми. Типичная характеристика дросселя $I = f(I_-)$ при $U = U_1 = \text{const}$ приведена на рис. 8-5, г. Начальную часть этой характеристики можно с достаточной точностью считать отрезком прямой; ток I_0 может быть мал, особенно при сердечниках из пермаллоя, обладающего большой проницаемостью при малых напряженностях H магнитного поля.

Приведенные выводы справедливы, как это было указано, при большом сопротивлении подмагничивающей управляющей обмотки.

Первая из рассмотренных нами моделей проста и наглядна, однако в ряде случаев сопротивление обмотки подмагничивания достаточно велико, и при расчетах обычно пользуются методом, изложенным для второй модели.

8-2. Магнитные усилители и их характеристики

Управляемый дроссель насыщения можно рассматривать как усилитель, наиболее характерным свойством которого является усиление мощности. Изменяя относительно небольшой ток в обмотке подмагничивания, а следовательно, и подводимую мощность, можно регулировать значительную мощность на выходе, т. е. мощность, подводимую к приемнику.

По такому же принципу, как управляемые дроссели, работают и магнитные усилители. В отличие от дросселей магнитные усилители имеют не одну, а ряд обмоток управления (обычно не более десяти), которые включаются на напряжение управления, напряжения обратных связей и другие; на выходе усилителя формируется требуемое управляющее воздействие.

При расчете усилителей особое внимание обычно обращается на обеспечение требуемого коэффициента усиления по мощности, так как магнитные усилители широко применяются в системах автоматики как усилители мощности. При включении на выходе приемника постоянного тока переменный ток обычно выпрямляется при помощи полупроводниковых диодов. Принципиально выполнение усилителей такое же, как и управляемых дросселей.

Как было показано, характеристика магнитного усилителя симметрична относительно оси тока I .

В ряде случаев требуется, чтобы при увеличении тока обмотки управления от нуля ток магнитного усилителя увеличивался, а при уменьшении — уменьшался в некотором диапазоне. Для получения такой характеристики производят начальное подмагничивание усилителя при помощи обмотки смещения, обтекаемой неизменным током I_n , как это показано на рис. 8-6.

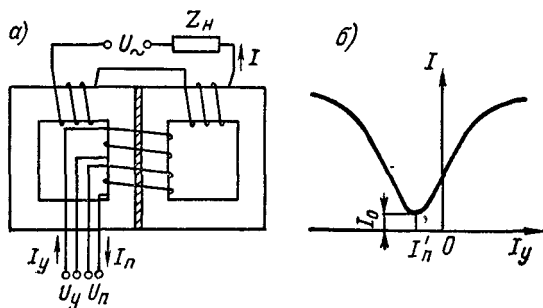


Рис. 8-6. Магнитный усилитель с начальным подмагничиванием: а — схема включения; б — характеристика усилителя

Характеристика усилителя оказывается сдвинутой влево или вправо в зависимости от направления тока в обмотке смещения на величину, соответствующую току подмагничивания I'_n , приведенному к обмотке управления:

$$I'_n = I_n \frac{\omega_n}{\omega_{o.y}},$$

где $\omega_n/\omega_{o.y}$ — отношение чисел витков обмоток смещения и управления.

Обычно усилители выполняются с положительными обратными связями, служащими для увеличения коэффициента усиления. Различают внешние и внутренние обратные связи.

На рис. 8-7 изображен усилитель с внешней обратной связью. Параллельно нагрузке на стороне постоянного тока r_n включен по потенциометрической схеме шунтирующий резистор $r_{ш}$, от которого подается напряжение на обмотку ОС положительной обратной связи. Напряжение обратной связи может регулироваться.

Ток обмотки $I'_{o.c}$, приведенный к обмотке управления ОУ, пропорционален току I нагрузки при неизменной форме кривой тока:

$$I'_{o.c} = \beta I,$$

где β — коэффициент положительной обратной связи.

Результирующий ток $I_{\text{рез}}$ намагничивания равен сумме токов I_y и $I'_{0.c}$:

$$I_{\text{рез}} = I_y + \beta I.$$

Следовательно, ток нагрузки для данного тока управления будет соответствовать точке пересечения характеристики без обратной связи с прямой $I'_{0.c} = \beta I$, проходящей через точку A (точка B характеристики 2).

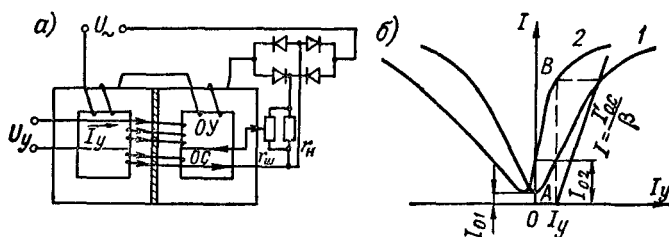


Рис. 8-7. Магнитный усилитель с положительной внешней обратной связью: а — схема включения; б — построение характеристики

На рис. 8-7, б показано графическое определение одной точки характеристики $I = f(I_y)$ усилителя. В результате подобных построений для разных токов управления получим характеристику 2 усилителя с положительной обратной связью.

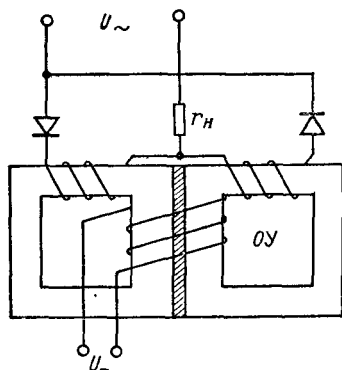


Рис. 8-8. Схема магнитного усилителя с внутренней положительной обратной связью

Из сравнения характеристик 1 и 2 следует, что ток нагрузки при положительной обратной связи, а следовательно, и коэффициент усиления значительно больше, чем при отсутствии обратной связи.

Характеристика 2 может быть смещена в желательном направлении при помощи обмотки смещения, не показанной на рисунке.

Магнитные усилители с внутренней обратной связью подмагничиваются постоянной составляющей выпрямленного тока нагрузки (рис. 8-8). Для этой цели в каждую из обмоток переменного тока усилителя включают

полупроводниковые диоды. При включении выпрямителей в обмотках будут протекать подмагничивающие токи, приблизительно равные средним значениям $I_{\text{ср}}$ переменного тока за полупериод.

Обычно усилители выполняются с внутренней обратной связью. Коэффициентом усиления, наиболее полно характеризующим магнитный усилитель, является коэффициент усиления по току k_I .

С достаточной точностью для начальной ветви характеристики можно определить ток нагрузки (см. рис. 8-5, з):

$$I = I_0 + k_I I_y.$$

Обычно ток усилителя I_0 при $I_y = 0$ относительно мал, в особенности для сердечников из сплавов типа пермаллоя. Поэтому коэффициент усиления по току k_I обычно определяется отношением

$$k_I = I/I_y. \quad (8-4)$$

Пользуясь понятием коэффициента обратной положительной связи по току β , можно вывести выражение для коэффициента усиления по току $k_{o.c}$ при обратной связи:

$$k_{o.c} = \frac{k_I}{1 - k_I \beta}. \quad (8-5)$$

Усилитель не должен самопроизвольно возбуждаться, поэтому значение $k_I \beta$ должно быть меньше единицы и прямая обратной связи $I'_{o.c} = \beta I$ (рис. 8-7, б) должна проходить круче начальной части характеристики.

Коэффициент усиления по мощности k_P определяется отношением мощности в нагрузочном сопротивлении r_n при протекании управляемого тока $k_I I_y$ к мощности цепи управления, имеющей сопротивление r_y .

Для усилителя без обратной связи

$$k_P = \frac{I^2 r_n}{I_y^2 r_y} = k_I^2 \frac{r_n}{r_y}. \quad (8-6)$$

Для усилителя с положительной обратной связью

$$k_P = k_{o.c}^2 \frac{r_n}{r_y} = \left(\frac{k_I}{1 - k_I \beta} \right)^2 \frac{r_n}{r_y}. \quad (8-7)$$

В первом приближении можно считать, что магнитные усилители являются инерционными элементами с постоянной времени, равной сумме постоянных времени всех обмоток управления. Сердечники усилителей сильно насыщены, поэтому индуктивности и постоянные времени обмоток обычно можно определить для узкого диапазона изменения магнитного потока. При возбуждении от начального, ненасыщенного, состояния можно учитывать в основном индуктивность и постоянную времени при ненасыщенных сердечниках.

Влияние переменных токов в обмотках управления и ряд других явлений могут существенно уменьшать постоянную времени, в особенности для усилителей с внутренней обратной связью.

Коэффициенты усиления магнитных усилителей по мощности лежат в пределах от десяти до десятков тысяч. Постоянные времени — от тысячных долей секунды у быстродействующих усилителей малой мощности до секунд — у мощных.

8.3. Схемы соединения и выполнение магнитных усилителей

Рассмотрим некоторые основные схемы соединения усилителей.

Дифференциальный магнитный усилитель состоит из двух одинаковых магнитных усилителей, обычно с общими обмотками управления OU , включенных дифференциально. При дифференциальном включении ток в нагрузке z_n равен сумме выходных токов усилителей, сдвинутых по фазе на π . На рис. 8-9 представлена одна из возможных схем дифференциального усилителя с внешней положительной обратной связью и двумя обмотками управления, включенными последовательно.

Обмотки переменного тока усилителей включены на напряжения двух половин вторичной обмотки трансформатора Tr . Одинаковые

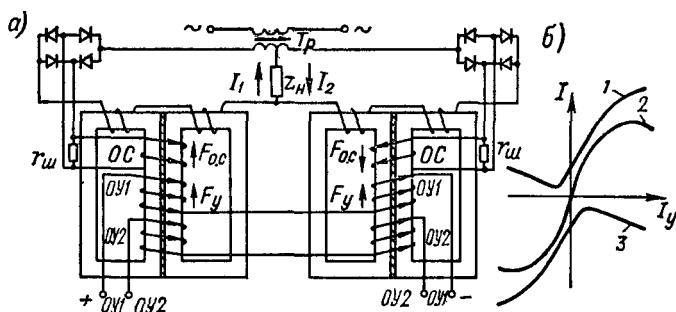


Рис. 8-9. Дифференциальный магнитный усилитель: а — схема включения; б — характеристика

характеристики 1 и 3 усилителей располагаются так, как показано на рис. 8-9, б, а ординаты кривой зависимости тока нагрузки от токов обмоток управления (характеристика 2) равны суммам ординат характеристик 1 и 3: $I = I_1 + I_2$.

Характеристика $I = f(I_y)$ проходит через начало координат, ее начальная часть с некоторым приближением является прямой. Фаза тока нагрузки при перемене знака тока управления изменяется на π , так как при токе управления одного знака преобладает нагрузочный ток одного усилителя, а при токе управления другого знака — ток другого усилителя.

Мостовой магнитный усилитель состоит из двух одинаковых магнитных усилителей, обычно с общими обмотками управления, и обмотками переменного тока, включенными в плечи неравновесного моста. В диагональ моста включена нагрузка. На рис. 8-10 дана схема усилителя без обратной связи, с одной обмоткой управления, с выходом на постоянном токе. Нагрузка r_n включена в цепь переменного тока через полупроводниковые выпрямители. Для

получения несимметричных характеристик служит обмотка начального подмагничивания ОП.

Если ток управления отсутствует, то мост уравнивается и ток нагрузки равен нулю. Если по обмоткам протекает ток управления,

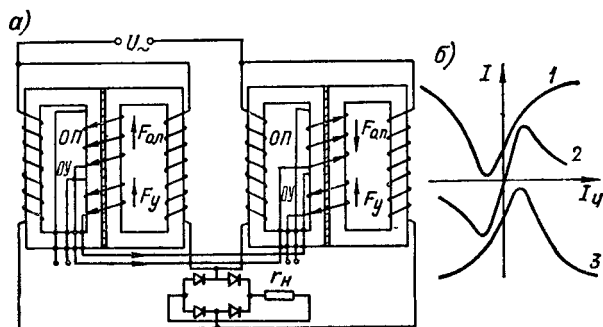


Рис. 8-10. Мостовой магнитный усилитель: а — схема включения; б — характеристика

м. д. с. F_y обмотки управления одного усилителя действует согласно с м. д. с. $F_{оп}$ обмотки подмагничивания, а у другого — встречно. Равновесие плеч моста нарушается, и в цепи нагрузки протекает ток. Фаза переменного тока нагрузки изменяется на π при изменении направления тока управления. Характеристика 2 усилителя получается сложением ординат характеристик 1 и 3 двух усилителей (рис. 8-10, б).

Трансформаторный магнитный усилитель состоит из двух одинаковых магнитных усилителей с двумя комплектами обмоток переменного тока — первичных (w_1) и вторичных (w_2). Благодаря этому значение напряжения нагрузки не связано с напряжением источника питания и может быть выбрано в соответствии с имеющимися требованиями. Схема усилителя с включением по дифференциальной схеме представлена на рис. 8-11.

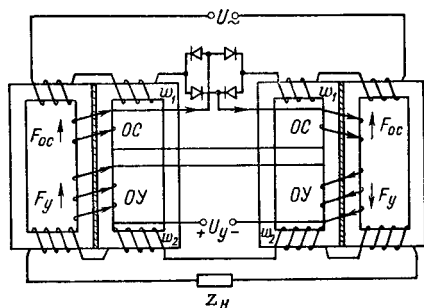


Рис. 8-11. Схема трансформаторного магнитного усилителя

Приведенные схемы включения магнитных усилителей являются самыми простыми; существуют также трехфазные усилители, реверсивные усилители с изменением полярности на выходе постоянного тока и другие виды усилителей.

Магнитные усилители имеют мощность от долей вольт-ампера до нескольких киловольт-ампер. Сердечники усилителей малой мощности часто выполняются из листового пермаллоя, чем обеспечи-

вается получение высокого коэффициента усиления, так как пермаллой быстро насыщается и требует малого подмагничивания. Магнитные индукции в сердечниках — ~~десять~~ доли генри (тысячи гауссов). Усилители большой мощности изготавливаются обычно с сердечниками из листовой электротехнической стали, магнитные индукции в сердечниках — до 1 Тл (10 000 Гс). Применение повышенной частоты (до тысяч герц) позволяет иметь меньшие магнитные потоки в сердечниках, следовательно, уменьшать габариты усилителя.

Обычно усилители выполняются с Ш-образными или кольцевыми сердечниками. Сборка сердечников из штампованных листов производится подобно сборке сердечников малых трансформаторов. Обмотки управления обычно охватывают все сердечники, входящие в состав данного усилителя, например два сердечника дифференциального усилителя. Для уменьшения рассеяния обмотки управления, как правило, размещаются на сердечниках сверху обмоток переменного тока каждого сердечника.

Преимуществами магнитных усилителей являются их надежность и практически неограниченная долговечность. Усилители применяются в системах автоматического управления, для точных измерений магнитных полей, для измерений постоянных токов и в ряде других случаев.

Часть третья

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Глава девятая

ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

9-1. Общие сведения об электрических измерениях

Измерения играют огромную роль в научных исследованиях, в промышленности, в сельском хозяйстве, медицине, транспорте и т. д. Научное изучение законов природы всегда связано с экспериментами, проведение которых невозможно без измерительной аппаратуры. Современные промышленные предприятия оснащены большим числом измерительных приборов, служащих для контроля работы машин и аппаратов, регулирования производственных процессов, измерения технических параметров веществ при контроле продукции.

В нашей стране имеется первоклассная электроприборостроительная промышленность, выпускающая свыше 1000 типов различных по назначению и принципу действия электроизмерительных приборов.

Измерения относятся к познавательной деятельности человека; результатом измерения являются не предметы, а знания (информация) об их свойствах. Измерением называется процесс сравнения физической величины X с ее единицей (воспроизводимой мерой) M , результат которого выражается числом N . Уравнение измерения имеет вид

$$X = NM,$$

где N — безразмерное число; X и M — величины одинаковой размерности.

Для выполнения измерения необходимы средства измерений, к которым относятся:

а) меры — технические средства, служащие для конкретного, вещественного воспроизведения единицы физической величины (вольт, ом, генри, фарада и т. д.);

б) измерительные приборы — технические средства, используемые для осуществления процесса измерения (вольтметры, омметры и т. д.);

в) измерительные преобразователи — технические средства, служащие для расширения возможностей использования измерительных приборов (шунты, делители напряжения, трансформаторы, усилители, первичные преобразователи для измерения неэлектрических величин и т. д.).

В зависимости от роли, которую выполняют средства измерений, их разделяют на две категории:

а) рабочие средства измерений — для использования в производственных и лабораторных условиях;

б) образцовые средства измерений, предназначенные для градуировки и периодической поверки рабочих средств измерений.

Образцовые средства измерений, осуществляемые с предельной точностью, достижимой при данном уровне науки и техники, и служащие для воспроизведения и хранения единиц физических величин, называются эталонами.

9-2. Меры электрических величин

Меры электродвижущей силы. В качестве меры постоянной э. д. с. используются «нормальные элементы» — герметизированные ртутью кадмиевые гальванические элементы специальной конструкции. При тщательном изготовлении нормальные элементы имеют при 20 °С э. д. с. около 1,0186 В, остающуюся почти неизменной в течение нескольких десятков лет. По стабильности э. д. с. нормальные элементы согласно ГОСТ 1954—75 делятся на шесть классов точности. Нормальные элементы кл. 0,0005—0,001—0,002—0,005 применяются в качестве образцовых мер при лабораторных измерениях. Элементы кл. 0,01 и 0,02 используются при технических измерениях.

Меры электрического сопротивления (катушки сопротивления) представляют собой резисторы специальной конструкции, сопротивление которых не должно по возможности зависеть от времени, температуры, частоты переменного тока и т. д. В настоящее время меры изготавливаются со значениями сопротивления от 10^{-5} до 10^{10} Ом. Конструкция меры существенно зависит от номинального значения сопротивления. Меры 10^{-5} — 0,1 Ом изготавливаются из манганиновой ленты, а меры 1 Ом и выше — из манганиновой проволоки. Манганин — сплав с высоким удельным сопротивлением ($\rho \approx 45 \cdot 10^{-8}$ Ом·м = 0,45 Ом·мм²/м), обладающий высокой стабильностью во времени и очень низким температурным коэффициентом сопротивления ($\alpha \approx 0,001 \div 0,003\%/^{\circ}\text{C}$). Меры сопротивления от 100 Ом и выше выполняются двухзажимными, а меры ниже 100 Ом имеют четыре зажима: два — токовых и два — потенциальных. С помощью токовых зажимов катушка включается в цепь тока, и определяется падение напряжения между потенциальными зажимами. Катушки выполняются так, чтобы они обладали

весьма малыми индуктивностями и емкостями, что позволяет применять их также и в цепях переменных токов низкой частоты.

Согласно ГОСТ 6864—69 катушки сопротивления делятся на семь классов (0,0005—0,001—0,002—0,005—0,01—0,02—0,05). Число, обозначающее класс, указывает допустимое отклонение (в процентах) сопротивления катушки от номинального значения в рабочем диапазоне температур.

Каждая катушка сопротивления воспроизводит одно значение сопротивления. Номинальные значения сопротивлений обычно кратны 10, т. е. равны $1 \cdot 10^n$, где n — целое число.

На практике широко применяются меры с переменным значением сопротивления — магазины сопротивления. Они представляют собой набор манганиновых мер сопротивлений, смонтированных в общем ящике так, чтобы с помощью переключающего устройства можно было по желанию изменять в определенных пределах значение магазина сопротивления. ГОСТ 7003—74 предусматривает десять классов точности (от 0,001 до 1,0) для магазинов сопротивления.

Меры индуктивности выполняются из медного изолированного провода, намотанного на фарфоровый или пластмассовый каркас (катушки индуктивности). Меры индуктивности изготавливаются со значениями от 10^{-9} до 10 Гн и имеют семь классов точности согласно ГОСТ 21175—75 (от 0,01 до 1,0). Катушки взаимной индуктивности по конструкции подобны катушкам индуктивности, но имеют две электрически изолированные, магнитно-связанные обмотки. Магазины индуктивности состоят из набора катушек индуктивности. Переключающие устройства позволяют скачкообразно и плавно изменять индуктивность магазина.

Меры емкости выполняются в виде конденсаторов с воздушным, слюдяным или стирофлексным диэлектриком со значениями емкости от 10^{-13} до 10^{-3} Ф. Наиболее точными и стабильными являются конденсаторы с воздушным диэлектриком. Магазины емкости комплектуются из конденсаторов с твердыми диэлектриками.

9-3. Электроизмерительные приборы. Классификация

Для удобства выбора и эксплуатации приборы классифицируются по ряду признаков.

Возможности применения прибора определяются прежде всего принципом его действия (т. е. физическими явлениями, использованными в конструкции прибора), а затем уже конструктивными особенностями. По принципу действия приборы делятся на системы (электромагнитная, магнитоэлектрическая и т. д.).

По роду измеряемой величины приборы делятся на измерители тока (амперметры), напряжения (вольтметры), сопротивления (омметры) и т. д.

Электроизмерительные приборы, показания которых являются непрерывными функциями изменений измеряемых величин, назы-

ваются аналоговыми приборами. Приборы, которые автоматически вырабатывают дискретные сигналы измерительной информации и показания которых представлены в цифровой форме, называются цифровыми приборами.

По способу выдачи измерительной информации приборы делятся на показывающие (допускающие считывание показаний с отсчетного устройства) и регистрирующие (допускающие регистрацию — запись показаний прибора в функции времени).

Среди показывающих и регистрирующих приборов различаются приборы, дающие измерительную информацию о текущем значении измеряемой величины, и приборы интегрирующие, осуществляющие интегрирование измеряемой величины во времени (например, счетчик электрической энергии).

Существуют приборы, предназначенные для непосредственного сравнения измеряемой величины с величиной, значение которой известно. Такие приборы называются приборами сравнения (мосты, потенциометры).

По точности приборы делятся на классы. Число, характеризующее класс прибора, показывает допустимое значение погрешности прибора, выраженное в процентах (кл. от 0,05 до 4,0). Кроме перечисленных признаков, приборы классифицируются по степени защищенности от внешних магнитных и электрических полей, по характеру применения (стационарные, переносные, для подвижных установок) и т. д.

9-4. Аналоговые электроизмерительные приборы. Основные сведения

В аналоговых приборах электрическая энергия преобразуется в механическую, под действием которой подвижная часть прибора вместе с указательной стрелкой поворачивается на некоторый угол. В простейшем случае электроизмерительный прибор состоит из измерительного механизма, осуществляющего это преобразование. Однако такой прибор весьма ограничен в своих возможностях, так как он позволяет производить измерения в сравнительно узкой области. Поэтому в приборах часто применяются измерительные преобразователи, которые расширяют области применения приборов (рис. 9-1).

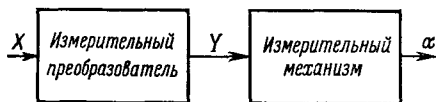


Рис. 9-1. Структурная схема показывающего электроизмерительного прибора

Измерительный преобразователь используется для преобразования измеряемой электрической величины X (ток, напряжение, мощность, частота, сопротивление и т. д.) в промежуточную электрическую величину Y (ток, напряжение, частота), непосредственно воздействующую на измерительный механизм. По-

следний преобразует величину Y во вращающий механический момент для поворота подвижной части на угол α . Измерительные преобразователи (шунты, выпрямители, трансформаторы, усилители и т. д.) могут быть встроены внутрь прибора или присоединяться снаружи к его зажимам.

Большинство аналоговых электромеханических приборов имеют много общих узлов и деталей и построены по общей схеме преобразования X в угол поворота

α за счет создания механического момента. В качестве примера на рис. 9-2 показана схема устройства стрелочного прибора электромагнитной системы.

Подвижная часть прибора состоит из оси 1, на которой смонтированы: устройство для создания вращающего момента (сердечник из ферромагнитного материала 7 и катушка с током 8), спиральная пружина 10 для создания противодействующего момента, стрелочный указатель 3. Один конец пружины 10 укреплен на оси 1 прибора, а другой соединен с поводком 2 корректора. Корректор служит для устранения небольших смещений стрелки с нулевой отметки шкалы. Поворот винта 11 корректора вызывает поворот поводка 2, что приводит к перемещению стрелки по шкале.

Спиральная пружина 10 изготавливается из немагнитных сплавов (фосфористая, бериллиевая, кадмиевая бронза). Момент, создаваемый при закручивании или раскручивании пружины, прямо пропорционален углу α поворота оси, т. е.

$$M_{\text{пр}} = D\alpha, \quad (9-1)$$

где D — удельный противодействующий момент, зависящий от материала и размеров пружины.

Если центр тяжести подвижной части не лежит на оси вращения, то на показания прибора будет влиять момент сил тяжести, что может привести к появлению погрешности. Для исключения влияния момента этих сил подвижную часть уравнивают с помощью грузиков-противовесов 9. Для устранения колебаний подвижной части применяют воздушные или магнитоиндукционные успокоители. На рис. 9-2 показан воздушный успокоитель, состоящий из поршня 5, перемещающегося в закрытом с одной стороны цилиндре 4. Движение поршня, вызванное вращением оси 1, создает разность давлений воздуха. Перемещение воздуха через зазор между порш-

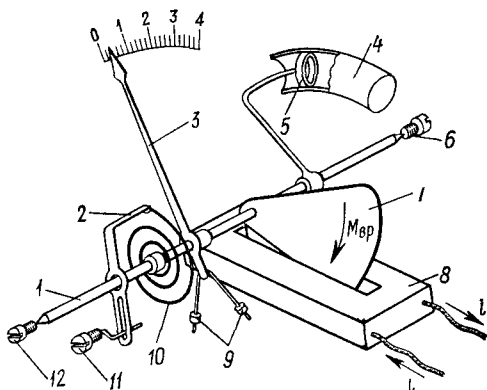


Рис 9-2. Схема устройства прибора электромагнитной системы

откуда основное уравнение прибора

$$\alpha = ki^2, \quad (9-2)$$

где $k = \frac{1}{2D} \frac{dL}{d\alpha}$ — коэффициент, зависящий от свойств катушки, от материала и формы сердечника, его положения относительно катушки. В первом приближении можно принять коэффициент k постоянным.

Чувствительность прибора $S = da/di = 2ki$ возрастает от начала к концу шкалы. Для получения более равномерной шкалы и примерно постоянной чувствительности форму ферромагнитного сердечника выбирают такой, чтобы приращение индуктивности L катушки на единицу угла α увеличивать при малых значениях тока и уменьшать при токах, близких к номинальному значению. Все же начальная часть шкалы (до 20%) получается очень сжатой и лежит вне диапазона измерений.

Приборы этой системы в основном применяются в цепях переменного тока с частотой до 10 кГц. При повышенных частотах появляется погрешность из-за уменьшения индуктивности катушки (вследствие размагничивающего действия вихревых токов в сердечнике) и из-за шунтирующего влияния паразитных межвитковых емкостей катушки. Вращающий момент поэтому уменьшается с ростом частоты тока. Из выражения (9-2) следует, что электромагнитный прибор по принципу действия является измерителем тока. Неподвижная катушка амперметра имеет сравнительно небольшое число витков из толстого медного провода. Электромагнитный прибор можно использовать и в качестве измерителя напряжения (вольтметра). Вольтметр имеет катушку с большим числом витков из тонкого медного провода. Для ограничения тока в катушке вольтметра последовательно с ней включается добавочный безреактивный резистор, обладающий очень малыми индуктивностью и емкостью.

Прибор пригоден для измерения как постоянного, так и переменного тока, так как изменение направления тока на обратный не меняет знака угла отклонения подвижной части α . Шкала прибора из-за квадратичного характера зависимости между углом отклонения подвижной части α и током i неравномерная — сжата в начале и растянута в конце. Прибор измеряет действующий переменный ток.

Магнитоэлектрические приборы. Вращающий момент в приборах этой системы создается за счет взаимодействия тока, протекающего по виткам подвижной катушки 4 с магнитным полем постоянного магнита 2 (рис. 9-4). Обмотка подвижной катушки из медного или алюминиевого провода (диаметром 0,03—0,1 мм) намотана на алюминиевую рамку прямоугольной формы. Рамка вместе со стрелочным указателем крепится на двух полуосях. Ток к обмотке подвижной катушки подводится через две спиральные пружины, к которым припаяны концы обмотки катушки. Рамка с обмоткой охватывает неподвижный стальной сердечник 3 и может поворачиваться в уз-

ком (1—2 мм) кольцеобразном зазоре между сердечником и полюсными наконечниками 1. Магнитное поле в этом зазоре радиально и практически однородно.

При протекании по обмотке катушки тока i на каждую ее сторону действует сила

$$F = Bl\omega i,$$

где B — магнитная индукция в воздушном зазоре; ω — число витков обмотки; l — активная длина одной стороны витка.

Вращающий момент, действующий на катушку шириной b ,

$$M_{вр} = 2 \frac{Fb}{2} = Blb\omega i.$$

При повороте подвижной части на некоторый угол α вращающий момент станет равным противодействующему моменту спиральной пружины:

$$M_{ip} = M_{пр} \text{ или } Blb\omega i = D\alpha, \quad (9-3)$$

откуда основное уравнение прибора

$$\alpha = Si, \quad (9-4)$$

где $S = Blb\omega/D = \text{const}$ — чувствительность прибора.

Из уравнения (9-4) следует, что магнитоэлектрический прибор является измерителем тока. Так как чувствительность постоянна, то шкала прибора равномерная. При изменении направления тока в подвижной катушке изменяется и направление отклонения подвижной части. Поэтому магнитоэлектрические приборы пригодны только для измерений постоянных токов и напряжений. При включении прибора в цепь переменного тока (10 Гц и выше) подвижная часть прибора, обладающая инерцией, не успевает реагировать на изменение значения и знака вращающего момента и стрелка прибора не отклоняется от нулевой отметки.

Чувствительность прибора весьма высока благодаря применению высококачественных постоянных магнитов из специальных сплавов, обеспечивающих в воздушных зазорах магнитную индукцию $B = 0,2 \div 0,3$ Тл.

В высокочувствительных приборах, служащих для измерения или обнаружения малых токов, момент трения между остриями оси и подпятниками может вызвать большую погрешность, поскольку

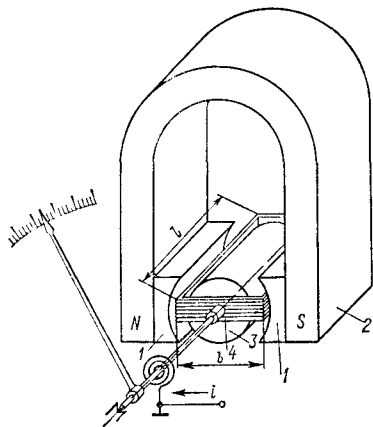


Рис. 9-4. Устройство магнитоэлектрического прибора

нем и цилиндром вызывает торможение движения поршня, в результате чего колебания подвижной части быстро затухают.

Оси приборов изготавливаются из стали диаметром 0,5—2 мм. Заостренные концы оси (керны) упираются в углубления подпятников 12 и 6. Так как давление в точке соприкосновения керна и подпятника довольно велико (до 2000—3000 МПа \approx 200—300 кгс/мм²), то подпятники часто выполняются из полудрагоценных камней (агат, сапфир, рубин), а керны — из высококачественных твердых сталей. В паре керн—подпятник неизбежный момент трения приводит к появлению погрешности от трения.

Показывающий измерительный прибор преобразует измеряемую величину X в угол поворота α подвижной части прибора. Зависимость между этими двумя величинами

$$\alpha = f(X)$$

называется основным уравнением прибора. Характер этой зависимости определяет важнейшие свойства прибора.

Чувствительностью измерительного прибора в интересующей нас точке шкалы называется производная угла поворота указателя по измеряемой величине

$$S = \frac{d\alpha}{dX} = f'(X).$$

Результат измерения, полученный с помощью любого измерительного прибора, всегда отличается от действительного значения измеряемой величины. Разность между показанием прибора и действительным значением измеряемой величины называется абсолютной погрешностью прибора. Эта погрешность представляет собой сумму погрешностей от влияния различных факторов: неправильной градуировки шкалы приборов, внешней температуры, самонагрева, частоты переменного тока и т. д.

Для оценки погрешности измерения используется понятие относительной погрешности γ , представляющей собой отношение абсолютной погрешности ΔX к действительному значению измеряемой величины (в процентах):

$$\gamma = \frac{\Delta X}{X} 100.$$

Для оценки погрешности показывающих приборов используется так называемая приведенная погрешность, представляющая собой отношение наибольшей абсолютной погрешности прибора к верхнему пределу измерения $X_{\text{макс}}$. Стандарт классифицирует приборы по классам точности в зависимости от допустимой приведенной погрешности.

Следует отметить, что относительная погрешность измерения γ может быть значительно больше приведенной погрешности $\gamma_{\text{пр}}$ используемого прибора. Зависимость между этими погрешностями имеет вид

$$\gamma = \gamma_{\text{пр}} \frac{X_{\text{макс}}}{X}.$$

В качестве примера на рис. 9-3 приведена зависимость γ от значения тока I , измеряемого амперметром кл. 1, имеющим верхний предел 10 А. Такая зависимость типична для показывающих приборов. Так как относительная погрешность в начальной части шкалы велика, то пределы приборов следует выбирать так, чтобы при измерениях использовалась по возможности последняя треть шкалы.

Электроизмерительные приборы весьма разнообразны по назначению, точности, конструктивному исполнению, техническим характеристикам, условиям эксплуатации. В ГОСТ 22261—76 приводятся основные сведения о характеристиках приборов. На лицевой стороне прибора, чаще всего на шкале, при помощи условных знаков указываются данные, характеризующие его свойства.

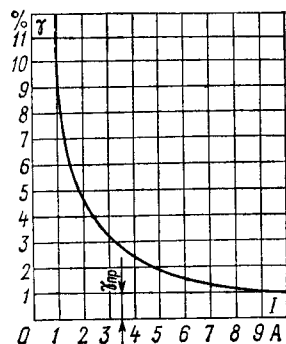


Рис. 9-3. Зависимость между относительной погрешностью измерения и приведенной погрешностью прибора

9-5. Описание аналоговых приборов

Электромагнитные приборы. Приборы этой системы имеют наиболее простую конструкцию. Для создания вращающего момента используется силовое действие магнитного поля неподвижной катушки 3 (см. рис. 9-2) на подвижный ферромагнитный сердечник 7, выполненный в виде плоского лепестка. Под влиянием магнитного поля, созданного измеряемым током, магнитный сердечник 7 втягивается в щель катушки, поворачивая ось I с указательной стрелкой 3.

Вращающий момент, действующий на подвижную часть прибора, можно определить на основании выражения для электромагнитной силы (6-22) через первую производную от изменения энергии магнитного поля по углу поворота:

$$M_{\text{вр}} = \frac{dW_m}{d\alpha} = \frac{d}{d\alpha} \left(\frac{Li^2}{2} \right) = \frac{i^2}{2} \frac{dL}{d\alpha},$$

где L — индуктивность катушки, зависящая от положения сердечника; i — измеряемый ток.

Противодействующий момент $M_{\text{пр}} = D\alpha$ создается с помощью спиральной пружины 10. Подвижная часть прибора под действием вращающего момента поворачивается на такой угол α , при котором вращающий и противодействующий моменты уравновешивают друг друга:

$$\frac{i^2}{2} \frac{dL}{d\alpha} = D\alpha,$$

откуда основное уравнение прибора

$$\alpha = ki^2, \quad (9-2)$$

где $k = \frac{1}{2D} \frac{dL}{d\alpha}$ — коэффициент, зависящий от свойств катушки, от материала и формы сердечника, его положения относительно катушки. В первом приближении можно принять коэффициент k постоянным.

Чувствительность прибора $S = d\alpha/di = 2ki$ возрастает от начала к концу шкалы. Для получения более равномерной шкалы и примерно постоянной чувствительности форму ферромагнитного сердечника выбирают такой, чтобы приращение индуктивности L катушки на единицу угла α увеличить при малых значениях тока и уменьшить при токах, близких к номинальному значению. Все же начальная часть шкалы (до 20 %) получается очень сжатой и лежит вне диапазона измерений.

Приборы этой системы в основном применяются в цепях переменного тока с частотой до 10 кГц. При повышенных частотах появляется погрешность из-за уменьшения индуктивности катушки (вследствие размагничивающего действия вихревых токов в сердечнике) и из-за шунтирующего влияния паразитных межвитковых емкостей катушки. Вращающий момент поэтому уменьшается с ростом частоты тока. Из выражения (9-2) следует, что электромагнитный прибор по принципу действия является измерителем тока. Неподвижная катушка амперметра имеет сравнительно небольшое число витков из толстого медного провода. Электромагнитный прибор можно использовать и в качестве измерителя напряжения (вольтметра). Вольтметр имеет катушку с большим числом витков из тонкого медного провода. Для ограничения тока в катушке вольтметра последовательно с ней включается добавочный безреактивный резистор, обладающий очень малыми индуктивностью и емкостью.

Прибор пригоден для измерения как постоянного, так и переменного тока, так как изменение направления тока на обратный не меняет знака угла отклонения подвижной части α . Шкала прибора из-за квадратичного характера зависимости между углом отклонения подвижной части α и током i неравномерная — сжата в начале и растянута в конце. Прибор измеряет действующий переменный ток.

Магнитоэлектрические приборы. Вращающий момент в приборах этой системы создается за счет взаимодействия тока, протекающего по виткам подвижной катушки 4 с магнитным полем постоянного магнита 2 (рис. 9-4). Обмотка подвижной катушки из медного или алюминиевого провода (диаметром 0,03—0,1 мм) намотана на алюминиевую рамку прямоугольной формы. Рамка вместе со стрелочным указателем крепится на двух полуосях. Ток к обмотке подвижной катушки подводится через две спиральные пружины, к которым припаяны концы обмотки катушки. Рамка с обмоткой охватывает неподвижный стальной сердечник 3 и может поворачиваться в уз-

ком (1—2 мм) кольцеобразном зазоре между сердечником и полюсными наконечниками 1. Магнитное поле в этом зазоре радиально и практически однородно.

При протекании по обмотке катушки тока i на каждую ее сторону действует сила

$$F = Bl\omega i,$$

где B — магнитная индукция в воздушном зазоре; ω — число витков обмотки; l — активная длина одной стороны витка.

Вращающий момент, действующий на катушку шириной b ,

$$M_{\text{вр}} = 2 \frac{Fb}{2} = Blb\omega i.$$

При повороте подвижной части на некоторый угол α вращающий момент станет равным противодействующему моменту спиральной пружины:

$$M_{\text{вр}} = M_{\text{пр}} \text{ или } Blb\omega i = D\alpha, \quad (9-3)$$

откуда основное уравнение прибора

$$\alpha = Si, \quad (9-4)$$

где $S = Blb\omega/D = \text{const}$ — чувствительность прибора.

Из уравнения (9-4) следует, что магнитоэлектрический прибор является измерителем тока. Так как чувствительность постоянна, то шкала прибора равномерная. При изменении направления тока в подвижной катушке изменяется и направление отклонения подвижной части. Поэтому магнитоэлектрические приборы пригодны только для измерений постоянных токов и напряжений. При включении прибора в цепь переменного тока (10 Гц и выше) подвижная часть прибора, обладающая инерцией, не успевает реагировать на изменение значения и знака вращающего момента и стрелка прибора не отклоняется от нулевой отметки.

Чувствительность прибора весьма высока благодаря применению высококачественных постоянных магнитов из специальных сплавов, обеспечивающих в воздушных зазорах магнитную индукцию $B = 0,2 \div 0,3$ Тл.

В высокочувствительных приборах, служащих для измерения или обнаружения малых токов, момент трения между остриями оси и подпятниками может вызвать большую погрешность, поскольку

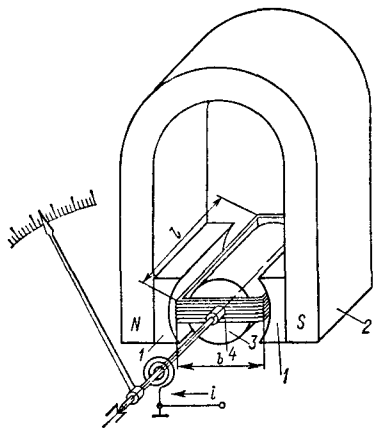


Рис. 9-4. Устройство магнитоэлектрического прибора

ку вращающий момент невелик. Поэтому подвижную часть таких приборов укрепляют или на растяжках 1 (рис. 9-5, а), или на подвесе 2 (рис. 9-5, б). Растяжки и подвесы

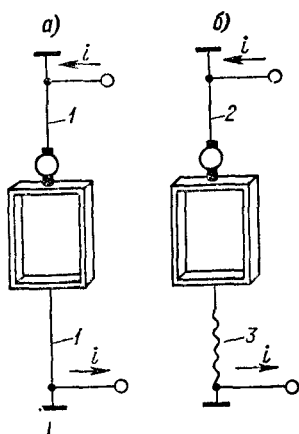


Рис. 9-5. Крепление подвижной части магнитоэлектрического прибора: а — на растяжках; б — на подвесе

изготавливаются из тех же материалов, что и спиральные пружины, и при закручивании создают противодействующий момент, пропорциональный углу закручивания α [см. выражение (9-1)]. С помощью растяжек и подвеса ток с неподвижной части подается на подвижную катушку. В приборе с креплением на подвесе для этой цели используется также «безмоментный» проводник 3.

Успокоителем подвижной части магнитоэлектрического прибора служит короткозамкнутая алюминиевая рамка, на которую намотана катушка. При движении рамки в магнитном поле в ней индуцируются токи. Взаимодействие этих токов с магнитным потоком постоянного магнита согласно правилу Ленца создает момент, направленный навстречу направлению движения рамки. Успокоители подобного рода, использующие взаимодействие постоянных магнитов и индуктированных токов, называются магнитоиндукционными.

Магнитоэлектрические гальванометры предназначены для измерения и обнаружения очень малых токов (10^{-7} — 10^{-12} А). Высокая чувствительность приборов достигается применением высококачественных постоянных магнитов (для повышения значения магнитной индукции B в воздушном зазоре), использованием зеркального отсчета, креплением подвижной части на растяжках (в гальванометрах с $S \leq 10^{10}$ дел/А). На рис. 9-6 показана принципиальная схема устройства высокочувствительного гальванометра с подвижной частью на подвесе. Под действием постоянного тока i подвижная катушка 1 отклоняется на некоторый угол α . Луч света, направленный от осветителя на зеркальце 2, отражается от него и падает на шкалу 3. Число делений, отсчитываемое по шкале, будет зависеть от тока i , от расстояния меж-

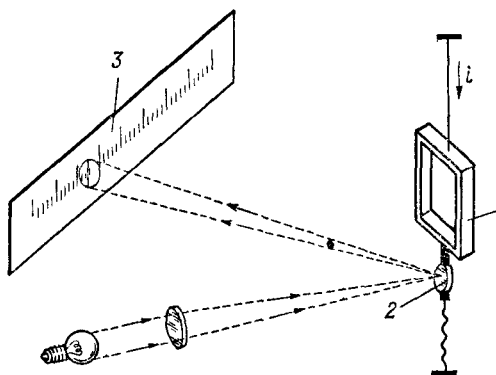


Рис. 9-6. Устройство зеркального гальванометра с креплением подвижной части на подвесе

ного гальванометра с подвижной частью на подвесе. Под действием постоянного тока i подвижная катушка 1 отклоняется на некоторый угол α . Луч света, направленный от осветителя на зеркальце 2, отражается от него и падает на шкалу 3. Число делений, отсчитываемое по шкале, будет зависеть от тока i , от расстояния меж-

ду шкалой и зеркальцем и от чувствительности гальванометра. Перед началом измерений необходимо определить цену деления или чувствительность гальванометра при данном расстоянии шкалы от зеркала гальванометра. Погрешности гальванометра не нормируются. Гальванометры применяются в приборах сравнения (мосты, компенсаторы) в качестве нулевых индикаторов и предназначены отмечать отсутствие тока в одной из ветвей измерительной цепи.

Электродинамические приборы. В приборах электродинамической системы вращающий момент обусловлен взаимодействием катушек с токами. Измерительный механизм состоит из двух катушек — подвижной 1 и неподвижной 2 (рис. 9-7, а). Подвижная катушка, находящаяся внутри неподвижной, закреплена на оси 3. Ток к подвижной катушке подводится через спиральные пружины.

На основании формулы для электромагнитной силы (6-22) определим вращающий момент, действующий на подвижную катушку:

$$M_{вр} = \frac{dW_m}{d\alpha} = \frac{d}{d\alpha} \left(\frac{L_1 i_1^2}{2} + \frac{L_2 i_2^2}{2} + M i_1 i_2 \right) = i_1 i_2 \frac{dM}{d\alpha},$$

где L_1 и L_2 — индуктивности неподвижной и подвижной катушек; M — взаимная индуктивность двух катушек; i_1 и i_2 — токи, протекающие в катушках.

Так как токи и индуктивности катушек не зависят от угла α , то

$$\frac{d}{d\alpha} \left(\frac{L_1 i_1^2}{2} + \frac{L_2 i_2^2}{2} \right) = 0.$$

В состоянии равновесия подвижной катушки имеем

$$i_1 i_2 \frac{dM}{d\alpha} = D\alpha,$$

откуда основное уравнение прибора в цепи постоянного тока

$$\alpha = k i_1 i_2, \quad (9-5)$$

где $k = \frac{1}{D} \frac{dM}{d\alpha}$ — коэффициент, зависящий от упругих свойств спиральных пружин, параметров катушек и их взаимного расположения. Можно показать, что при переменном токе основное уравнение прибора имеет вид

$$\alpha = k I_1 I_2 \cos \psi, \quad (9-6)$$

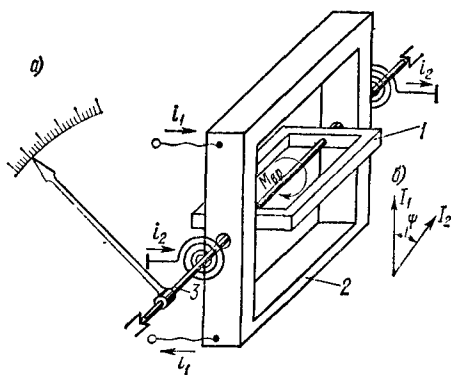


Рис. 9-7. Устройство прибора электродинамической системы

и I_2 — действующие токи в неподвижной и подвижной катушках; ψ — угол сдвига фаз между токами в катушках (рис. 9-7, б).

Приборы этой системы используются в основном как ваттметры. При этом неподвижную катушку, выполненную из небольшого числа витков толстого медного провода, включают последовательно с нагрузкой z_n (рис. 9-8, а),

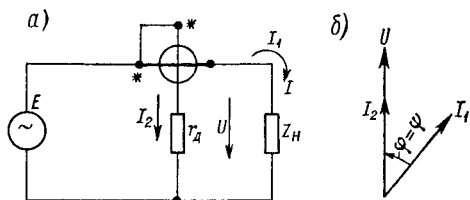


Рис. 9-8. Схема включения ваттметра в электрическую цепь

а подвижную катушку с большим числом витков — параллельно нагрузке. Для ограничения тока в подвижной катушке последовательно с ней включают высокоомный добавочный резистор r_d .

При сравнительно низких частотах можно полагать, что ток I_2 совпадает по фазе с напряжением U (рис. 9-8, б). Угол отклонения подвижной части будет пропорционален активной мощности, потребляемой в нагрузке:

$$\alpha = k I_1 I_2 \cos \psi = k I \frac{U}{r_d} \cos \varphi = k_1 U I \cos \varphi = k_1 P.$$

Здесь принимается, что индуктивное сопротивление подвижной катушки мало по сравнению с сопротивлением резистора r_d . Такое допущение нарушается при повышенных частотах, что приводит к появлению частотной погрешности.

Цена деления ваттметра зависит от выбранных пределов тока I_{\max} , напряжения U_{\max} и числа делений шкалы α_{\max} :

$$C_W = \frac{I_{\max} U_{\max}}{\alpha_{\max}}.$$

Электродинамический ваттметр — полярный прибор, т. е. направление отклонения подвижной части зависит от относительного направления I и U в катушках. Для правильного отклонения подвижной части прибора начальные зажимы катушек, обозначенные звездочкой, должны соединяться так, как показано на рис. 9-8. При последовательном или параллельном соединении катушек электродинамические приборы могут быть использованы в качестве вольтметров и амперметров.

Приборы этой системы являются наиболее точными из приборов переменного тока. Конструкция приборов сложна, и приборы относительно дороги.

Ферродинамические приборы. Приборы этой системы отличаются от электродинамических приборов тем, что для усиления магнитного поля, создаваемого неподвижной катушкой, используется магнитопровод из листовой электротехнической стали или пермаллоя. Неподвижная катушка I (рис. 9-9) укреплена на сердечнике

магнитопровода 2, а подвижная катушка 3 вращается вокруг неподвижного цилиндрического сердечника 4. Преимущество этих приборов состоит в том, что они лучше защищены от влияния внешних магнитных полей и имеют больший вращающий момент, чем приборы электродинамической системы. Благодаря последнему свойству эти приборы применяются в качестве самопишущих регистрирующих приборов, в которых требуется иметь значительный вращающий момент для преодоления трения о диаграммную бумагу.

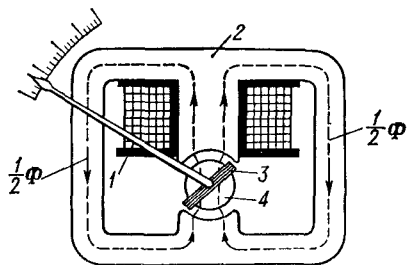


Рис. 9-9. Устройство прибора ферродинамической системы

Электростатические приборы (рис. 9-10). Принцип действия приборов основан на использовании сил взаимного притяжения (или отталкивания) между электрически заряженными телами. Между двумя неподвижными электродами 1 помещается подвижный электрод 2, укрепленный на оси 3. При наличии постоянного или переменного напряжения U между подвижным и неподвижными электродами возникает электрическое поле. Под действием сил этого поля подвижный электрод стремится занять такое положение, при котором энергия электрического поля будет иметь максимальное значение. Вращающий момент, действующий на подвижный электрод,

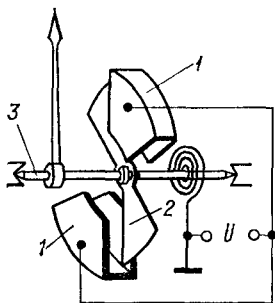


Рис. 9-10. Устройство прибора электростатической системы

$$M_{\text{вр}} = \frac{dW_c}{d\alpha} = \frac{d}{d\alpha} \left(\frac{CU^2}{2} \right) = \frac{U^2}{2} \frac{dC}{d\alpha}.$$

При равенстве вращающего и противодействующего моментов

$$M_{\text{вр}} = M_{\text{пр}} \quad \text{или} \quad \frac{U^2}{2} \frac{dC}{d\alpha} = D\alpha$$

основное уравнение прибора

$$\alpha = kU^2, \quad (9-7)$$

где $k = \frac{1}{2D} \frac{dC}{d\alpha}$ — коэффициент, зависящий от размеров и формы электродов, их взаимного расположения и от свойств упругой пружины.

Из уравнения (9-7) следует, что электростатические приборы по принципу действия измеряют напряжение. Вращающий момент при напряжениях 10—30 В и ниже весьма мал, поэтому чувствитель-

ность прибора невелика. Промышленность выпускает вольтметры для измерения переменных напряжений от 30 В до нескольких сотен тысяч вольт в широком диапазоне частот.

Индукционные приборы. В измерительных механизмах этих приборов вращающий момент создается двумя переменными магнитными потоками, взаимодействующими с вихревыми токами, индуцированными этими же магнитными потоками в подвижной части прибора. Индукционные приборы могут служить в качестве амперметров, вольтметров и ваттметров, но в настоящее время изготавливаются только счетчики одно- и трехфазного тока.

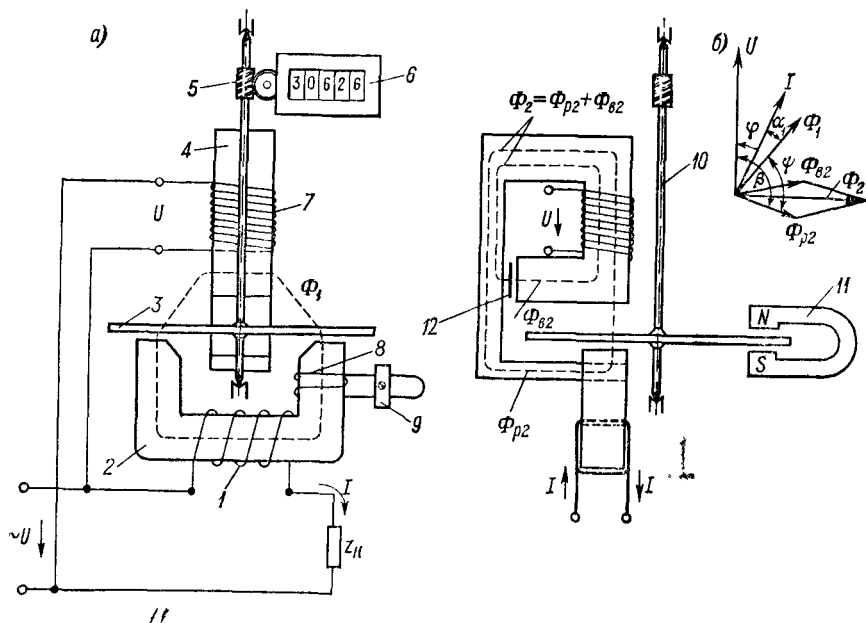


Рис. 9-11. Устройство прибора индукционной системы

На рис. 9-11, а дана конструктивная схема однофазного индукционного счетчика. Алюминиевый диск 3, укрепленный на вращающейся оси 10, находится между полюсами двух электромагнитов 1 и 7. Обмотка электромагнита 1 включена последовательно с нагрузкой $z_{\text{н}}$, а обмотка электромагнита 7 — параллельно нагрузке. Токи I и I_1 создают переменные магнитные потоки Φ_1 и Φ_{p2} , пронизывающие диск 3 и индуцирующие в нем вихревые токи. Можно показать, что в результате взаимодействия вихревых токов с магнитными потоками Φ_1 и Φ_{p2} возникает вращающий момент

$$M_{\text{вр}} = k_1 f \Phi_1 \Phi_{p2} \sin \psi,$$

пропорциональный частоте переменного тока f и синусу угла сдвига ψ между потоками Φ_1 и Φ_{p2} .

Так как поток Φ_1 пропорционален току I в нагрузке, а рабочий поток Φ_{p2} — напряжению U , то при условии $\sin \psi = \cos \varphi$ получим вращающий момент, пропорциональный активной мощности в нагрузке:

$$M_{вр} = k_2 UI \cos \varphi = k_2 P, \quad (9-8)$$

где φ — угол сдвига по фазе тока относительно напряжения нагрузки.

Магнитный поток Φ_1 отстает от тока I на относительно небольшой угол α_1 ; поток Φ_{p2} сердечника 7 отстает от напряжения U на угол β , близкий к 90° . Для выполнения условия $\sin \psi = \cos \varphi$ или $\psi = 90^\circ - \varphi$ требуется, чтобы рабочий поток Φ_{p2} , пронизывающий диск 3 и пропорциональный напряжению U , был сдвинут относительно последнего на угол $\beta = 90^\circ + \alpha_1$. Из векторной диаграммы (рис. 9-11, б) видно, что магнитные потоки Φ_1 и Φ_{p2} сдвинуты между собой на угол

$$\psi = \beta - \alpha_1 - \varphi.$$

Для того чтобы добиться сдвига $\beta - \alpha_1 = 90^\circ$, магнитопровод 4 выполняют так, чтобы часть магнитного потока Φ_2 не проходила через диск 3. Изменяя значение и фазу вспомогательного потока $\Phi_{в2}$, можно получить требуемое значение угла β (например, с помощью металлической пластинки 12, вдвигаемой в воздушный зазор на пути потока $\Phi_{в2}$). Значение угла α_1 изменяют перемещением пластины 9 по короткозамкнутой петле 8, надетой на магнитопровод 2.

Под действием вращающего момента [см. выражение (9-8)] диск 3 начнет вращаться. Противодействующий момент создается магнитоиндукционным тормозом. При вращении диск пересекает поле постоянного магнита 11, и вихревые токи, индуцированные в диске, взаимодействуют с полем магнита, образуя противодействующий момент, пропорциональный скорости вращения диска:

$$M_{пр} = k_3 n,$$

где n — число оборотов диска в секунду; k_3 — коэффициент пропорциональности.

При установившейся скорости вращения диска вращающий и противодействующий моменты равны, т. е.

$$M_{вр} = M_{пр} \text{ или } k_2 P = k_3 n,$$

откуда скорость вращения диска пропорциональна мощности, потребляемой в нагрузке z_n :

$$n = \frac{k_2}{k_3} P = k P.$$

Число оборотов диска фиксируется счетным механизмом 6, связанным с осью вращающегося диска при помощи червячной передачи 5. Энергия, потребляемая нагрузкой за некоторое время

t , определяется уравнением

$$W = \int_0^t P dt = \int_0^t \frac{n}{k} dt = \frac{1}{k} \int_0^t n dt = \frac{N}{k},$$

где N — число оборотов диска счетчика.

Счетчики индукционной системы работают на фиксированной частоте 50 Гц. Приборы обладают большим вращающим моментом, малочувствительны к внешним магнитным полям, стойки к перегрузкам, имеют прочную, долговечную конструкцию. Класс точности невысокий (2; 2,5).

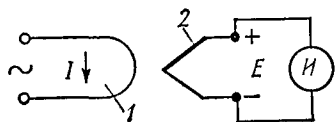


Рис. 9-12. Схема термоэлектрического прибора

Термоэлектрические приборы. Приборы этой системы представляют собой сочетание магнитоэлектрического механизма с термоэлектрическим преобразователем. Термопреобразователь

состоит из нагревателя 1, по которому проходит измеряемый ток I , и термопары 2 (рис. 9-12). Нагреватель выполняется из нихромовой или константановой проволоки; термопара состоит из двух разнородных сплавов, например копель (55% меди, 45% никеля) — хромель (10% хрома, 90% никеля). Под действием тепла, выделяемого током

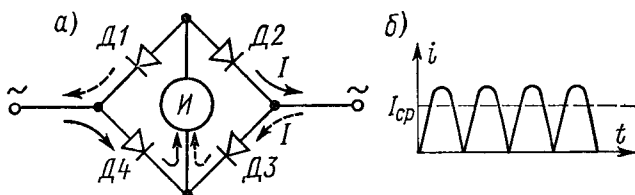


Рис. 9-13. Схема выпрямительного прибора

в нагревателе, на концах термопары возникает термоэлектродвижущая сила E , вызывающая ток в измерительном приборе $И$. Э. д. с. термопары пропорциональна выделяемой мощности в нагревателе, поэтому основное уравнение прибора имеет вид

$$\alpha = kI^2.$$

Термопреобразователь обычно монтируется внутри прибора. Некоторые приборы имеют внешний термопреобразователь, который соединяется с прибором при помощи экранированного кабеля. Прибор пригоден для измерений на постоянном и переменном токе в очень широком диапазоне частот (до 10^8 Гц); обладает слабой перегрузочной способностью. Класс точности невысокий (1; 1,5).

Выпрямительные приборы. Приборы представляют собой сочетание полупроводникового выпрямителя и механизма магнитоэлектрической системы. С помощью диодов $Д1$ — $Д4$ переменный ток

преобразуется в пульсирующий, среднее значение которого $I_{\text{ср}}$ измеряется магнитоэлектрическим измерителем I (рис. 9-13, а). Основное уравнение прибора $\alpha = kI_{\text{ср}}$. Однако выпрямительные приборы градуируются, как и большинство приборов переменного тока, в действующих значениях при синусоидальной (т. е. неискаженной) форме кривой переменного тока (рис. 9-13, б). Выпрямительные приборы широко применяются в виде переносных универсальных многопредельных ампервольтметров («тестеров») кл. 1,0; 1,5; 2,5. Рабочий диапазон частот 50 Гц — 10 кГц.

9-6. Логометры

Логометрами называются показывающие приборы, положение подвижной части которых зависит от отношения двух токов. В каждом логометре совмещаются два измерительных механизма, к которым подводятся токи i_1 и i_2 , образующие измеряемое отношение i_1/i_2 . Логометры применяются для измерения электрических (сопротивление, емкость, частота, угол сдвига фаз) и неэлектрических (температура, влажность, уровень жидкости и т. д.) величин.

Магнитоэлектрический логометр для измерения сопротивления r_x (рис. 9-14). В поле постоянного магнита помещены две подвижные катушки 1 и 2, жестко скрепленные друг с другом и насаженные на одну ось с указательной стрелкой. Токи к катушкам подводятся через эластичные «безмоментные» токоподводы 3, выполненные из тонких золотых или серебряных ленточек. Магнитное поле в воздушных зазорах между полюсными наконечниками 5 и сердечником 4 неоднородно. Это достигается за счет неравномерности зазоров, в которых находятся обе катушки. Так как магнитные поля в зазорах неравномерны, то вращающие моменты, создаваемые подвижными катушками, оказываются зависящими от положения подвижной части, т. е. зависят, и притом различным образом, от угла α .

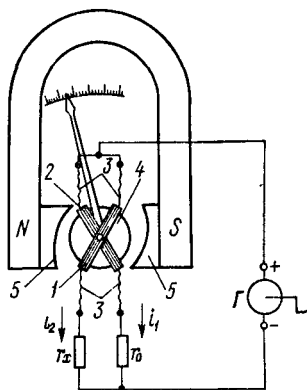


Рис. 9-14. Схема магнитоэлектрического логометра-омметра

Используя те же обозначения, что и в выражении (9-3), с соответствующими индексами, получим моменты, создаваемые катушками, по которым протекают токи i_1 и i_2 :

$$M_{\text{вр1}} = B_1 \omega_1 l_1 b_1 i_1 = f_1(\alpha); \quad M_{\text{вр2}} = B_2 \omega_2 l_2 b_2 i_2 = f_2(\alpha).$$

Направление токов i_1 и i_2 выбирают так, чтобы вращающие моменты были направлены навстречу друг другу. Подвижная часть будет

находиться в покое при условии

$$M_{вр1} = M_{вр2} \text{ или } f_1(\alpha) i_1 = f_2(\alpha) i_2,$$

откуда

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{f_1(\alpha)}{f_2(\alpha)} = f(\alpha).$$

Выражение для обратной функции имеет вид

$$\alpha = F(i_1/i_2).$$

Это основное уравнение логометра. Оно показывает, что угол поворота подвижной части зависит лишь от отношения токов в катушках.

В случае применения логометра в качестве омметра отношение токов зависит от отношения двух сравниваемых сопротивлений

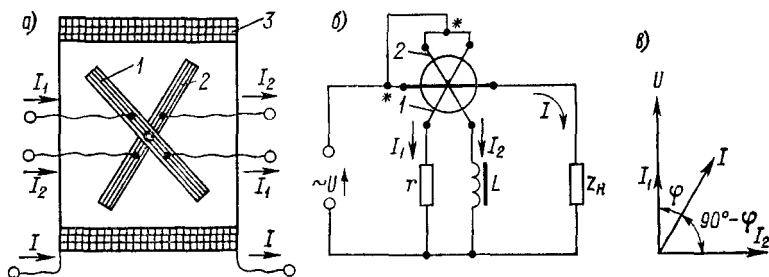


Рис. 9-15. Схема электродинамического логометра-фазометра

r_0 и r_x . Пренебрегая сопротивлениями катушек 1 и 2 (рис. 9-14) по сравнению с сопротивлениями r_0 и r_x , основное уравнение логометра-омметра запишем в виде

$$\alpha = F(r_x/r_0).$$

Как видно из этого уравнения, угол поворота подвижной части α не зависит от приложенного напряжения. Это позволяет применять в омметрах рассматриваемого вида магнитоэлектрические генераторы Γ с ручным приводом, обладающие малостабильной э. д. с. В приборах для измерения сопротивления изоляции (мегомметрах), когда требуется достаточно высокое напряжение, используются генераторы с номинальным напряжением 500, 1000, 2000 В.

Электродинамический логометр. Логометр-фазометр этой системы (рис. 9-15, а) состоит из двух подвижных катушек 1 и 2, жестко скрепленных на одной оси и помещенных в магнитное поле неподвижной катушки 3. Ток I в неподвижной катушке сдвинут по фазе от напряжения U на угол φ . Взаимодействие неподвижной и подвижных катушек, включенных параллельно нагрузке z_H через резистор r и дроссель L (рис. 9-15, б), создает два вращающих момента, под действием которых подвижная часть займет некоторое установив-

шееся положение α . Можно показать, что угол поворота подвижной части α будет пропорционален измеряемому углу сдвига φ между током I и напряжением U (рис. 9-15, в).

9-7. Регистрирующие приборы

Самопишущие приборы. Эти приборы предназначены для наблюдения и записи измеряемой величины в течение длительного времени. Они осуществляют запись медленно изменяющихся величин, так как в них используются измерительные системы со сравнительно большой инерционностью.

Самопишущие приборы по сравнению с показывающими электромеханическими приборами имеют дополнительное устройство для записи измеряемой величины. Запись осуществляется чернилами или краской на бумажной ленте или диске.

На рис. 9-16 показано устройство магнитоэлектрического самописца. На одной оси с подвижной катушкой укреплен дугообразный держатель 1, на котором расположены указательная стрелка и перо. Перо скользит по бумажной ленте 2 и вычерчивает кривую, соответствующую изменению измеряемой величины во времени. Нижний конец пера находится в неподвижно укрепленной дугообразной чернильнице 3.

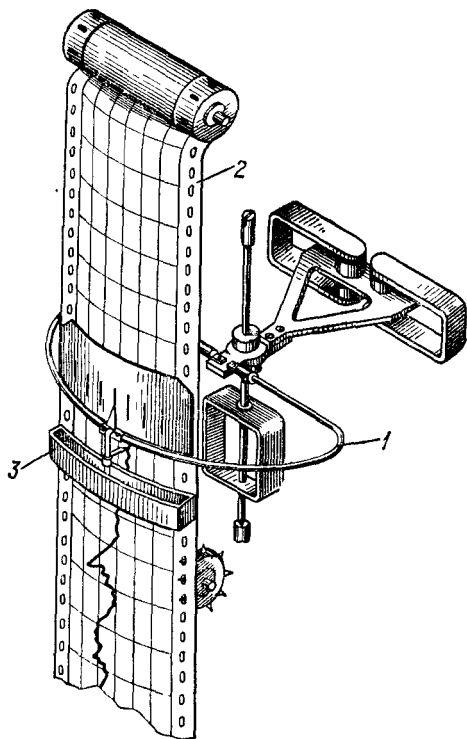


Рис. 9-16. Устройство самопишущего магнитоэлектрического прибора

Диаграммная лента с помощью электрического синхронного двигателя перематывается с одного барабана на другой со скоростью от 10 мм/с до 10 мм/ч. Необходимые скорости движения ленты устанавливаются с помощью набора сменных шестеренок. Погрешность самопишущих амперметров, вольтметров и ваттметров постоянного и переменного тока лежит в пределах 0,5—1,5%.

Осциллографы. Для наблюдения и записи быстропротекающих процессов используются два основных типа осциллографов.

Электромеханический осциллограф (рис. 9-17) состоит из следующих узлов: вибраторов, оптической системы, приспособления для наблюдения и фотографирования кривой исследуемого тока $i(t)$. Вибратор состоит из натянутой бронзовой ленточки в виде петли и находится в поле постоянного магнита. Ток $i(t)$, проходящий по петле, взаимодействует с полем постоянного магнита, в результате чего появляется вращающий момент, под действием которого петля и прикрепленное к ней зеркальце *1* повернутся в ту или иную сторону в зависимости от направления тока в петле, а угол отклонения будет пропорционален мгновенному значению тока $i(t)$. Луч света от лампы *4* через диафрагму *3* и фокусирующую линзу *2* попадает

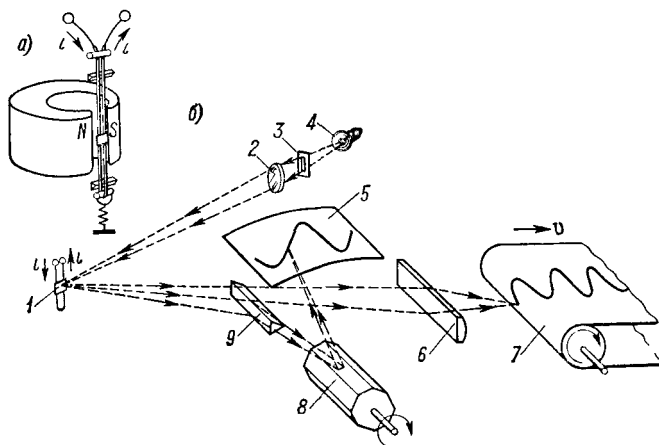


Рис. 9-17. Устройство электромеханического осциллографа

на зеркальце *1* вибратора. Отраженный от него луч через фокусирующую линзу *6* падает на поверхность движущейся светочувствительной бумаги или киноплёнки. Часть луча света с помощью призмы *9* направляется на вращающийся многогранный зеркальный барабан *8* и отражается от него на матовый экран *5*. При одновременном движении луча света, отраженного от колеблющегося зеркальца *1*, и равномерном вращении барабана *8* луч света вычертит на экране кривую исследуемого тока.

Осциллографы могут иметь несколько десятков вибраторов для одновременной записи нескольких различных процессов на фотобумаге (киноплёнке), скорость которой устанавливается в пределах от 1 до 5000 мм/с. Электромеханические осциллографы могут записывать процессы с частотой от нуля до 5—10 кГц.

Электронный осциллограф позволяет наблюдать периодические процессы с частотой до сотен мегагерц. Основной частью осциллографа является вакуумная электроннолучевая трубка (рис. 9-18, *а*). Под действием тока накала катод *К* излучает электроны, которые с помощью сетки *С* и анодов *А1* и *А2* формируются в электронный

луч и направляются на экран Э, покрытый слоем люминофора. Измеряемое напряжение u_y прикладывается к паре горизонтально расположенных пластин y ; вторая пара пластин x расположена вертикально, и к ней приложено периодически изменяющееся во времени линейное напряжение «развертки» u_x . Если частоты перио-

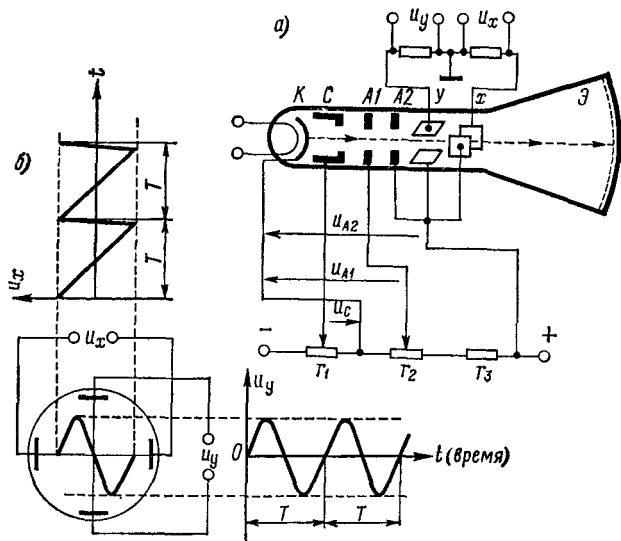


Рис. 9-18. Схема электронного осциллографа

дических напряжений u_y и u_x совпадают, то световое пятно на экране за время T будет следовать с постоянной скоростью по горизонтали и одновременно смещаться по вертикали под действием напряжения u_x , прочерчивая в результате кривую исследуемого напряжения $u_y(t)$ (рис. 9-18, б).

9-8. Цифровые электроизмерительные приборы. Основные сведения

В последние два десятилетия появились и получили развитие автоматические цифровые приборы. В этих приборах измеряемые аналоговые величины преобразуются в соответствии с принятым кодом в комбинацию условных символов — цифр на отсчетном устройстве прибора. Код — это серия сигналов (чаще всего импульсов электрического тока), условно отображающая электрическую величину. Кодирование измеряемой величины в цифровых приборах осуществляется путем дискретного сравнения ее значения X со значением меры M , воспроизводящей единицу измерения.

Для дискретного сравнения X и M необходимо измеряемую величину или меру разделить на ряд точно известных квантов X или M :

$$\Delta X = X/n_X \text{ или } \Delta M = M/n_M,$$

где n_X и n_M — число разбиений величин X или M . В цифровых приборах обычно квантуется мера, что более удобно при разработке приборов.

Цифровые приборы используются в качестве вольтметров, омметров, частотомеров, фазометров, счетчиков электрической энергии и т. д. Наибольшее распространение и развитие получили цифровые вольтметры постоянного тока, позволяющие измерять напряжения от 1 мВ до 1 кВ с погрешностью 0,1 — 0,001 % при быстродействии до 2000 измерений в секунду. В настоящее время известно большое число принципов построения цифровых вольтметров. Ниже описываются принципы действия наиболее распространенных вольтметров.

9-9. Цифровые вольтметры постоянного тока

Вольтметр со ступенчато возрастающим компенсирующим напряжением (рис. 9-19). Измеряемое U_x и компенсирующее U_k напряжения подаются на входы сравнивающего устройства $СУ$.

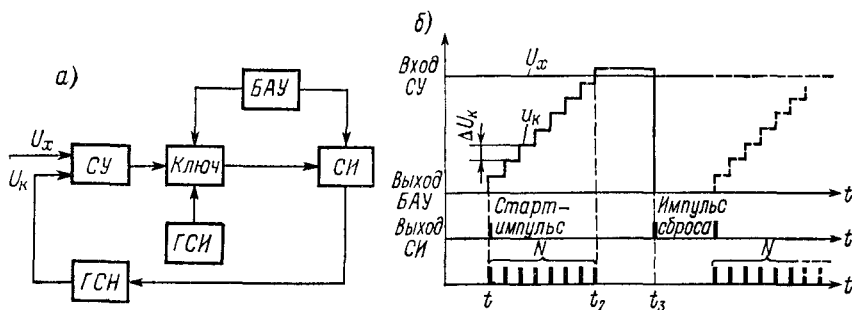


Рис. 9-19. Цифровой вольтметр со ступенчато возрастающим компенсирующим напряжением: а — блок-схема прибора; б — временная диаграмма

$СУ$ — сравнивающее устройство; $ГСН$ — генератор ступенчатого напряжения, $ГСИ$ — генератор счетных импульсов, $БАУ$ — блок автоматического управления; $СИ$ — счетчик импульсов

При условии $u_x > u_k$ и при подаче старт-импульса от блока БАУ в момент времени t_1 ключ открывается и счетные импульсы от генератора ГСИ начинают поступать на вход счетчика СИ. Импульсы фиксируются отсчетным устройством счетчика СИ и поступают на вход генератора ГСН. Генератор ГСН вырабатывает на выходе ступенчатое напряжение U_k , причем число ступенек равно числу импульсов, поступивших на его вход от счетчика СИ. В момент времени t_2 , когда компенсирующее напряжение u_k становится

больше u_k , ключ закрывается и счетчик фиксирует число импульсов N .

Если сделать ступень квантования $\Delta U_k = 1 \cdot 10^m$ В, где m — целое положительное или отрицательное число, то в момент времени t_2 напряжение $u_k = 1 \cdot 10^m N$ будет равно измеряемому u , с погрешностью не более ΔU_k . Результат измерения отсчитывается по отсчетному устройству, градуированному в вольттах.

Спустя некоторое время, в момент времени t_3 блок БАУ пошлет в счетчик СИ импульс сброса показания счетчика, и прибор вновь готов к повторному циклу измерения. В рассмотренной схеме генератор ГСН представляет собой меру образцового напряжения, и для получения необходимой точности прибора нужно обеспечить высокое постоянство и равенство всех ступенек напряжения ΔU_k .

Прибор, показанный на рис. 9-19, можно разбить на два преобразователя:

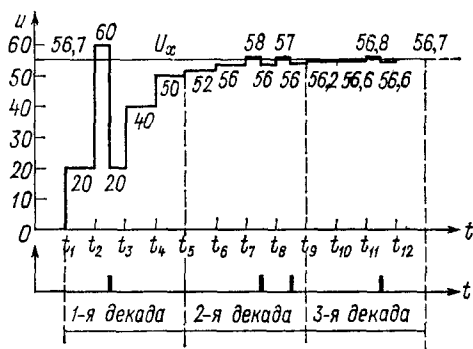
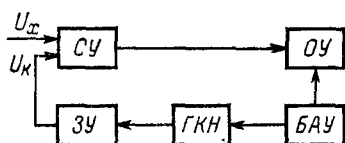


Рис. 9-20. Цифровой вольтметр поразрядного уравнивания

ОУ — отсчетное устройство; ЗУ — запоминающее устройство; ГКН — генератор калиброванных напряжений

кодирующий (СУ, Ключ, БАУ, ГСИ, ГСН) и декодирующий (счетчик СИ). Первый преобразователь преобразует измеряемое напряжение U_x в число импульсов N , второй преобразователь (счетчик СИ) превращает N в визуально наблюдаемое число — результат измерения.

Вольтметры этого типа просты по устройству, но обладают низким быстродействием.

Вольтметр поразрядного уравнивания (рис. 9-20). Особенность этого прибора состоит в том, что генератор калиброванных напряжений ГКН вырабатывает ряд компенсирующих напряжений, которые изменяются по определенному закону; затем эти напряжения последовательно сравниваются с измеряемым напряжением U_x . Компенсирующее напряжение U_k квантовано согласно определенному тетрадному двоично-десятичному коду, например 2—4—2—1. Тогда оно будет изменяться в сторону увеличения ступеньками (например, для вольтметра с верхним пределом 99,9 В и тремя значащими цифрами на отсчетном устройстве): по 20—40—20—10 В (1-я декада), 2—4—2—1 В (2-я декада), 0,2—0,4—0,2—0,1 В (3-я декада).

Пусть требуется измерить напряжение $U_x = 56,7$ В. После нажатия кнопки «Пуск» или подачи старт-импульса с выхода БАУ в момент времени t_1 генератор ГКН вырабатывает ступень напряжения 20 В. Так как $U_x > U_k$ ($56,7 > 20$), то $u_{k1} = 20$ В поступает в ячейку памяти ЗУ. При втором такте (в момент времени t_2) включается следующая ступень генератора ГКН, равная 40 В, в результате чего компенсирующее напряжение становится равным 60 В. В этом случае u_k больше u_x ($60 > 56,7$), и сравнивающее устройство вырабатывает сигнал сброса, который вернет ячейку памяти 40 В в нулевое положение. Напряжение u_k к концу второго такта вновь становится равным 20 В. В момент времени t_3 включается третья ступень (20 В), и компенсирующее напряжение возрастает до 40 В и фиксируется ЗУ. Затем включается последняя

Таблица 9-1

Уравновешивание измеряемого напряжения компенсирующим

Номер такта	Включаемая ступень, В	Первоначальное напряжение, В	Сброс, В	Окончательное напряжение, В
1	20	20	—	20
2	40	60	40	20
3	20	40	—	40
4	10	50	—	50
5	2	52	—	52
6	4	56	—	56
7	2	58	2	56
8	1	57	1	56
9	0,2	56,2	—	56,2
10	0,4	56,6	—	56,6
11	0,2	56,8	0,2	56,6
12	0,1	56,7	—	56,7

ступень (10 В) первой декады. Так как $u_k < u_x$, то результирующее напряжение (50 В) остается включенным вплоть до начала следующего цикла уравновешивания. Подобные операции повторяются при каждом такте на протяжении всего цикла измерения. Процесс уравновешивания напряжения $U_x = 56,7$ В компенсирующим напряжением показан в табл. 9-1.

Таким образом, для уравновешивания напряжения $U_x = 56,7$ В потребовалось при применении кода 2—4—2—1 всего 12

ступенек ΔU_k вместо 567 ступенек по 0,1 В при использовании простейшего единичного кода 1—1—1... (см. рис. 9-19). Спустя время уравновешивания ($t > t_{13}$) показания прибора не сбрасываются, а следуют за изменениями измеряемого напряжения u_x как при увеличении, так и уменьшении его значения. Таким образом прибор осуществляет не циклическое, а следящее уравновешивание.

Погрешность этих приборов составляет 0,005—0,01% при быстродействии до 2000 измерений в секунду.

В заключение отметим, что цифровые приборы обеспечивают высокую точность измерения, высокое быстродействие, объективный отсчет результата измерений в цифровой форме, возможность ввода результата измерений в цифровые вычислительные машины. К их недостаткам относятся сложность и связанные с ней сравнительно низкая надежность и высокая стоимость.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

10-1. Измерения в цепях постоянного тока

Для измерений в цепях постоянного тока могут применяться магнитоэлектрические, электродинамические, ферродинамические, электромагнитные, электростатические, термоэлектрические приборы. Если есть возможность выбора, то предпочтительны приборы магнитоэлектрической системы. Каждый из этих приборов можно использовать в качестве амперметра и вольтметра. Принципиального различия между амперметром и вольтметром нет, различны лишь требования к их входным сопротивлениям. Амперметр должен иметь возможно меньшее сопротивление r_A во избежание искажения значения измеряемого тока и уменьшения мощности $p = I^2 r_A$, потребляемой амперметром. Сопротивление амперметра должно быть тем меньше, чем больше значение измеряемого тока. Вольтметр, включаемый параллельно испытуемому объекту, должен, наоборот, обладать возможно большим сопротивлением r_V , с тем чтоб его включение не оказывало заметного шунтирующего действия и не снижало значения измеряемого напряжения. Сопротивление вольтметра должно быть тем больше, чем выше значение измеряемого напряжения U , чтобы мощность потерь $p = U^2/r_V$ в вольтметре была невелика.

Мощность в цепях постоянного тока можно определить, одновременно измеряя ток и напряжение и перемножая их значения. Такое косвенное измерение мощности связано с неудобством отсчета показаний двух приборов. Это неудобство устраняется при использовании прямопоказывающих ваттметров. В цепях постоянного тока обычно применяются электродинамические ваттметры.

Измерение энергии постоянного тока производится счетчиками электродинамической системы. Схемы включения счетчиков в измерительную цепь не отличаются от схем включения ваттметров.

10-2. Измерения в цепях переменного тока

Переменные токи и напряжения промышленной и повышенной частот (50—400 Гц) обычно измеряются электромагнитными амперметрами и вольтметрами. Расширение пределов измерения достигается с помощью безреактивных шунтов и добавочных резисторов, а также измерительных трансформаторов (рис. 10-1 и 10-2). Значение тока в нагрузке z_n определяется умножением показания амперметра I_A на коэффициент трансформации трансформатора тока: $I = k_I I_A$. Напряжение на зажимах нагрузки (рис. 10-2)

определяется произведением показания вольтметра U_V на коэффициент трансформации трансформатора напряжения: $U = k_U U_V$.

Зажимы измерительных трансформаторов тока и напряжения маркируются так, как показано на рис. 10-1 и 10-2. По значению допустимых погрешностей измерительные трансформаторы делятся на классы: 0,2; 0,5; 1,0; 3,0. Один из зажимов вторичной цепи трансформаторов по соображениям безопасности заземляется.

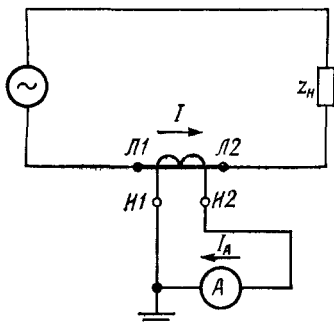


Рис. 10-1. Схема включения амперметра переменного тока с трансформатором тока

В цепях звуковой частоты (до 10—12 кГц) применяются выпрямительные и электромагнитные приборы. В еще более широком диапазоне частот (до 100 МГц) используются термоэлектрические и электростатические приборы.

Класс точности приборов выбирается в соответствии с требуемой точностью измерений. Для производственных измерений обычно применяются приборы кл. 1,0; 1,5; 2,5. При лабораторных измерениях используются приборы более высоких классов точности: 0,05; 0,1; 0,2.

Измерение мощности в цепях переменного тока осуществляется электродинамическими и ферродинамическими ваттметрами (см. § 9-5). Расширение пределов измерения ваттметров по току и напряжению достигается с помощью измерительных трансформаторов.

Некоторые особенности имеет измерение мощности в цепях трехфазного тока. При этом используются различные схемы включения ваттметров в зависимости от характера нагрузки (симметричная или несимметричная), от схемы электрической цепи (трех- или четырехпроводная).

Цепь трехфазного тока с нейтральным проводом. В общем случае мощность в нагрузках Z_A , Z_B , Z_C можно измерить тремя ваттметрами (рис. 10-3), измеряющими активные мощности (P_A , P_B , P_C) отдельных фаз. Активная мощность, потребляемая всей нагрузкой,

$$P = P_A + P_B + P_C = U_A I_A \cos \varphi_A + U_B I_B \cos \varphi_B + U_C I_C \cos \varphi_C.$$

При симметричной нагрузке ($Z_A = Z_B = Z_C$) и симметричной системе напряжений ($U_1 = U_2 = U_3$) достаточно включить один ваттметр для измерения активной мощности одной из фаз. Тогда

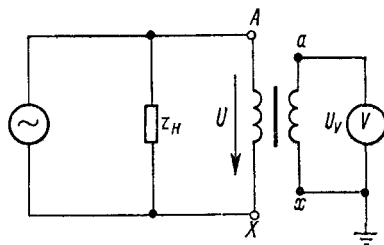


Рис. 10-2. Схема включения вольтметра переменного тока с трансформатором напряжения

мощность, потребляемая нагрузкой, будет

$$P = 3P_{\phi} = 3U_{\phi} I_{\phi} \cos \varphi, \quad (10-1)$$

где U_{ϕ} , I_{ϕ} — фазные напряжение и ток.

Цепь трехфазного тока без нейтрального провода.

Нагрузка симметричная. Ваттметр включается в цепь вместе с двумя резисторами, создающими искусственную нейтральную

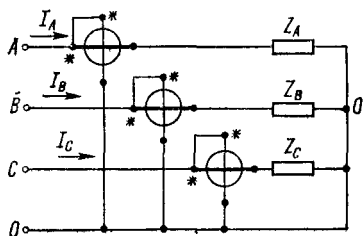


Рис. 10-3. Схема измерения мощности в цепи трехфазного тока с нейтральным проводом

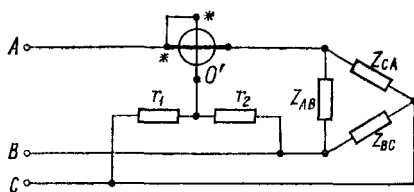


Рис. 10-4. Схема измерения мощности при симметричной нагрузке и недоступной нейтральной точке

точку O' (рис. 10-4). Сопротивления резисторов r_1 и r_2 в этом случае берутся равными сопротивлению параллельной цепи ваттметра $r_{\text{пар}}$. Мощность, потребляемая нагрузкой, определяется по формуле (10-1).

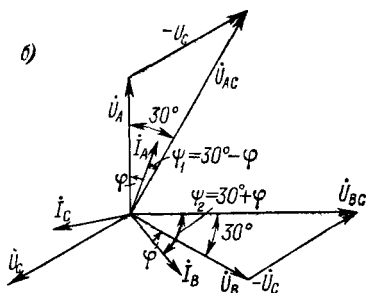
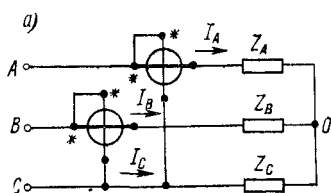


Рис. 10-5. Схема измерения мощности трехфазного тока методом двух ваттметров

Общий случай нагрузки. Последовательные обмотки двух ваттметров включаются в любые два линейных провода, а концы параллельных обмоток, не обозначенные звездочкой, подключаются к третьей фазе (рис. 10-5, а). Докажем, что два ваттметра, включенные согласно схеме рис. 10-5, а, измеряют мощность в нагрузке трехфазной цепи. Мгновенная активная мощность, потребляемая в нагрузке, равна сумме мгновенных мощностей отдельных фаз:

$$p = p_A + p_B + p_C = u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C.$$

Если, например, резисторы нагрузки Z_A, Z_B, Z_C соединены звездой, то в нейтральной точке O (рис. 10-5, а) сумма всех линейных токов равна нулю:

$$i_A + i_B + i_C = 0,$$

откуда ток $i_C = -i_A - i_B$.

Подставляя последнее выражение в формулу (10-1), получим

$$p = i_A(u_A - u_C) + i_B(u_B - u_C) = i_A u_{AC} + i_B u_{BC}, \quad (10-2)$$

где u_{AC} и u_{BC} — мгновенные линейные напряжения.

Таким образом, мощность, потребляемая в резисторах трехфазной цепи, может быть определена как сумма двух слагаемых в виде произведений линейных напряжений и токов. С помощью двух ваттметров можно измерять мощность в цепи трехфазного тока (без нейтрального провода) независимо от схемы соединения (звезда или треугольник), от характера нагрузки (симметричная или несимметричная), от симметричности линейных и фазных напряжений.

Активная средняя мощность цепи трехфазного тока определяется интегрированием уравнения (10-2):

$$\begin{aligned} P &= P_1 + P_2 = \frac{1}{T} \int_0^T u_{AC} i_A dt + \frac{1}{T} \int_0^T u_{BC} i_B dt = \\ &= U_{AC} I_A \cos \psi_1 + U_{BC} I_B \cos \psi_2, \end{aligned}$$

где $U_{AC} I_A \cos \psi_1$ и $U_{BC} I_B \cos \psi_2$ — показания первого и второго ваттметров; ψ_1 и ψ_2 — углы сдвига фаз между линейными напряжениями и токами (U_{AC} и I_A , соответственно U_{BC} и I_B).

Из векторной диаграммы, построенной для симметричной трехфазной цепи (рис. 10-5, б), видно, что $\psi_1 = 30^\circ - \varphi$; $\psi_2 = 30^\circ + \varphi$ и сумма показаний двух ваттметров

$$P = U_{\Delta} I_{\Delta} \cos(30^\circ - \varphi) + U_{\Delta} I_{\Delta} \cos(30^\circ + \varphi).$$

При активной нагрузке ($\varphi = 0$; $\cos \varphi = 1$) оба ваттметра показывают одинаковую мощность. По мере увеличения фазового угла нагрузки φ показания одного ваттметра увеличиваются, а другого — уменьшаются. При $\varphi = 60^\circ$ показание второго ваттметра равно нулю, а вся мощность, потребляемая в цепи, учитывается первым ваттметром. При $\varphi > 60^\circ$ показания одного ваттметра отрицательны.

В заключение отметим, что промышленность выпускает ваттметры, представляющие собой сочетание двух (для трехпроводной цепи — рис. 10-5) и трех (для четырехпроводной цепи — рис. 10-3) измерительных механизмов, подвижные части которых расположены на общей оси вместе с указателем. В таких приборах автоматически производится суммирование показаний, и ваттметр непосредственно измеряет общую мощность трехфазной цепи.

Схемы включения счетчиков для измерения энергии переменного трехфазного тока не отличаются от соответствующих схем включения ваттметров.

10-3. Измерения электродвижущих сил компенсаторами

Для измерения э. д. с. используются приборы сравнения, называемые компенсаторами (потенциометрами). Компенсатор постоянного тока (рис. 10-6) состоит из источника B рабочего тока i_p , двух магазинов сопротивления: r_y (установочного) и r_k (компенсационного), нулевого индикатора — гальванометра G , высокоточной меры э. д. с. — нормального элемента e_N .

Измерение э. д. с. e_x включает в себя два этапа.

Калибровка рабочего тока. Для удобства отсчета значения измеряемой величины рабочий ток выбирают кратным десяти (0,01 или 0,0001 А). Переключатель Π перебрасывают в положение K («Контроль») и, регулируя рабочий ток i_p с помощью реостата r_p , добиваются нулевого отклонения гальванометра G , что возможно при условии

$$e_N = i_p r_y. \quad (10-3)$$

Если, например, взять нормальный элемент с э. д. с. $e_N = 1,01865$ В и установочное сопротивление $r_y = 10186,5$ Ом, то получим при калибровке рабочий ток

$$i_p = \frac{e_N}{r_y} = \frac{1,01865}{10186,5} = 1,0 \cdot 10^{-4} \text{ А.}$$

Измерение э. д. с. Переключатель Π переводят в положение $И$ («Измерение»). Под действием разности потенциалов ($e_x - i_p r_k$) через гальванометр потечет некоторый ток. Перемещая движок реостата r_k (при неизменном значении рабочего тока i_p), вновь устанавливают указатель гальванометра на нулевую отметку шкалы. При этом напряжение $i_p r_k$ компенсирует измеряемую э. д. с.

Используя формулу (10-3), получим выражение для вычисления э. д. с.:

$$e_x = e_N \frac{r_k}{r_y}.$$

Таким образом, компенсатор сравнивает измеряемую э. д. с. e_x с э. д. с. нормального элемента e_N с помощью двух резисторов r_k и r_y .

В нашем примере ток i_p выбран равным $1,0 \cdot 10^{-4}$ А. Подставляя его значение в формулу (10-4), получим весьма простое выражение для вычисления измеряемой величины в вольтах:

$$e_x = 1,0 \cdot 10^{-4} r_k,$$

что позволяет градуировать магазин сопротивления r_k в вольтах.

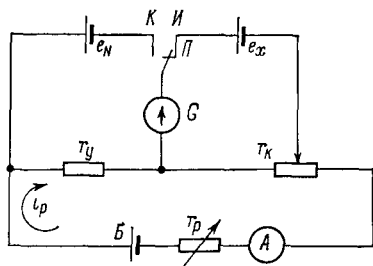


Рис. 10-6. Схема компенсатора постоянного тока

Погрешность измерения e_v составляет несколько тысячных или сотых процента и зависит, как видно из (10-4), от погрешностей e_N , r_k и r_y .

Компенсаторы переменного тока служат для измерения переменных э. д. с. синусоидальной формы. Вследствие низкой точности и сложности конструкции они не получили широкого распространения.

Автоматические компенсаторы постоянного тока используются для непрерывного измерения и записи э. д. с. Одна из схем, пояс-

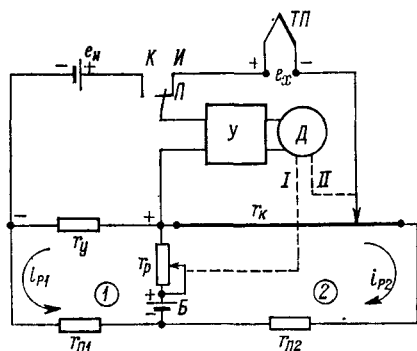


Рис. 10-7. Схема автоматического компенсатора

няющая принцип действия компенсатора, показана на рис. 10-7. В двух контурах 1 и 2 протекают два рабочих тока i_{p1} и i_{p2} . Определенное соотношение (1 : 1, 1 : 10 и т. д.) между этими токами устанавливается с помощью подгоночных резисторов $r_{п1}$ и $r_{п2}$. Требуемое значение рабочего тока i_{p1} устанавливается путем постановки переключателя П в положение К («Контроль»). Разность потенциалов $e_N - r_y i_{p1}$ усиливается усилителем У и подается на реверсивный двигатель Д. Ротор двигателя приводится во вращение и при помощи механической связи I и реостата r_p изменяет ток i_{p1} до тех пор, пока разность $e_N - r_y i_{p1}$ не станет равной нулю. Затем переключатель П автоматически перебрасывается в положение И («Измерение»). Двигатель расцепляется с движком r_p и сцепляется с движком реохорда r_k . Под действием разности потенциалов $e_x - r_k i_{p2}$ двигатель Д перемещает движок реохорда r_k (связь II) до состояния компенсации e_x напряжением $r_k i_{p2}$. С движком реохорда r_k связаны указатель показывающего и перо самопишущего устройств.

Автоматические компенсаторы применяются обычно для измерения, записи и регулирования температуры и других неэлектрических величин. В этом случае к входным зажимам присоединяются термопара ТП или другой преобразователь (датчик), преобразующий измеряемую величину в постоянное напряжение. Погрешность автоматических компенсаторов 0,2—1 %.

10-4. Измерение сопротивлений, индуктивностей и емкостей

Измерение сопротивлений омметрами. Омметры — приборы для прямого измерения сопротивлений. Омметры постоянного тока представляют собой, по существу, миллиамперметры маг-

нитоэлектрической системы со шкалой, градуированной в омах. В состав омметра (рис. 10-8) входят источник с регулируемым выходным напряжением U , измерительный прибор $И$, добавочный резистор r_d для ограничения тока и ключ K . Перед началом измерения ключом замыкают накоротко резистор r_x и, регулируя напряжение U источника, устанавливают стрелку прибора $И$ на нулевую отметку шкалы. Затем размыкают ключ K . При неизменном значении напряжения U (а также сопротивлений r_n и r_d) через измеритель протекает ток

$$i = \frac{U}{r_n + r_d + r_x},$$

зависящий от значения r_x . Шкала прибора неравномерная и градуируется в значениях сопротивления от 0 до ∞ . Схема рис. 10-9 широко

используется в универсальных измерительных приборах (тестерах) для грубых измерений сопротивлений от единиц до сотен тысяч ом.

Измерение сопротивлений при помощи мостов. Мосты получили широкое распространение. Ими можно с высокой точностью измерять активные сопротивления на постоянном и переменном токе, реактивные сопротивления на переменном токе, что позволяет определять значения различных физических величин, функционально связанных с сопротивлениями (индуктивность, емкость, частота, температура, скорость движения газов, жидкостей и т. д.).

Рис. 10-9. Схема моста постоянного тока

Схема моста постоянного тока показана на рис. 10-9. В плечо r_1 включен резистор с измеряемым сопротивлением r_x , остальные плечи (r_2 , r_3 , r_4) состоят из мер и магазинов сопротивления. Если сопротивления плеч подобрать так, что

$$i_1 r_1 = i_4 r_4 \text{ и } i_2 r_2 = i_3 r_3,$$

то разность потенциалов узлов c и d , между которыми включен нулевой индикатор G (например, гальванометр или усилитель), станет равной нулю. Мост, работающий в режиме нулевого отклонения указателя индикатора G , называется уравновешенным. Равновесия моста достигают, изменяя сопротивление плеч r_2 или r_4 . При равновесии моста токи $i_1 = i_2$ и $i_3 = i_4$. Подставляя эти равенства в выражение (10-3), получим основное уравнение уравно-

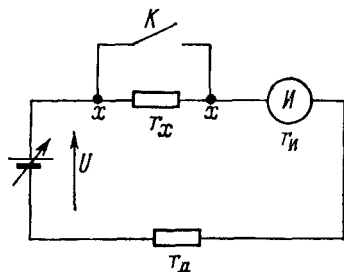
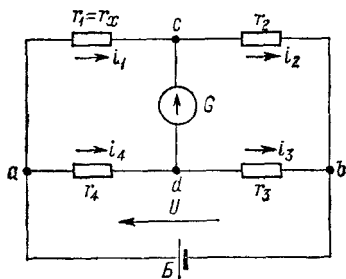


Рис. 10-8. Схема однорамочного омметра



вешенного моста:

$$r_1 r_3 = r_2 r_4 \text{ или } r_x = r_1 = r_2 r_4 / r_3. \quad (10-4)$$

Погрешность измерения уравновешенными мостами постоянного тока лежит в пределах 0,002—0,5 %.

В неуравновешенных мостах при определенном значении напряжения источника питания U и сопротивлений плеч r_2, r_3, r_4 ток в гальванометре G зависит только от значения измеряемого сопротивления r_x . Это позволяет градуировать шкалу прибора G в омах или в единицах физических величин (температура, давление, деформация), функционально связанных с величиной r_x . Неуравновешенные мосты обладают невысокой точностью измерений (0,5—2 %) и используются для измерения неэлектрических величин.

Рис. 10-10. Схема автоматического моста

В производственной практике для измерения неэлектрических величин широко применяются автоматические мосты (рис. 10-10). В два плеча (r_1 и r_4) моста включены части r'_1 и r'_4 реохорда, движок которого связан механической передачей с осью реверсивного двигателя D . Если мост уравновешен, то напряжение между узлами c и d равно нулю и ротор двигателя неподвижен. При изменении сопротивления r_x между точками c и d появляется напряжение U_{cd} , которое усиливается усилителем U и подается на двигатель D . Ротор двигателя приходит во вращение и в зависимости от полярности напряжения U_{cd} перемещает движок реохорда до достижения нового равновесия моста. С движком реохорда связаны указатель, а также перо, записывающее на диаграммной бумаге значение измеряемого сопротивления r_x . Погрешность автоматических мостов лежит в пределах 0,2—1 %.

Мосты переменного тока используются для измерения индуктивности, емкости, частоты. Схема моста с комплексными сопротивлениями Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 показана на рис. 10-11. В качестве нулевого индикатора $НИ$ используется электронный милливольтметр или осциллограф. Условие равновесия моста по аналогии с (10-4):

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4 \quad (10-5)$$

или

$$Z_1 e^{j\varphi_1} Z_3 e^{j\varphi_3} = Z_2 e^{j\varphi_2} Z_4 e^{j\varphi_4}.$$

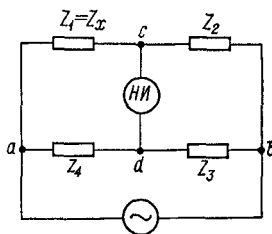
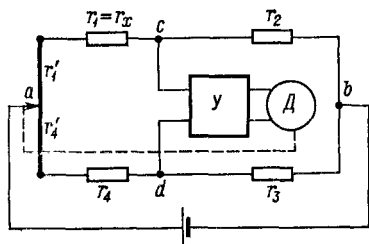


Рис. 10-11. Схема моста переменного тока

Приравнявая порознь действительную и мнимую части, получим два условия равновесия моста переменного тока:

$$z_1 z_3 = z_2 z_4 \text{ и } \varphi_1 + \varphi_3 = \varphi_2 + \varphi_4.$$

Первое условие требует определенного соотношения модулей полных сопротивлений плеч при равновесии моста. Второе условие определяет характер сопротивлений плеч (активный, индуктивный, емкостный), при которых принципиально возможно достигнуть равновесия моста.

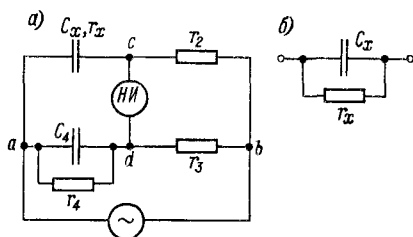


Рис. 10-12. Схема моста для измерения емкости и сопротивления потерь конденсатора

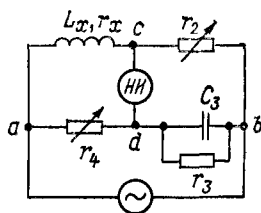


Рис. 10-13. Схема моста для измерения индуктивности и активного сопротивления

Схема моста, например, для измерения емкостей конденсаторов с твердым диэлектриком показана на рис. 10-12, а. Так как в диэлектрике имеют место потери энергии, то конденсатор можно представить в виде эквивалентной схемы (рис. 10-12, б), где C_x — измеряемая емкость; r_x — активное сопротивление, определяющее потери в конденсаторе. Полные сопротивления плеч моста

$$Z_1 = \frac{r_x}{1 + j\omega C_x r_x}; \quad Z_2 = r_2; \quad Z_3 = r_3; \quad Z_4 = \frac{r_4}{1 + j\omega C_4 r_4}.$$

Подставляя эти значения в условие равновесия моста и приравнявая порознь действительную и мнимую части, получим

$$r_x = \frac{r_2 r_4}{r_3} \text{ и } C_x = \frac{C_4 r_3}{r_2}.$$

Таким образом, мост (рис. 10-12) позволяет одновременно измерять емкость и активное сопротивление, определяющее потери в конденсаторе.

Измерение индуктивности мостом переменного тока осуществляется сравнением с мерой индуктивности или емкости. Схема моста для измерения индуктивности L_x путем сравнения с мерой емкости C_3 показана на рис. 10-13. Полные сопротивления плеч моста:

$$Z_1 = r_x + j\omega L_x; \quad Z_2 = r_2; \quad Z_3 = \frac{r_3}{1 + j\omega C_3 r_3}; \quad Z_4 = r_4.$$

Подставляя эти величины в условие равновесия моста (10-5), получим два уравнения для вычисления неизвестных:

$$r_x = \frac{r_2 r_4}{r_3} \text{ и } L_x = C_3 r_2 r_4.$$

Погрешность измерения мостов переменного тока лежит в пределах 0,05—2%.

10-5. Понятие о магнитных измерениях

Задача магнитных измерений состоит в измерении величин, характеризующих магнитное поле и магнитные свойства материалов.

Для измерения магнитного потока используются магнитоэлектрические веберметры. Особенность этих приборов состоит в том, что в них отсутствует противодействующий момент и подвод к под-

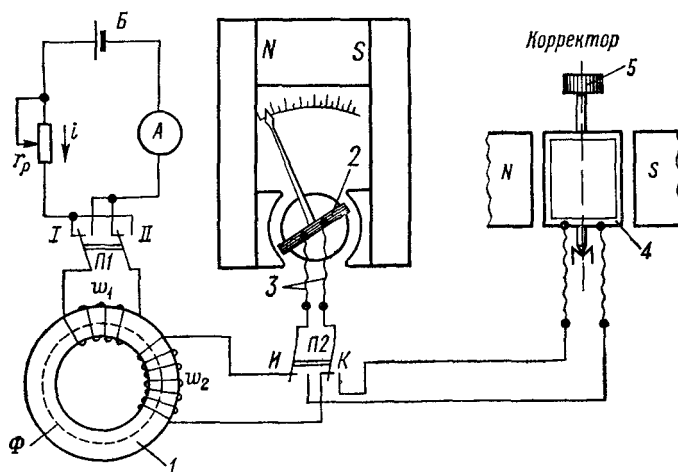


Рис. 10-14. Схема устройства и включения веберметра

вижной катушке 2 (рис. 10-14) осуществляется с помощью «безмоментных» проводников 3, электрически связанных с переключателем П2.

Рассмотрим применение веберметра для определения кривой намагничивания $B = f(H)$ материала. На испытуемый образец 1, выполненный в виде тороида, наматываются две обмотки. К намагничивающей обмотке с числом витков w_1 подключены источник Б намагничивающего тока i , реостат r_p для регулирования этого тока, амперметр А, переключатель П1. К измерительной обмотке с числом витков w_2 подключен веберметр с корректором. Корректор служит для установки стрелки веберметра на нуль перед каждым измерением. Если переключатель П2 установить в положение К (корректор) и повернуть рукой головку 5 подвиж-

ной части корректора, то в его катушке 4 будет индуцироваться э. д. с. и протекать ток, под действием которого подвижная катушка 2 веберметра повернется в ту или иную сторону.

Кривая намагничивания определяется в следующем порядке.

1. Переключатель *П2* устанавливают в положение *К* и корректором переводят указатель веберметра на нулевую отметку.

2. В катушке с числом витков w_1 устанавливают ток, равный i . Тогда на основании закона полного тока напряженность магнитного поля внутри тороида

$$H = w_1 i / l_{\text{ср}},$$

где $l_{\text{ср}}$ — средняя длина магнитной линии в тороиде.

3. Переключатель *П2* переводят в положение *И*, а затем перебрасывают переключатель *П1* из I во II положение. При этом ток в катушке изменяет свое направление на обратное ($+i$ на $-i$), что приводит к изменению магнитного потока в тороиде на 2Φ . Под действием тока, индуцированного в обмотке с числом витков w_2 , подвижная катушка веберметра повернется на некоторый угол α . В соответствии с законом электромагнитной инерции Ленца замкнутая электрическая цепь стремится сохранить неизменным связанное с ней магнитное потокоцепление. Поэтому подвижная катушка 2 отклонится на такой угол, при котором приращение ее потокоцепления с потоком постоянного магнита веберметра станет равным уменьшению потокоцепления $2\Phi w_2$ измерительной катушки, т. е.

$$\alpha = \frac{2\Phi w_2}{C},$$

где C — цена деления веберметра.

Значение магнитной индукции определится по формуле

$$B = \frac{\Phi}{S} = \frac{C}{2Sw_2} \alpha,$$

где S — площадь поперечного сечения тороида.

По найденному экспериментально значению B и расчетному значению напряженности H определяется магнитная проницаемость материала тороида:

$$\mu = B/H.$$

Повторяя опыты при различных значениях тока i , можно найти зависимости $B = f_1(H)$ и $\mu = f_2(H)$. Этим же прибором можно снять петлю гистерезиса испытуемого ферромагнитного образца, измерить магнитный поток постоянного магнита и т. д. Погрешность веберметра 1—4%.

Для расчета магнитопроводов, трансформаторов, электрических машин и аппаратов необходимо иметь данные о потерях на вихре-

вые токи и гистерезис. Потери в ферромагнитных материалах определяются по схеме рис. 10-15, б.

Исследуемый материал, например листовая электротехническая сталь в форме четырех пакетов, образует замкнутую магнитную цепь (рис. 10-15, а). На пакеты стали наматываются две обмотки с числами витков ω_1 и ω_2 . Намагничивающая обмотка питается от генератора через амперметр A и токовую обмотку ваттметра W . Обмотки напряжения ваттметра W и вольтметра V подключены к измерительной обмотке с числом витков ω_2 . Если числа витков ω_1

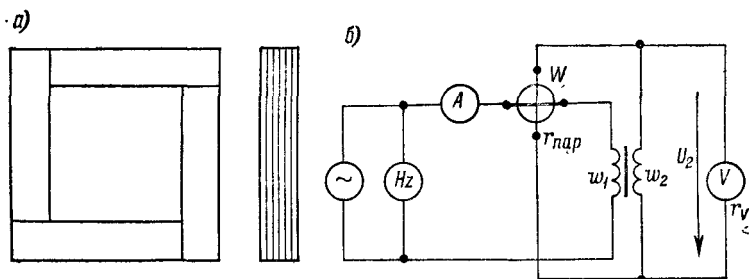


Рис. 10-15. Схема определения потерь в стали

и ω_2 не равны, то для получения действительного значения мощности показания ваттметра P_W необходимо умножить на отношение ω_1/ω_2 . Мощность потерь в испытуемом образце

$$P = P_W \frac{\omega_1}{\omega_2} - \frac{U_2^2}{r_V} - \frac{U_2^2}{r_{\text{пар}}},$$

где U_2 — напряжение на зажимах вторичной обмотки; r_V и $r_{\text{пар}}$ — сопротивления вольтметра и параллельной обмотки ваттметра.

Удельные потери в испытуемом образце (в ваттах на килограмм) получим, разделив мощность P на массу образца G :

$$P' = P/G.$$

Удельная мощность потерь зависит от амплитуды магнитной индукции B_m . Если пренебречь падением напряжения на вторичной обмотке и принять напряжение U_2 равным э. д. с., индуцируемой в обмотке ω_2 , то амплитуда магнитной индукции определится по формуле

$$B_m \approx \frac{U_2}{4,44 f S \omega_2},$$

где f — частота переменного тока генератора; S — площадь поперечного сечения испытуемого образца. Погрешность метода 2—5%.

10-6. Сведения об измерениях неэлектрических величин

Измерения неэлектрических величин электрическими методами получили очень широкое распространение. Удобство и простота измерения, возможность непрерывного измерения, регистрации и передачи на большие расстояния значений измеряемой величины, высокая чувствительность и широкий диапазон измерений являются основными преимуществами этих методов. Преобразование неэлектрической величины в электрическую осуществляется измерительным преобразователем (датчиком). Преобразователи делятся на две группы: параметрические и генераторные.

В параметрических преобразователях измеряемая величина вызывает изменение одного из параметров элемента электрической цепи: сопротивления, индуктивности и емкости. К этим преобразователям относятся:

а) реостатные преобразователи — сопротивление реостата зависит от перемещения движка; применяются для измерения уровня жидкостей, линейных и угловых перемещений и т. д.;

б) термисторные преобразователи — сопротивление термочувствительного резистора зависит от температуры окружающей среды или от условий конвективного рассеяния тепла, выделяемого током в резисторе; служат для измерения температур, скорости движения газов или жидкостей, давления газов, определения состава газовых смесей и т. д.;

в) тензометрические преобразователи — сопротивление тензочувствительного элемента изменяется при его деформации; используются при измерении деформаций и усилий, действующих на детали конструкции;

г) индуктивные преобразователи — индуктивность преобразователя меняется в зависимости от перемещения ферромагнитного сердечника в поле катушки индуктивности; применяются для измерения механических усилий, давления, линейных и угловых перемещений;

д) емкостные преобразователи — емкость преобразователя меняется под действием измеряемой величины; применяются для измерения малых перемещений, механических усилий, давления, влажности, толщины тонких пленок и т. д.;

е) фоторезисторные преобразователи — сопротивление преобразователя меняется в зависимости от интенсивности падающего на него светового потока; используются для измерения температур, прозрачности и мутности газов и жидкостей.

В генераторных преобразователях измеряемая неэлектрическая величина преобразуется в э. д. с. Наиболее распространены следующие преобразователи:

а) термоэлектрические преобразователи — в зависимости от разности температур в цепи термопары возникает термо-э. д. с.;

б) индукционные преобразователи — измеряемая величина в генераторе преобразуется в э. д. с.; например, для измерения частоты вращения применяются тахогенераторы — магнитоэлектрические генераторы;

в) пьезоэлектрические преобразователи — под действием механических сил в кристаллах возникает э. д. с.; используются для измерения давлений, амплитуды низкочастотных колебаний, шероховатости поверхности и т. д.

Погрешности преобразователей лежат в пределах 0,01—2% и зависят от принципа действия, конструкции и условий применения преобразователей. Для измерения выходной величины параметрических преобразователей применяются логометры и мосты. Выходная э. д. с. генераторных преобразователей измеряется вольтметрами и компенсаторами. В производственных условиях часто используются регистрирующие автоматические мосты и компенсаторы.

Часть четвертая

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Глава одиннадцатая

ТРАНСФОРМАТОРЫ

11-1. Назначение и принцип действия трансформатора

Трансформатором называется статический электромагнитный аппарат, служащий для преобразования электрической энергии переменного тока с одними параметрами (напряжение, ток, их форма и начальная фаза) в электрическую энергию с другими параметрами при сохранении частоты переменного тока неизменной.

Чем выше напряжение, тем при той же передаваемой мощности будет меньше значение тока и тем меньше получается требуемое



Рис. 11-1. Схема передачи электрической энергии на большое расстояние

сечение проводов линии передачи. Поэтому в месте производства электрической энергии — на электрических станциях — выгодно повышать напряжение до десятков, сотен тысяч вольт и выше, а затем передавать энергию по проводам расположенным в районах потребления энергии понижающим подстанциям, где напряжение понижается до 3; 6 или 11 кВ. Эти напряжения используются при питании мощных электродвигателей и приемников, а также трансформаторов, понижающих напряжение до 500, 380, 220 В и ниже. Повышение напряжения до линии передачи и понижение его после линии передачи осуществляются трансформаторами. Примерная схема передачи электрической энергии на большое расстояние приведена на рис. 11-1, где *Тр1* — повышающий и *Тр2* — понижающий трансформаторы.

В трансформаторах электрические цепи связаны только общим магнитным потоком, но при этом изолированы друг от друга.

Устройство трансформатора схематично показано на рис. 11-2. На замкнутом магнитопроводе, собранном из листовой стали или навитом из стальной ленты, помещены две изолированные обмотки с числами витков w_1 и w_2 . Обмотка, к зажимам которой подводится электрическая энергия, называется первичной; обмотка, на зажимы которой включаются потребители, называется вторичной.

Протекающий по первичной обмотке переменный ток вызывает появление в стальном магнитопроводе переменного магнитного потока Φ . Этот поток сцеплен с обеими обмотками и вызывает в каж-

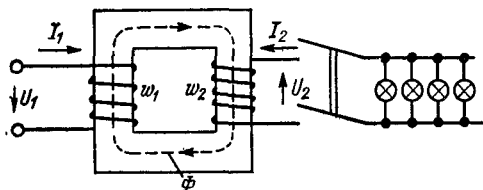


Рис. 11-2. Схема устройства трансформатора

дой из них переменную э. д. с. Поэтому вторичная обмотка может рассматриваться как источник переменного напряжения. Если вторичная цепь будет замкнута, то по ней потечет ток.

Трансформатор, изображенный на рис. 11-2, является двухобмоточным. Однако на магнитопроводе можно поместить несколько вторичных обмоток с различными числами витков и получить соответственно несколько различных вторичных напряжений. Такие трансформаторы называются многообмоточными. В дальнейшем изложении будем рассматривать только двухобмоточные трансформаторы.

Из принципа действия трансформатора ясно, что он может работать только на переменном токе, так как при постоянном магнитном потоке э. д. с. в обмотках возникать не будут.

Значение э. д. с., индуцируемой в одном витке первичной и вторичной обмоток, находится на основании закона электромагнитной индукции:

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

Для гармонически изменяющегося магнитного потока

$$\Phi = \Phi_m \sin \omega t, \quad (11-1)$$

где Φ и Φ_m — мгновенное и амплитудное значения потока. Отсюда имеем

$$e = -d\Phi/dt = -\Phi_m \omega \cos \omega t = \omega \Phi_m \sin (\omega t - \pi/2).$$

Обозначим амплитудное значение э. д. с. в одном витке

$$E_m = \omega \Phi_m,$$

тогда

$$e = E_m \sin (\omega t - \pi/2). \quad (11-2)$$

Таким образом, индуцированная э. д. с. отстает по фазе от потока на $\pi/2$.

Найдем действующую э. д. с. в одном витке, разделив максимальное значение на $\sqrt{2}$:

$$E = \omega \Phi_m / \sqrt{2} = 2\pi f \Phi_m / \sqrt{2} = 4,44 f \Phi_m.$$

Если в первичной обмотке ω_1 витков, а во вторичной — ω_2 витков, то действующая э. д. с. (в вольтах) каждой обмотки будет

$$E_1 = 4,44 \omega_1 f \Phi_m; \quad (11-3) \quad E_2 = 4,44 \omega_2 f \Phi_m. \quad (11-4)$$

Отношение э. д. с. первичной и вторичной обмоток или отношение их чисел витков называется коэффициентом трансформации:

$$k = E_1/E_2 = \omega_1/\omega_2. \quad (11-5)$$

Для понижающих трансформаторов $\omega_1 > \omega_2$ и $k > 1$. Для повышающих $\omega_1 < \omega_2$ и $k < 1$.

Первичная активная мощность, т. е. средняя мощность, потребляемая трансформатором из сети,

$$P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_1.$$

Вторичная активная мощность, или мощность, отдаваемая потребителю,

$$P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2.$$

Если не учитывать потери в трансформаторе, то приближенно можно положить

$$P_1 \approx P_2.$$

Как будет показано в дальнейшем, $\varphi_1 \approx \varphi_2$ и напряжения первичной и вторичной обмоток мало отличаются от э. д. с. обмоток. Тогда

$$U_1 I_1 \approx U_2 I_2 \text{ и } I_1/I_2 \approx U_2/U_1 \approx E_2/E_1 = 1/k. \quad (11-6)$$

При понижении напряжения вторичной обмотки в k раз вторичный ток будет больше тока первичной обмотки в k раз, и наоборот.

Трансформатор был изобретен в 1876 г. знаменитым русским электротехником П. Н. Яблочковым. В дальнейшем он был усовершенствован другим русским изобретателем П. Ф. Усагиным.

Современные трансформаторы весьма разнообразны по исполнению. Они изготавливаются для мощностей от долей ватта до сотен тысяч киловатт и могут быть однофазными, трехфазными и многофазными. Рабочая частота может быть в пределах от нескольких единиц до миллионов герц; наибольшее распространение имеют трансформаторы, предназначенные для работы при промышленной частоте 50 Гц.

На каждом трансформаторе помещается щиток или табличка с указанными на них номинальными значениями величин. К ним

относятся: а) полная мощность, В·А или кВ·А; б) линейные напряжения, В или кВ; в) линейные токи при номинальной мощности, А; г) частота, Гц; д) число фаз; е) схема и группа соединений. Для крупных трансформаторов, кроме того, могут указываться дополнительные характеристики, например напряжение короткого замыкания, режим работы (длительный или кратковременный), способ охлаждения, масса и др.

11-2. Холостой ход трансформатора

Холостым ходом (х. х.) называется режим работы трансформатора, когда его первичная обмотка присоединена к сети переменного тока, а вторичная — разомкнута (рис. 11-3). По первичной обмотке протекает ток х. х. I_0 , который создает магнитный поток, имеющий две составляющие. Первая составляющая Φ представляет собой поток, замыкающийся по магнитопроводу и сцепленный как с первичной, так и со вторичной обмотками. Этот переменный поток индуцирует в обмотках э. д. с. E_1 и E_2 в соответствии с формулами (11-3) и (11-4). Вторая составляющая потока Φ_{1p} проходит

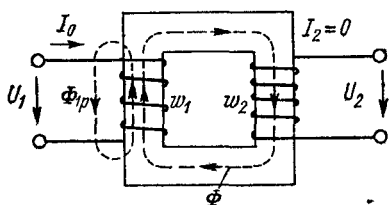


Рис. 11-3. Холостой ход трансформатора

частично по магнитопроводу и частично по воздуху. Она называется потоком рассеяния. Поток рассеяния сцеплен только с первичной обмоткой и вызывает появление в ней дополнительной э. д. с., которую обычно учитывают посредством введения понятия индуктивного сопротивления рассеяния первичной обмотки x_1 .

Магнитное сопротивление для потока рассеяния в основном определяется сопротивлением пути потока по воздуху, поэтому поток рассеяния Φ_{1p} пропорционален току I_0 (рис. 11-4) и совпадает с ним по фазе. Векторная диаграмма для холостого хода подобна векторной диаграмме катушки со стальным сердечником.

Построение векторной диаграммы (рис. 11-4) начинается с откладывания вектора магнитного потока Φ . Затем проводится отстающий на $\pi/2$ вектор э. д. с. первичной обмотки \dot{E}_1 . Вектор э. д. с. во вторичной обмотке совпадает по направлению с вектором \dot{E}_1 , но величина его может быть как больше, так и меньше \dot{E}_1 . Для удобства построения векторной диаграммы обычно откладывается так называемое приведенное значение вторичной э. д. с.

$$E'_2 = kE_2 = \frac{w_1}{w_2} E_2 = E_1, \quad (11-7)$$

которое равно первичной э. д. с. Поэтому векторы \dot{E}_1 и \dot{E}'_2 сливаются в один.

Ток х. х. имеет две составляющие — реактивную (намагничивающую) I_p и активную I_a . Составляющая I_p является намагничивающим током, который совпадает по фазе с потоком. Значение намагничивающего тока по закону магнитной цепи связано с амплитудой потока соотношением

$$\Phi_m = \sqrt{2} \omega_1 I_p / R_m, \quad (11-8)$$

где R_m — магнитное сопротивление стального магнитопровода.

Полный ток х. х.

$$I_0 = \sqrt{I_a^2 + I_p^2}. \quad (11-9)$$

Ток х. х. силовых трансформаторов мал и обычно не превышает нескольких процентов от номинального первичного тока $I_{ном}$.

Падение напряжения в первичной обмотке от небольшого тока х. х. невелико. Поэтому с большой степенью точности можно написать $\dot{U}_1 \approx -\dot{E}_1$ и $U_1 \approx E_1$. На векторной диаграмме откладывается вектор \dot{U}_1 , равный и противоположный вектору \dot{E}_1 .

Составляющая тока х. х. I_a определяется потерями в стальном магнитопроводе: $I_a = p_c / E_1$. Сдвиг фаз φ_0 близок к 90° . На этом заканчивается построение векторной диаграммы. У трансформаторов малой мощности (радиотехнические, например) ток I_0 может составлять $(0,3 \div 0,5) I_{ном}$.

Так как первичное напряжение сети обычно поддерживается неизменным, то, учитывая равенство $U_1 \approx E_1$, приходим к заключению, что амплитуда основного потока при х. х. есть тоже величина неизменная. Из выражения (11-3) амплитуда потока

$$\Phi_m = \frac{E_1}{4,41\omega_1 f} \approx \frac{U_1}{4,41\omega_1 f}. \quad (11-10)$$

Значительное увеличение первичного напряжения по сравнению с номинальным является недопустимым, так как при этом вследствие насыщения резко увеличивается ток х. х.

Во вторичной цепи при холостом ходе ток не протекает. Поэтому напряжение на зажимах вторичной обмотки равно ее э. д. с. Следовательно, при холостом ходе отношение первичного и вторичного напряжений равно с достаточной точностью коэффициенту трансформации:

$$U_1 / U_2 \approx E_1 / E_2 = \omega_1 / \omega_2 = k. \quad (11-11)$$

11-3. Нагрузка трансформатора

Рассмотрим режим нагрузки трансформатора (рис. 11-5), когда вторичная цепь замкнута на нагрузочное сопротивление z_n и по ней проходит ток I_2 .

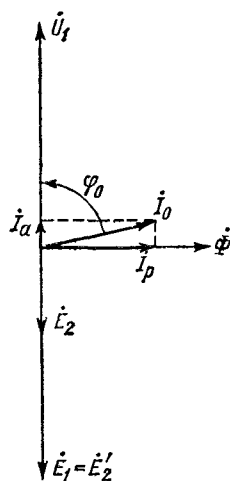


Рис. 11-4. Векторная диаграмма для холостого хода

В этом случае можно выделить три потока: основной поток Φ , сцепленный как с первичной, так и с вторичной обмотками, поток рассеяния первичной обмотки Φ_{1p} и поток рассеяния вторичной обмотки Φ_{2p} . Дополнительные э. д. с., индуцируемые в обмотках потоками рассеяния Φ_{1p} и Φ_{2p} , учитываются обычно при помощи индуктивных сопротивлений рассеяния первичной и вторичной обмоток x_1 и x_2 .

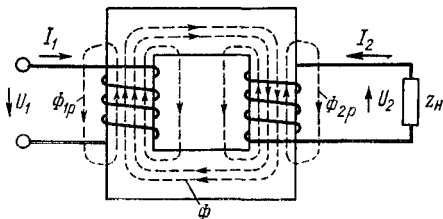


Рис. 11-5. Трансформатор под нагрузкой

Потоки рассеяния обмоток Φ_{1p} и Φ_{2p} пропорциональны первичному I_1 и вторичному I_2 токам и находятся с ними в фазе. Эти потоки рассеяния индуцируют в обмотках э. д. с. E_{1p} и E_{2p} , отстающие по фазе от потоков, а следовательно, и токов I_1 и I_2 на $\pi/2$.

Э. д. с. от потоков рассеяния уравниваются составляющими напряжения:

$$jx_1 I_1 = -\dot{E}_{1p} \quad \text{и} \quad jx_2 I_2 = -\dot{E}_{2p},$$

где $jx_1 = j\omega L_{1p}$ и $jx_2 = j\omega L_{2p}$ — комплексные сопротивления рассеяния обмоток; $L_{1p} = \Psi_{1p}/I_1$ и $L_{2p} = \Psi_{2p}/I_2$ — индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток; Ψ_{1p} , Ψ_{2p} — потокосцепления рассеяния первичной и вторичной обмоток; ω — угловая частота переменного тока.

Составляющие напряжения $x_1 I_1$ и $x_2 I_2$ опережают токи I_1 и I_2 на $\pi/2$.

Запишем уравнения по второму закону Кирхгофа в комплексном виде для первичной и вторичной цепей:

$$\dot{U}_1 + \dot{E}_1 = \dot{I}_1 Z_1; \quad (11-12)$$

$$\dot{E}_2 = \dot{U}_2 + \dot{I}_2 Z_2, \quad (11-13)$$

где U_2 — напряжение на нагрузочном сопротивлении (вторичное напряжение); $Z_1 = r_1 + jx_1$ — комплексное полное сопротивление первичной обмотки; $Z_2 = r_2 + jx_2$ — то же, вторичной обмотки.

Падения напряжения в обмотках $I_1 z_1$ и $I_2 z_2$ составляют обычно не более нескольких процентов от напряжений U_1 и U_2 . Поэтому с некоторым приближением можно считать, что и в нагруженном трансформаторе сохраняются приближенные равенства $U_1 \approx E_1$ и $U_2 \approx E_2$. Следовательно, при нагрузке трансформатора амплитуда основного магнитного потока приблизительно постоянна и равна амплитуде потока в режиме холостого хода (при $U_1 = \text{const}$). Постоянной должна быть и м. д. с. как при нагрузке, так и на холостом ходу. В режиме нагрузки результирующая м. д. с. равна сумме м. д. с. первичной и вторичной обмоток:

$$\omega_1 I_1 + \omega_2 I_2 = \omega_1 I_0. \quad (11-14)$$

Разделив все члены последнего равенства на ω_1 , получим

$$I_1 + \frac{1}{k} I_2 = I_0.$$

Введем понятие приведенного вторичного тока:

$$I'_2 = I_2/k. \quad (11-15)$$

Окончательно

$$I_1 + I'_2 = I_0. \quad (11-16)$$

На холостом ходу $I'_2 = 0$ и, следовательно, $I_1 = I_0$. Если нагрузить трансформатор, то во вторичной обмотке появится ток I_2 . Этот ток по закону Ленца препятствует причине, его вызвавшей. Поэтому ток I_2 так направлен, чтобы размагнитить магнитопровод, т. е. действие его противоположно действию тока I_1 . Это вызывает увеличение тока I_1 в соответствии с выражением (11-16).

Перейдем к построению векторной диаграммы нагруженного трансформатора. Для удобства будем откладывать на векторной диаграмме приведенные вторичные напряжения и токи. При этом вторичное напряжение, как и э. д. с., должно умножаться на коэффициент трансформации k .

Построение диаграммы начинаем с откладывания вектора потока Φ_m (рис. 11-6). Далее со сдвигом $\pi/2$ откладываем вектор э. д. с. \dot{E}_1 , который совпадает с вектором $\dot{E}'_2 = k\dot{E}_2$. Затем строим вектор тока холостого хода I_0 в соответствии с (11-9). Для построения вектора приведенного вторичного тока $I'_2 = I_2/k$ необходимо определить значение этого тока:

$$I'_2 = \frac{1}{k} \frac{E_2}{\sqrt{(r_2 + r_n)^2 + (x_2 + x_n)^2}}, \quad (11-17)$$

где r_2 , r_n — активное сопротивление вторичной обмотки и приемника; x_2 , x_n — реактивное сопротивление вторичной обмотки и приемника.

Сдвиг фаз между вторичным током I_2 и э. д. с. E_2

$$\psi_2 = \arctg \frac{x_2 + x_n}{r_2 + r_n}. \quad (11-18)$$

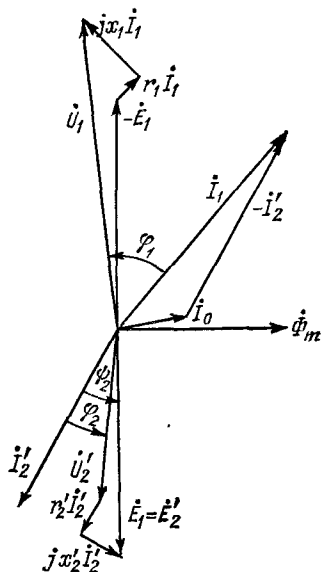


Рис. 11-6. Векторная диаграмма нагруженного трансформатора

Для нахождения вектора приведенного вторичного напряжения U'_2 необходимо на основании формулы (11-13) из э. д. с. E'_2 вычесть падение напряжения во вторичной обмотке.

При введении понятия о приведенных э. д. с., напряжениях и токах вторичной обмотки следует найти приведенные сопротивления вторичной обмотки, определяемые отношением приведенных напряжений к приведенным токам. Для активных и реактивных составляющих напряжения имеем

$$U'_{2a} = kU_{2a} = kr_2 I_2 = k^2 r_2 I'_2 = r'_2 I'_2; \quad (11-19)$$

$$U'_{2p} = kU_{2p} = kx_2 I_2 = k^2 x_2 I'_2 = x'_2 I'_2, \quad (11-20)$$

где $r'_2 = k^2 r_2$ и $x'_2 = k^2 x_2$ — приведенные активное и реактивное сопротивления вторичной обмотки.

На векторной диаграмме из вектора \dot{E}'_2 вычитаем вектор $jx'_2 \dot{I}'_2$, опережающий ток \dot{I}'_2 на $\pi/2$, и вектор $r'_2 \dot{I}'_2$, совпадающий с током \dot{I}'_2 по фазе. В результате определяем вектор приведенного вторичного напряжения:

$$\dot{U}'_2 = \dot{E}'_2 - r'_2 \dot{I}'_2 - jx'_2 \dot{I}'_2. \quad (11-21)$$

Для построения вектора первичного тока \dot{I}_1 необходимо в соответствии с (11-16) из вектора тока холостого хода \dot{I}_0 вычесть вектор приведенного вторичного тока \dot{I}'_2 .

Построение вектора первичного напряжения \dot{U}_1 выполняем в соответствии с (11-12). Для этого строим вектор $-\dot{E}_1$ и к нему прибавляем вектор $r_1 \dot{I}_1$, совпадающий по фазе с током \dot{I}_1 , и вектор $jx_1 \dot{I}_1$, опережающий ток \dot{I}_1 на 90° . Угол ϕ_1 между векторами \dot{U}_1 и \dot{I}_1 является сдвигом фаз в первичной цепи.

Из векторной диаграммы нагруженного трансформатора видно, что увеличение тока I_2 во вторичной цепи вызывает увеличение тока I_1 , потребляемого из сети первичной обмоткой. Для ясности чертежа на векторной диаграмме (рис. 11-6) активные и индуктивные падения напряжения в первичной и вторичной обмотках показаны преувеличенно большими. На самом деле они составляют обычно не более нескольких процентов от U_1 и U'_2 соответственно.

11-4. Понятие о схеме замещения трансформатора

Расчеты токов и напряжений в трансформаторе могут быть сведены к обычным расчетам цепей переменного тока. Для этой цели составляется так называемая эквивалентная схема, или схема замещения, трансформатора, процессы в которой описываются теми же уравнениями, как и процессы в трансформаторе.

При составлении схемы замещения удобно применять прием, который использован при переходе к упрощенной векторной диаграмме (рис. 11-7). Он заключается в том, что фазы э. д. с. в первичной и вторичной обмотках изменяются на π , т. е. вводится вектор $\dot{E}_0 = -\dot{E}_1 = -\dot{E}'_2$. Фазы вторичного тока и напряжения тоже меняются на π и вводятся векторы $\dot{I}''_2 = -\dot{I}'_2$ и $\dot{U}''_2 = -\dot{U}'_2$. Тогда

уравнения трансформатора (11-12), (11-21) и (11-16) могут быть записаны в следующем виде:

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_0 + \dot{I}_1 Z_1; \quad (11-22) \quad \dot{U}_2'' = \dot{E}_0 - \dot{I}_2'' Z_2'; \quad (11-23)$$

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + \dot{I}_2'. \quad (11-24)$$

По этим уравнениям составлена схема замещения, изображенная на рис. 11-8. На схеме, кроме сопротивлений первичной обмотки r_1

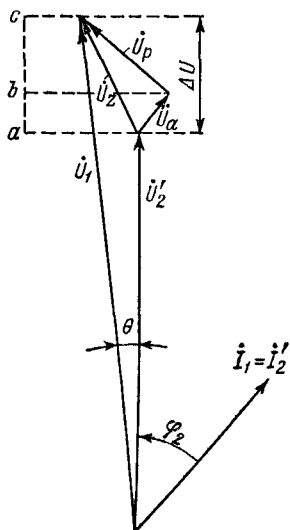


Рис. 11-7. Упрощенная векторная диаграмма нагруженного трансформатора

и x_1 и приведенных вторичных r_2' и x_2' , изображены нагрузочное сопротивление z_n' , приведенное к первичной обмотке, т. е. $z_n' = k^2 z_n$, и так называемое сопротивление контура намагничивания $Z_0 = r_0 + jx_0$. Сопротивление контура намагничивания имеет активную и индуктивную составляющие и определяется так, чтобы выполнялось условие:

$$\dot{E}_0 = -\dot{E}_1 = \dot{I}_0 Z_0.$$

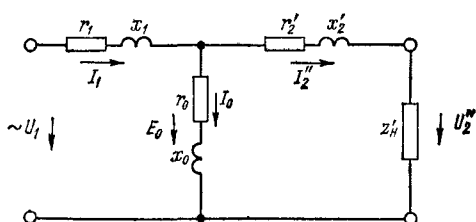


Рис. 11-8. Схема замещения трансформатора

11-5. Внешняя характеристика трансформатора и процентное изменение напряжения

Активные и индуктивные падения напряжения в первичной и вторичной обмотках зависят от протекающих по обмоткам токов I_1 и I_2 и от активных и индуктивных сопротивлений обмоток трансформатора.

Алгебраическая разность между первичным и приведенным вторичным напряжениями, называемая **изменением напряжения** в трансформаторе, зависит не только от значений токов I_1 и I_2 , но и от рода нагрузки (угла φ_2). Для нахождения изменения напряжения в трансформаторе видоизменим и упростим векторную диаграмму, изображенную на рис. 11-6. Для этого повернем всю нижнюю часть диаграммы в плоскости чертежа так, чтобы вектор $\dot{E}_1 = \dot{E}_2$ совпал с равным ему по величине вектором $-\dot{E}_1$. Пренебрегая относительно малым током холостого хода \dot{I}_0 , получим

совпадение приведенного вторичного тока с первичным током, т. е. $I'_2 \approx I_1$.

В этом случае приведенное вторичное напряжение U'_2 можно рассматривать как геометрическую разность между вектором первичного напряжения \dot{U}_1 и вектором \dot{U}_z , называемым полным падением напряжения в трансформаторе, т. е. $\dot{U}'_2 = \dot{U}_1 - \dot{U}_z$ (см. рис. 11-7). В свою очередь, напряжение \dot{U}_z складывается из активного падения напряжения

$$U_a = r_1 I_1 + r'_2 I'_2 = (r_1 + k^2 r_2) I_1 = r_k I_1 \quad (11-25)$$

и индуктивного падения напряжения

$$U_p = x_1 I_1 + x'_2 I'_2 = (x_1 + k^2 x_2) I_1 = x_k I_1. \quad (11-26)$$

В последние формулы введены так называемые сопротивления короткого замыкания трансформатора: активное $r_k = r_1 + k^2 r_2$ и индуктивное $x_k = x_1 + k^2 x_2$.

Полное падение напряжения в трансформаторе

$$U_z = \sqrt{U_a^2 + U_p^2} = I_1 \sqrt{r_k^2 + x_k^2} = I_1 z_k. \quad (11-27)$$

При изменении нагрузки можно считать постоянным первичное напряжение сети U_1 . На холостом ходу приведенное вторичное напряжение $U'_{20} \approx U_1$. При увеличении нагрузки падение напряжения растет, а вторичное напряжение уменьшается. Это положение справедливо для нагрузки, носящей индуктивный характер. Случай для емкостной нагрузки рассматривать не будем.

Изменение приведенного вторичного напряжения равно алгебраической разности между его значениями при холостом ходе и нагрузке, т. е.

$$\Delta U = U'_{20} - U'_2 = U_1 - U'_2. \quad (11-28)$$

Поскольку угол θ (см. рис. 11-7) очень мал, можно с достаточной степенью точности положить, что ΔU равно сумме отрезков ab и bc :

$$\Delta U = U_a \cos \varphi_2 + U_p \sin \varphi_2.$$

Относительное процентное изменение напряжения

$$\begin{aligned} \Delta U \% = \frac{\Delta U}{U_1} 100 &= \frac{U_a \cos \varphi_2 + U_p \sin \varphi_2}{U_1} 100 = \\ &= \frac{(r_k \cos \varphi_2 + x_k \sin \varphi_2) I_1}{U_1} 100. \end{aligned} \quad (11-29)$$

В трансформаторах относительно большой мощности (десятки киловольт-ампер и больше) индуктивное падение напряжения обычно в несколько раз превосходит активное падение напряжения. Поэтому в формуле (11-29) при $\varphi_2 \neq 0$ второе слагаемое обычно больше первого. В результате этого изменение напряжения возрастает с ростом сдвига фаз φ_2 . Таким образом, реактивная нагрузка вызывает большие изменения напряжения, чем активная нагрузка. На рис. 11-9, а приведены внешние характеристики $U_2 = f(I_2)$

трансформатора относительно большой мощности при различных значениях $\cos \varphi_2$. В трансформаторах относительно небольшой мощности (единицы киловольт-ампер и меньше) активное падение напряжения обычно больше, чем реактивное. Поэтому здесь часто с уменьшением $\cos \varphi_2$ внешние характеристики проходят выше (рис. 11-9, б).

В стандартах на трансформаторы нормируется не изменение напряжения, которое будет различным для различных $\cos \varphi_2$, а паде-

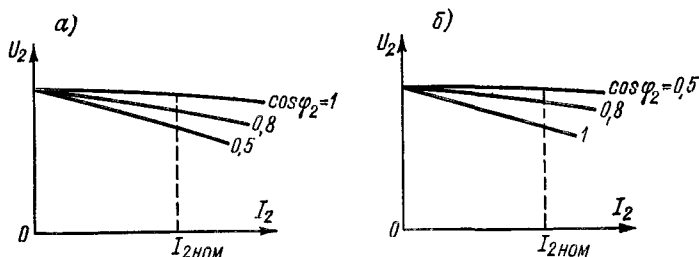


Рис. 11-9. Внешние характеристики нагруженного трансформатора

ние напряжения при номинальном токе $I_2 = I_{2ном}$. Относительное значение полного падения напряжения определяется (в процентах) как

$$e_k\% = \frac{U_{zn}}{U_1} 100 = \frac{z_k I_{1н}}{U_1} 100. \quad (11-30)$$

Величина $e_k\%$ называется относительным напряжением короткого замыкания трансформатора, которое для трансформаторов большой мощности обычно составляет 5—10%.

11-6. Короткое замыкание трансформатора

Различают опыт короткого замыкания и режим аварийного короткого замыкания трансформатора.

Под *опытом короткого замыкания* трансформатора понимается такой режим, при котором его вторичная обмотка при испытании замкнута накоротко (рис. 11-10, а), а к первичной обмотке подведено пониженное напряжение $U_{1к}$. Этому режиму соответствует схема замещения, изображенная на рис. 11-10, б. На схеме замещения исключен контур намагничивания, так как ток холостого хода при пониженном напряжении очень мал и можно положить $I_0 = 0$.

Опыт короткого замыкания обычно проводится при токах первичной и вторичной обмоток, равных номинальному, или при других значениях токов, например 75, 100 и 125% от номинального. Нужное значение тока устанавливается регулированием напряжения.

В соответствии со схемой замещения можно записать

$$U_{1к} = I_{1ном} z_k = I_{1ном} \sqrt{r_k^2 + x_k^2}, \quad (11-31)$$

где $z_k, r_k = r_1 + r_2'$ и $x_k = x_1 + x_2'$ — полное, активное и индуктивное сопротивления короткого замыкания.

Опыт короткого замыкания используется для экспериментального определения напряжения короткого замыкания, сопротивления короткого замыкания и активной мощности короткого замыкания:

$$P_k = U_{1к} I_{1ном} \cos \varphi_k = r_k I_{1ном}^2, \quad (11-32)$$

где $\varphi_k = \arctg \frac{x_k}{r_k}$ — сдвиг фаз при коротком замыкании.

В режиме аварийного короткого замыкания напряжение первичной обмотки равно номинальному напряжению $U_1 = U_{1ном}$. После

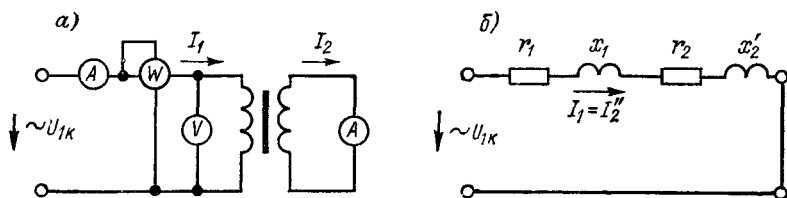


Рис. 11-10. Опыт короткого замыкания и схема замещения

окончания кратковременного переходного процесса в обмотках будут протекать большие установившиеся токи короткого замыкания $I_{1к}$ и $I_{2к}$.

В соответствии со схемой замещения трансформатора (рис. 11-10, б) ток короткого замыкания в первичной обмотке

$$I_{1к} = \frac{U_{1ном}}{z_k} = \frac{U_{1ном}}{U_{1к}} I_{1ном} = \frac{100}{e_k\%} I_{1ном}, \quad (11-33)$$

где $e_k\%$ — относительное напряжение короткого замыкания, определяемое формулой (11-30). Таким образом, если, например, $e_k\% = 5\%$, то аварийный установившийся ток короткого замыкания будет равен двадцатикратному значению номинального тока.

Ток короткого замыкания во вторичной обмотке определяется через коэффициент трансформации:

$$I_{2к} = k I_{1к} = \frac{w_1}{w_2} I_{1к} = \frac{100}{e_k\%} I_{2ном}. \quad (11-34)$$

11-7. Потери мощности и к.п.д. трансформатора

В отличие от двигателей и ряда других приемников энергии трансформаторы нормируются не по активной, а по полной мощности. Это происходит потому, что размеры трансформаторов

при данной частоте определяются в основном двумя величинами — номинальным напряжением и номинальным током. Номинальный, т. е. допустимый по нагреву, ток определяет сечение проводов обмоток трансформатора. От напряжения, приходящегося на один виток обмотки, зависят магнитный поток, а следовательно, и размеры магнитопровода. Поэтому основной паспортной величиной трансформатора является его номинальная полная мощность

$$S_{1\text{ном}} = U_{1\text{ном}} I_{1\text{ном}}. \quad (11-35)$$

При трансформации электрической энергии в трансформаторе возникают потери. Они разделяются на постоянные и переменные, зависящие от нагрузки. Постоянные потери мощности состоят из потерь в стальном магнитопроводе на гистерезис и вихревые токи. Потери в стали определяются значением потока и частотой и не зависят от нагрузки, так как при неизменном первичном напряжении и частоте амплитуда потока практически неизменна. Потери в стали можно принять равными активной мощности, потребляемой трансформатором на холостом ходу.

Переменные потери представляют собой потери в меди обмоток:

$$p_m = p_{1м} + p_{2м} = r_1 I_1^2 + r_2 I_2^2. \quad (11-36)$$

Так как в первом приближении $I_2' \approx I_1$ (при $I_0 \approx 0$), то

$$p_m = (r_1 + r_2') I_1^2 = r_K I_1^2. \quad (11-37)$$

Из этого равенства вытекает, в частности, что потери в обмотках при номинальной нагрузке ($I_1 = I_{1\text{ном}}$) равны активной мощности в опыте короткого замыкания для номинального тока $I_{1\text{ном}}$.

К. п. д. трансформатора

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - p_c - p_m}{P_1} = 1 - \frac{p_c + p_m}{P_1}, \quad (11-38)$$

где P_1 и P_2 — потребляемая и отдаваемая активные мощности трансформатора.

На холостом ходу $P_2 = 0$ и $\eta = 0$. Далее с ростом отдаваемой мощности к. п. д. растет, достигает некоторого максимального значения и затем начинает уменьшаться. Уменьшение к. п. д. при больших нагрузках объясняется сильным увеличением потерь в обмотках в этом случае, так как они растут пропорционально квадрату тока. Типичная зависимость $\eta = f(P_2)$ изображена на рис. 11-11. Можно показать, что максимум к. п. д. имеет место при $p_c = p_m$.

Трансформатор конструируется так, чтобы максимальное значение к. п. д. достигалось при наиболее вероятной нагрузке, рав-

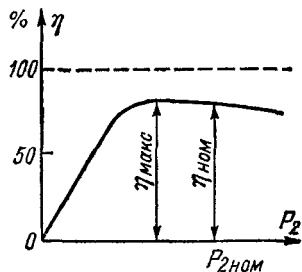


Рис. 11-11. Кривая к. п. д. трансформатора

ной примерно $(0,5 \div 0,75) P_{2\text{ном}}$. Номинальное значение к. п. д. (при $P_2 = P_{2\text{ном}}$) близко к максимальному значению $\eta_{\text{ном}} \approx \eta_{\text{макс}}$ и достигает в крупных трансформаторах 98—99%. В трансформаторах малой мощности (несколько ватт) к. п. д. может снижаться до 50—70%.

11-8. Трехфазные трансформаторы

Трансформирование трехфазного тока может осуществляться тремя однофазными трансформаторами (рис. 11-12). Вместо группы из трех трансформаторов может быть применен один трехфазный трансформатор (рис. 11-13). Трехфазный трансформатор был изобретен в 80-х годах прошлого века русским электротехником М. О. Доливо-Добровольским.

На каждом из трех стержней, набранных из листовой стали и объединенных сверху и снизу ярмом, расположены первичная и вторичная обмотки одной фазы. Начальные выводы обмотки выс-

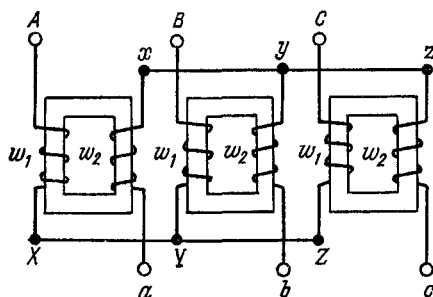


Рис. 11-12. Трехфазная группа однофазных трансформаторов (соединение Y/Y)

шего напряжения обозначаются буквами A, B, C (или $C1, C2$ и $C3$), конечные выводы — буквами X, Y, Z (или $C4, C5$ и $C6$). Для начальных выводов обмоток низшего напряжения применяются обозначения малыми буквами, например a, b, c и x, y, z .

Магнитные потоки трех фаз Φ_1, Φ_2 и Φ_3 сдвинуты относительно друг друга во времени на одну треть периода или по фазе на 120° .

Мгновенное значение их суммы равно нулю. Поэтому поток в любом из стержней в каждый момент времени равен алгебраической сумме потоков двух других стержней. Магнитные сопротивления путей для двух крайних потоков Φ_1 и Φ_3 больше, чем для среднего потока Φ_2 , что вызывает некоторую несимметрию намагничивающих токов различных фаз. Однако эта несимметрия не имеет практического значения.

Трехфазный трансформатор меньше по массе и габаритам группы из трех однофазных трансформаторов. Однако один однофазный трансформатор из трехфазной группы меньше по массе и габаритам и легче транспортируется, чем трехфазный трансформатор на полную мощность. Кроме того, при группе однофазных трансформаторов в качестве резерва достаточно иметь один запасный трансформатор ($1/3$ общей мощности), в то время как при одном трехфазном трансформаторе для резерва нужно иметь другой трансформатор на полную мощность. Преимущества группы однофазных трансформаторов сказываются при больших мощностях. Наоборот, трансфор-

маторы средней и малой мощности выполняются обычно как трех-
фазные (трехстержневые).

Как первичные, так и вторичные обмотки трансформаторов могут
быть соединены звездой (символ Υ или Υ_0 при выведенной нулевой
точке) или треугольником (символ Δ). Таким образом, могут быть
соединения Υ/Υ , Υ/Δ , Δ/Δ и Δ/Υ . Существуют и другие, более
сложные соединения, например соеди-
нения типа «зигзаг».

В СССР обычно применяются груп-
пы соединений Υ/Υ_0 , Υ/Δ и Υ_0/Δ ,
которые являются основными.

Для групп Υ/Υ и Δ/Δ отноше-
ние линейных напряжений на пер-
вичной и вторичной сторонах равно
коэффициенту трансформации $k =$
 $= w_1/w_2$, т. е. $U_{1л} = kU_{2л}$. При со-
единении Υ/Δ

$$U_{1л} = \sqrt{3}kU_{2л}$$

и при соединении Δ/Υ

$$U_{1л} = \frac{k}{\sqrt{3}} U_{2л}.$$

Кроме способа соединения обмо-
ток, на щитке трансформаторов обы-
чно указывается и условное обозначение группы соединений транс-
форматоров, например $\Upsilon/\Upsilon-12$ или $\Upsilon/\Delta-11$. Цифры 12 и 11
означают, что углы между векторами первичных и вторичных ли-
нейных э. д. с. равны углам между часовой и минутной стрел-
ками часов в указанное время. При цифре 12 угол сдвига 0° , а при
11 — угол сдвига 30° .

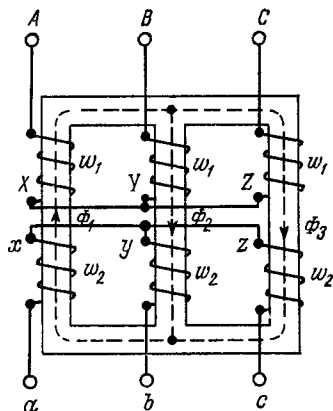


Рис. 11-13. Трехфазный транс-
форматор

11-9. Параллельная работа трансформаторов

В некоторых случаях приходится соединять несколько
трансформаторов параллельно, приключая их первичные обмотки
к общей питающей сети, а вторичные — к общей сети потребления.
Такой случай может быть при расширении существующей установки
или при больших колебаниях нагрузки, когда выгодно подключать
или отключать отдельные трансформаторы, чтобы обеспечить опти-
мальную нагрузку включенных трансформаторов для получения
максимума к. п. д.

На рис. 11-14 показаны два однофазных трансформатора, вклю-
ченных параллельно. Вторичные обмотки этих трансформаторов
вместе с отрезками шин bc и de образуют короткозамкнутую цепь.
Условием отсутствия тока в этой цепи является равенство коэф-
фициентов трансформации, так как при этом две равные по зна-
чению э. д. с. вторичные обмотки направлены в любой момент

времени навстречу друг другу. Для контроля равенства нулю суммарной э. д. с. служит показанный на схеме вольтметр. Рубильник P может быть включен только в том случае, если вольтметр показывает нуль, что соответствует выполнению сформулированного выше условия.

Для трехфазных трансформаторов необходима, кроме того, принадлежность трансформаторов к одной и той же группе соединений с одинаковым условным обозначением групп (12, 11 и др.), так как

только при выполнении этого условия не будет сдвига фаз между э. д. с. трансформаторов, включаемых параллельно.

По отношению к внешней цепи э. д. с. вторичных обмоток трансформаторов, включенных параллельно, действуют согласно. При этом ток нагрузки будет распределяться между отдельными трансформаторами обратно пропорционально сопротивлениям z_k . При равенстве напряжений короткого замыкания распределение тока нагрузки между трансформаторами будет происходить пропорционально их номинальным мощностям. Если коэффициенты трансформации включаемых параллельно трансформаторов будут различными, обмотки трансформаторов будут нагружены неравным током. Значение вторичного тока, например, при включении двух трансформаторов, будет равно разности э. д. с. вторичных обмоток, деленной на сумму сопротивлений двух обмоток. Ток первичной обмотки будет в k раз меньше.

Практически при включении трансформаторов на параллельную работу допускается расхождение в коэффициентах трансформации до 0,5% и в напряжениях короткого замыкания — до 10%.

11-10. Конструкция трансформаторов

Магнитопровод трансформатора для уменьшения потерь на вихревые токи собирается из листовой электротехнической стали толщиной 0,35 или 0,5 мм. Сталь имеет сравнительно высокое содержание кремния — до 4%. Обычно применяется сталь 1511, 1512, 3411, 3412, (Э41, Э42, Э310, Э320).

Магнитопровод однофазного трансформатора может быть стержневым (рис. 11-15, а) или броневым (рис. 11-15, б). Стержневой магнитопровод может собираться из штампованных листов прямоугольной или Г-образной формы. Для уменьшения влияния зазоров сборка листов магнитопровода производится внахлестку (рис. 11-16). Первичная и вторичная цилиндрические обмотки тран-

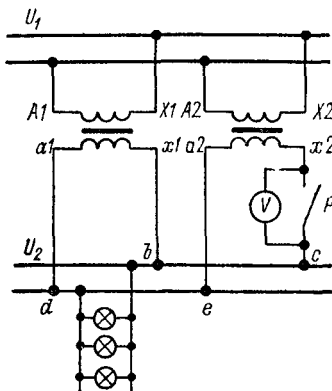


Рис. 11-14. Параллельная работа трансформаторов

сформаторов значительной мощности помещаются на двух стержнях магнитопровода отдельно друг от друга, или на каждом магнитопроводе помещаются по-

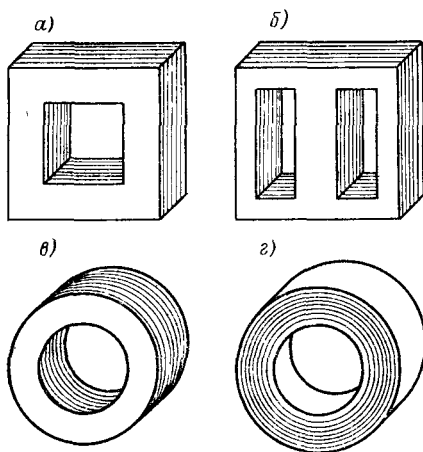


Рис. 11-15. Магнитопроводы однофазных трансформаторов: а — стержневого типа; б — броневого типа; в — кольцевой из листов стали; г — кольцевой из ленты

ловины первичной и вторичной обмоток, соединяемых последовательно (рис. 11-17). Первичная и вторичная обмотки трансформаторов малой и средней мощности иногда состоят

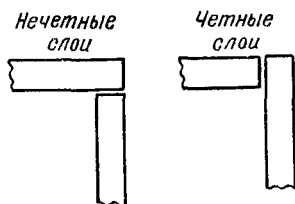


Рис. 11-16. Сборка листов внахлестку

из ряда катушек в виде дисков. Катушки высшего (ВН) и низшего (НН) напряжения, соединяемые в каждой из обмоток параллельно или последовательно, чередуются по высоте магнитопровода.

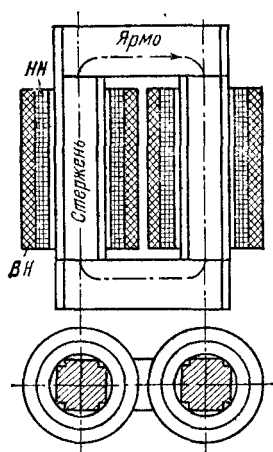


Рис. 11-17. Однофазный стержневой трансформатор

В трансформаторах большой мощности сечение стержней стараются приблизить к кругу (рис. 11-18), так как из всех геометрических фигур при данной площади наименьший периметр, определяющий длину витков, имеет окружность.

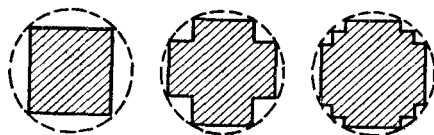


Рис. 11-18. Формы сечений стержней

Броневой трансформатор собирается обычно из листов Ш-образной формы. Обе обмотки помещаются на среднем стержне (рис. 11-19),

по которому проходит основной поток, замыкающийся через два крайних стержня. Сечение каждого крайнего стержня делается равным половине сечения среднего.

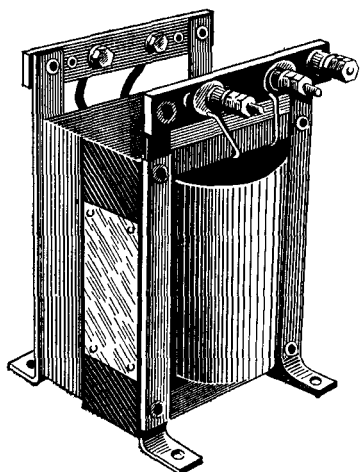


Рис. 11-19. Трансформатор бронированного типа

В трансформаторах малой мощности (сотни вольт-ампер и менее) в настоящее время часто используются кольцевые магнитопроводы, собираемые из штампованных колец (рис. 11-15, б) или навиваемые из длинной ленты холоднокатаной текстурованной электротехнической стали (рис. 11-15, г). У трансформаторов с таким магнитопроводом отсутствуют воздушные зазоры, что значительно уменьшает ток холостого хода.

Трансформаторы небольшой мощности (десятки киловольт-ампер и меньше) выполняются обычно с воздушным охлаждением и называются сухими.

Трансформаторы большой мощности выполняются с масляным охлаждением. Магнитопровод помещается в специальном баке, заливаемом минеральным трансформаторным маслом (рис. 11-20), которое одновременно является хорошим изолятором. Для лучшего отвода тепла от масла в крупных трансформаторах снаружи имеется радиатор, омываемый естественным или искусственным потоком воздуха. Иногда применяется искусственная циркуляция масла с охлаждением в специальных охладителях. Так как в процессе работы трансформаторное масло от нагревания расширяется, то сверху трансформатора устанавливается специальный бак (расширитель), соединяемый с внутренней полостью трансформатора. При расширении масло переходит в расширитель.

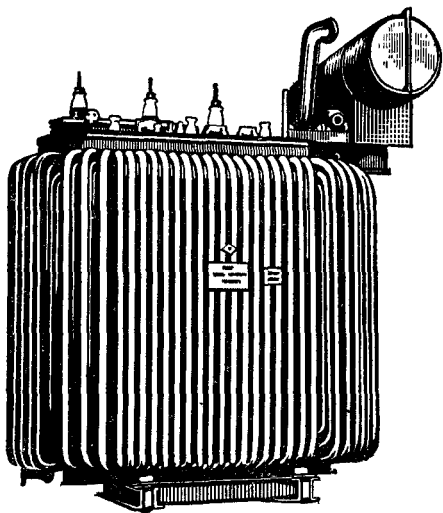


Рис. 11-20. Масляный трансформатор

Кроме того, на мощных трансформаторах устанавливается сталь-

ная выхлопная труба, также соединенная с основным баком трансформатора и сверху закрытая стеклянной мембраной толщиной 3—5 мм. При внутренних повреждениях обмоток трансформатора вследствие испарения и разложения масла образуются газы, которые выдавливают мембрану и выходят наружу. Выхлопная труба, таким образом, предохраняет основной бак от деформации. Масляные трансформаторы значительно более надежны в работе и имеют меньшие габариты по сравнению с сухими трансформаторами.

11-11. Автотрансформаторы

Автотрансформатором называется трансформатор, у которого обмотка низшего напряжения является частью обмотки высшего напряжения. Электрическая схема автотрансформатора изображена на рис. 11-21. Автотрансформатор обратим и может использоваться для повышения и понижения напряжения.

К первичной обмотке, имеющей w_1 витков, подводится напряжение U_1 . Напряжение U_2 берется с части витков w_2 первичной обмотки. Обмотка автотрансформатора, так же как и у обычного трансформатора, расположена на стальном замкнутом магнитопроводе.

Основные выражения, выведенные для трансформаторов, справедливы и для автотрансформатора.

При нагрузке можно приближенно считать, что отношение токов

$$I_1/I_2 = 1/k. \quad (11-39)$$

Так как первичный и вторичный токи сдвинуты по фазе почти на 180° , то по общей части обмотки (нижняя часть обмотки на схеме) будет протекать разность токов:

$$I' = I_2 - I_1 = (k - 1) I_1 = \frac{k - 1}{k} I_2. \quad (11-40)$$

Это позволяет выполнить общую часть обмотки меньшего сечения, чем сечение вторичной обмотки обычного трансформатора. Выгода получается тем больше, чем ближе коэффициент трансформации к единице.

Верхняя часть обмотки, по которой протекает первичный ток, содержит число витков

$$w_1 - w_2 = \frac{k - 1}{k} w_1. \quad (11-41)$$

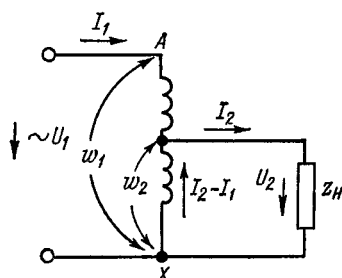


Рис. 11-21. Схема автотрансформатора

По сравнению с первичной обмоткой обычного трансформатора и здесь расход обмоточной меди получается меньше в $(k - 1)/k$ раз.

Уменьшение объема обмоток определяет также и уменьшение массы стали. Кроме этого, автотрансформаторы имеют меньшие потери по сравнению с трансформаторами.

Экономия обмоточной меди и стали, а также увеличение к. п. д. являются преимуществами автотрансформаторов.

Вместе с тем применение автотрансформаторов недопустимо при больших коэффициентах трансформации, так как цепь высокого напряжения электрически связана с цепью низкого напряжения. Это может вызвать появление в цепи низкого напряжения высоких потенциалов (напряжений относительно земли), которые могут привести к несчастным случаям. Кроме этого, при больших коэффициентах трансформации в соответствии с формулами (11-40) и (11-41) выгода от использования автотрансформатора становится ничтожной и применять его нецелесообразно.

Трехфазные автотрансформаторы выполняются подобно трехфазным трансформаторам. Трехфазные автотрансформаторы могут состоять также из трех однофазных.

11-12. Измерительные трансформаторы

Измерительные трансформаторы служат для включения измерительных приборов в цепях переменного тока. Прежде всего эти трансформаторы нужны для того, чтобы в сетях высокого

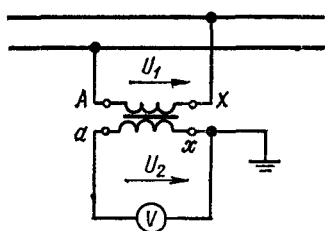


Рис. 11-22 Схема включения трансформатора напряжения

напряжения электрически изолировать измерительный прибор от высокого напряжения. Это необходимо для защиты обслуживающего персонала, а также для сохранения изоляции измерительного прибора. Кроме того, измерительные трансформаторы дают возможность расширять пределы измерения и осуществлять дистанционные измерения.

Измерительные трансформаторы напряжения служат для включения вольтметров, а также других приборов, которые должны реагировать на значение напряжения, например катушек напряжения ваттметров, счетчиков, фазометров и т. п.

Измерительные трансформаторы тока служат для включения амперметров, а также токовых катушек любых приборов.

На рис. 11-22 показана схема включения вольтметра через трансформатор напряжения. Напряжение U_1 понижается до стандартного значения U_2 , на которое рассчитан вольтметр, например до 100 В при номинальном стандартном напряжении источника энергии 6000 В. Так как сопротивление обмотки вольтметра велико,

то измерительный трансформатор напряжения практически всегда работает в режиме холостого хода. Этим обеспечивается определенное неизменное соотношение между первичным и вторичным напряжениями, равное коэффициенту трансформации, что необходимо для уменьшения погрешности измерения. Показания вольтметра должны умножаться на коэффициент трансформации, или же шкала прибора должна градуироваться с учетом коэффициента трансформации. Число приборов, включаемых параллельно во вторичную цепь трансформатора, ограничивается определенным значением, допустимым при заданной точности трансформатора.

Для безопасности обслуживания вторичная обмотка трансформатора, кроме ее тщательной изоляции от первичной, заземляется с целью получения достаточно низкого напряжения относительно земли.

В остальном устройство измерительного трансформатора напряжения мало отличается от устройства обычного силового трансформатора. Внешний вид однофазного трансформатора напряжения для $U_1 = 15$ кВ изображен на рис. 11-23. Изготавливаются также трехфазные измерительные трансформаторы напряжения.

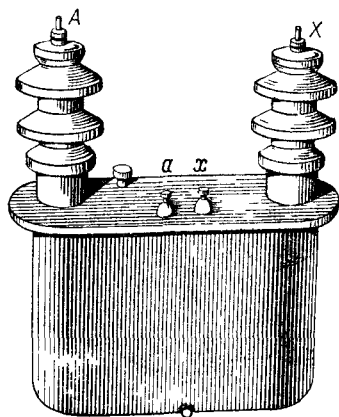


Рис. 11-23 Измерительный трансформатор напряжения

Измерительный трансформатор тока, схема включения которого изображена на рис. 11-24, работает в других условиях. Первичная

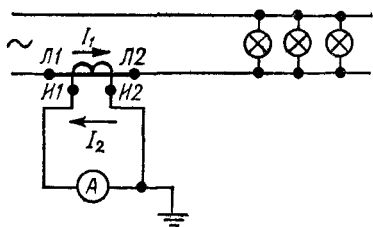


Рис. 11-24. Схема включения трансформатора тока

обмотка трансформатора тока включается последовательно с приемником энергии, и ток в ней равен току нагрузки. Вторичная обмотка трансформатора замкнута на амперметр, имеющий очень малое сопротивление. Следовательно, трансформатор тока практически работает в режиме короткого замыкания, и с большой степенью точности отношение вторичного тока к первичному равно коэффициенту трансформации. Это условие выполняется

тем точнее, чем меньше требуемая намагничивающая м. д. с. трансформатора, т. е. чем меньше магнитная индукция в магнитопроводе. Для получения малой погрешности трансформаторы тока рассчитываются так, чтобы их магнитопроводы были не насыщены.

В отличие от всех рассмотренных ранее трансформаторов первичный ток в этом случае, равный току нагрузки, не зависит от

сопротивления вторичной цепи. Поэтому при увеличении сопротивления цепи вторичной обмотки увеличиваются напряжение обмотки и магнитный поток магнитопровода, трансформатор отделяется от

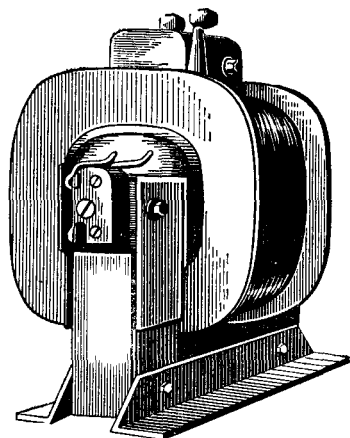


Рис. 11-25. Трансформатор тока

режима короткого замыкания и точность его работы уменьшается. Следовательно, общее сопротивление измерительных приборов, включаемых последовательно во вторичную цепь трансформатора тока, не должно превышать определенных допустимых значений указанных в паспорте трансформатора. Номинальный ток амперметров, применяемых для включения с трансформаторами тока, обычно имеет стандартное значение 5 А.

Разрыв вторичной цепи трансформатора тока (холостой ход) недопустим и является для него аварийным режимом. При отсутствии вторичного тока во много раз возрастают магнитный поток и тепловые потери в стали магнитопровода. Возрастают вто-

ричные э. д. с. и напряжение, что может привести к пробое изоляции и представляет опасность для обслуживающего персонала.

Внешний вид трансформатора тока показан на рис. 11-25. При больших первичных токах на основании выражения (11-34) можно иметь малое число витков первичной обмотки. В этих случаях часто

используют так называемые одновитковые трансформаторы тока, первичная обмотка которых представляет собой стержень, продетый сквозь замкнутый стальной магнитопровод (рис. 11-26). Разновидностью одновиткового трансформатора тока являются измерительные клещи (рис. 11-27), выполненные в виде разъемного магнитопровода со вторичной обмоткой, замкнутой на амперметр.

При охвате магнитопроводом провода, по которому течет переменный ток, получается, по существу, одновитковый трансформатор тока, позволяющий измерять ток в проводе без его разрыва.

На рис. 11-28 показано включение для однофазной цепи вольтметра, амперметра, ваттметра и счетчика при помощи трансформатора напряжения (*Тр 1*) и трансформатора тока (*Тр 2*). Для трехпроводной трехфазной цепи необходимо применять два трансфор-

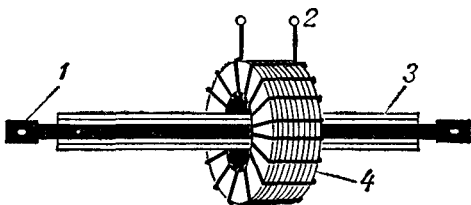


Рис. 11-26. Одновитковый трансформатор тока

1 — первичная обмотка; 2 — зажимы вторичной обмотки; 3 — изолирующий цилиндр; 4 — магнитопровод

матора тока и два трансформатора напряжения. Вместо последних возможно включение одного трехфазного трансформатора напряжения. В четырехпроводной трехфазной цепи необходима установка трех трансформаторов тока.

Для таких измерительных приборов, как вольтметр и амперметр, важно, чтобы измерительный трансформатор давал точное

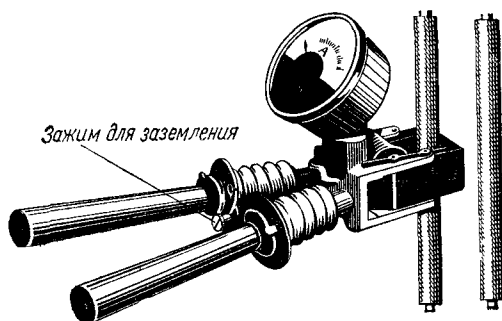


Рис. 11-27. Измерительные клещи

значение напряжения или тока, что определяется точностью коэффициента трансформации. Фазовый сдвиг, вносимый трансформатором, в этом случае не играет никакой роли. В измерительных приборах типа ваттметра или счетчика важно не только значение, но и фаза напряжения или тока. В этом случае приходится учитывать также дополнительный сдвиг фаз, вносимый измерительными трансформаторами.

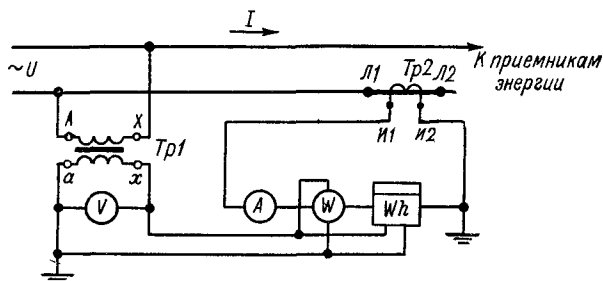


Рис. 11-28. Схема включения приборов через измерительные трансформаторы

По точности измерительные трансформаторы делятся на классы, которые в основном определяются наибольшей допустимой погрешностью в коэффициенте трансформации в процентах. Так, например, для трансформатора напряжения класса точности 0,5 допустимая погрешность коэффициента трансформации составляет $\pm 0,5\%$, а допустимый дополнительный фазовый сдвиг $\pm 20'$ при первичном напряжении 80—120 % номинального значения.

АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

12-1. Основные понятия об асинхронной машине и ее принципе действия

Асинхронная машина является машиной переменного тока, ее устройство схематично показано на рис. 12-1.

Статор 1 представляет собой полый цилиндр, составленный, как и магнитопровод трансформатора, из листов электротехнической стали; листы имеют форму колец со штампованными пазами. В пазах 2, находящихся на внутренней поверхности цилиндра, закладывается статорная обмотка, не показанная на рисунке. Эта обмотка выполняется так, что при включении ее в сеть переменного тока в расточке статора (внутри цилиндра) образуется магнитное поле, вращающееся вокруг оси статора с постоянной скоростью. Принцип создания неподвижной обмоткой вращающегося магнитного поля рассмотрен в гл. 4.

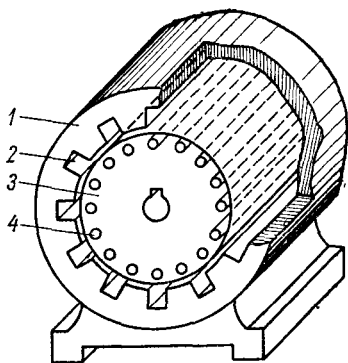


Рис. 12-1. Устройство асинхронной машины

Ротор 3 машины имеет вид цилиндра, набранного из круглых листов стали. У поверхности ротора вдоль его образующих расположены проводники 4, составляющие обмотку ротора. Она не связана с внешней электрической сетью. Токи в обмотке ротора возникают в результате того, что ротор при вращении отстает от вращающегося поля. Значение этих токов определяется скоростью вращения магнитного поля относительно ротора.

Для оценки этой скорости вводится понятие **скольжения** асинхронной машины:

$$s = \frac{n_0 - n}{n_0}, \quad (12-1)$$

где n_0 — скорость вращения магнитного потока, или **синхронная скорость**; n — скорость вращения ротора, об/мин.

Можно записать также

$$n = n_0 (1 - s). \quad (12-2)$$

Поскольку условием возникновения токов в роторе является неравенство скоростей $n \neq n_0$, ротор асинхронного двигателя не может вращаться со скоростью, равной синхронной, чем и объясняется название — **асинхронная** («а» — отрицание). Таким образом, $0 < n < n_0$ и $1 > s > 0$.

Асинхронная машина используется обычно как двигатель, но может работать также в качестве генератора или тормоза.

У асинхронного двигателя движущий момент возникает в роторе как результат взаимодействия вращающегося магнитного потока с индуцируемыми им в роторе токами. Этот момент увлекает ротор в сторону вращения магнитного потока. Образование вращающего момента, действующего на ротор асинхронного двигателя, можно проследить по рис. 12-2. Полюсы магнитного поля статора, вращающиеся со скоростью n_0 , показаны штриховыми линиями, чтобы подчеркнуть, что статор не имеет конструктивно оформленных полюсов. Проводники ротора показаны кружками; указанные в них направления э. д. с. и токов можно определить по правилу правой руки. Направления сил f , действующих на проводники ротора в результате взаимодействия токов в проводниках ротора с магнитным полем статора, могут быть найдены по правилу левой руки.

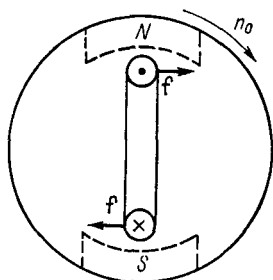


Рис. 12-2. Направление сил, действующих на проводники ротора

Применяются трехфазные, двухфазные и однофазные асинхронные машины. В промышленности наиболее широко используются трехфазные асинхронные двигатели, поэтому далее им уделяется основное внимание. В конце главы рассматриваются однофазные асинхронные двигатели; о двухфазных асинхронных двигателях см. в гл. 15.

Первыми асинхронными машинами были двухфазные двигатели. Решающим этапом в развитии асинхронных машин явилось создание в 1888—1891 гг. трехфазных асинхронных двигателей М. О. Доливо-Добровольским. Простой, надежный и дешевый трехфазный асинхронный двигатель стал находить все более широкое применение в промышленности. В настоящее время советская промышленность выпускает ряд различных типов трехфазных асинхронных двигателей мощностью от десятков ватт до тысяч киловатт.

12-2. Обмотки статора и ротора

Статор с двенадцатью пазами, в каждый из которых уложено по одному проводнику, схематично показан на рис. 12-3, а. Соединения между проводниками, уложенными в пазах, указаны только для одной из трех фаз; начала фаз A , B , C обмотки обозначены $C1$, $C2$, $C3$; концы — $C4$, $C5$, $C6$. Части обмотки, уложенные в пазах (активная часть обмотки), условно показаны в виде стержней, а соединения между проводниками, находящимися в пазах (побочные соединения), — сплошной линией.

Сердечник статора имеет вид полого цилиндра, представляющего собой пакет или ряд пакетов (разделенных вентиляционными каналами) из листов электротехнической стали. Для машин малой и

средней мощности каждый лист штампуется в виде кольца с пазами вдоль внутренней окружности. На рис. 12-3, б дан лист статора с пазами одной из применяемых форм.

Пусть мгновенное значение тока i_A первой фазы в некоторый момент времени максимально и ток направлен от начала $C1$ фазы к ее концу $C4$. Будем считать такой ток положительным.

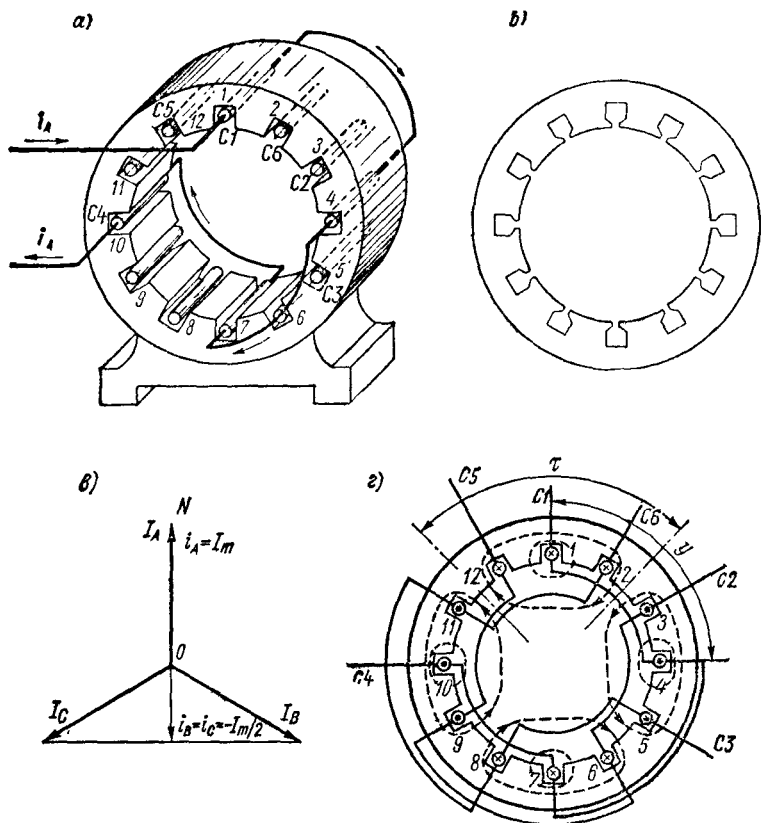


Рис. 12-3. Расположение обмотки в пазах статора и распределение токов в проводниках

Определяя мгновенные токи в фазах как проекции вращающихся векторов на неподвижную ось ON (рис. 12-3, в), получим, что токи фаз B и C в данный момент времени отрицательны, т. е. направлены от концов фаз к началам.

Проследим по рис. 12-3, г образование вращающегося магнитного поля. В рассматриваемый момент времени ток фазы A направлен от ее начала к концу, т. е. если в проводниках 1 и 7 он идет от нас за плоскость чертежа, то в проводниках 4 и 10 он идет из-за плоскости чертежа к нам (см. рис. 12-3, а и г). В фазе B ток в этот момент

времени идет от конца фазы к ее началу. Соединив проводники второй фазы по образцу первой, можно получить, что ток фазы *B* проходит по проводникам 12, 9, 6, 3; при этом по проводникам 12 и 6 ток идет от нас за плоскость чертежа, а по проводникам 9 и 3 — к нам. Картину распределения токов в фазе *C* получим по образцу фазы *B*.

Направления токов даны на рис. 12-3, г; штриховыми линиями показаны магнитные линии поля, создаваемого токами статора; направления линий определены по правилу правого винта. Из рисунка видно, что проводники образуют четыре группы с одинаковыми направлениями тока и число полюсов $2p$ магнитной системы получается равным четырем. Участки статора, где магнитные линии выходят из него, представляют собой северные полюсы, а участки, где магнитные линии входят в статор, — южные полюсы. Дуга τ окружности статора, занятая одним полюсом, называется п о л ю с н ы м д е л е н и е м.

Магнитное поле в различных точках окружности статора различно. Картина распределения магнитного поля вдоль окружности статора повторяется периодически через каждое двойное полюсное деление 2τ ; угол дуги 2τ принимается за 360° э л е к т р и ч е с к и х г р а д у с о в. Так как вдоль окружности статора размещается p двойных полюсных делений, то 360 геометрических градусов равны $360/p$ электрическим градусам, а один геометрический градус равен p электрическим градусам.

На рис. 12-3, г показаны магнитные линии для некоторого фиксированного момента времени. Если же рассмотреть картину магнитного поля для ряда последовательных моментов времени, можно убедиться в том, что поле вращается с постоянной скоростью.

Найдем скорость вращения поля. По истечении времени, равного половине периода переменного тока, направления всех токов изменяются на обратные, поэтому магнитные полюсы меняются местами, т. е. за половину периода магнитное поле поворачивается на часть оборота, равную $1/2p$. За один период переменного тока поле поворачивается на $1/p$ оборота. Тогда за одну секунду поле совершает f/p оборотов, где f — частота переменного тока. Следовательно, скорость вращения магнитного поля статора, т. е. синхронная скорость, равна (в оборотах в минуту)

$$n_0 = 60f/p. \quad (12-3)$$

Число p пар полюсов может быть только целым, поэтому при частоте, например, 50 Гц синхронная скорость может равняться 3000; 1500; 1000 об/мин и т. д.

Характерной величиной, определяющей выполнение обмотки, является число пазов на полюс и фазу, т. е. число пазов, занимаемых обмоткой каждой фазы в пределах одного полюсного деления: $q = z/(3 \cdot 2p)$, где z — число пазов статора.

Обмотка, приведенная на рис. 12-3, а, имеет следующие данные: $z = 12$; $2p = 4$; $q = 1$:

Даже для этой простейшей обмотки пространственный чертеж проводников и их соединений получается сложным, поэтому он обычно заменяется развернутой схемой, где проводники обмотки изображаются расположенными не на цилиндрической

поверхности, а на плоскости (цилиндрическая поверхность с пазами и обмоткой «развертывается» в плоскость). На рис. 12-4, а дана развернутая схема рассмотренной обмотки статора.

На предыдущем рисунке было для простоты показано, что часть фазы А обмотки, уложенная в пазах 1 и 4, состоит всего из двух проводников, т. е. из одного витка. В действительности же каждая такая часть обмотки, приходящаяся на один полюс, состоит из ω витков, т. е. в каждой паре пазов помещается по ω проводников, объединенных в одну катушку.

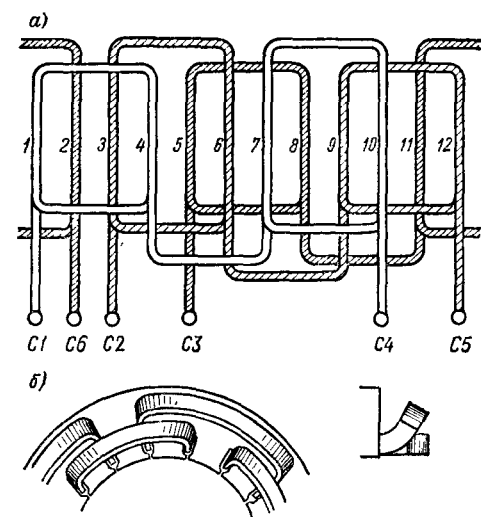


Рис. 12-4. Развернутая схема трехфазной однослойной обмотки

Поэтому при обходе по развернутой схеме, например, фазы А от пазы 1 нужно ω раз обойти пазы 1 и 4, прежде чем перейти к пазу 7. Расстояние между сторонами витка одной катушки, или шаг обмотки, y показан на рис. 12-3, г; он обычно выражается в числах пазов.

Приведенная на рис. 12-3 и 12-4 обмотка статора называется однослойной, так как она укладывается в каждом пазу в один слой. Для того чтобы разместить лобовые части, пересекающиеся на плоскости, их изгибают по разным поверхностям (рис. 12-4, б). Однослойные обмотки выполняются с шагом, равным полюсному делению: $y = \tau$ (рис. 12-4, а), или этот шаг равен в среднем полюсному делению для разных катушек одной фазы, если $y \leq 1$. В настоящее время более распространены двухслойные обмотки.

Начало и конец каждой из трех фаз обмотки выводят на щиток машины, где имеется шесть зажимов (рис. 12-5). К верхним зажимам C1, C2, C3 (начала фаз) подводятся три линейных провода от трехфазной сети. Нижние зажимы C4, C5, C6 (концы фаз) либо соединяются в одну точку двумя горизонтальными перемычками, либо каждый из этих зажимов соединяется вертикальной перемычкой

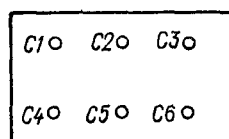


Рис. 12-5. Щиток асинхронной машины

с лежащим над ним верхним зажимом. В первом случае три фазы статора образуют соединение звездой, во втором — треугольником. Если, например, одна фаза статора рассчитана на напряжение 220 В, то линейное напряжение сети, в которую включается двигатель, должно быть 220 В в случае включения статора треугольником; при включении его звездой линейное напряжение сети должно быть $\sqrt{3} \cdot 220 = 380$ В. При соединении статора звездой нейтральный провод не подводится, так как двигатель является для сети симметричной нагрузкой.

Ротор асинхронной машины набирается из штампованных листов изолированной электротехнической стали на валу или на специальной несущей конструкции. Радиальный зазор между статором и ротором делается возможно меньшим для обеспечения малого маг-

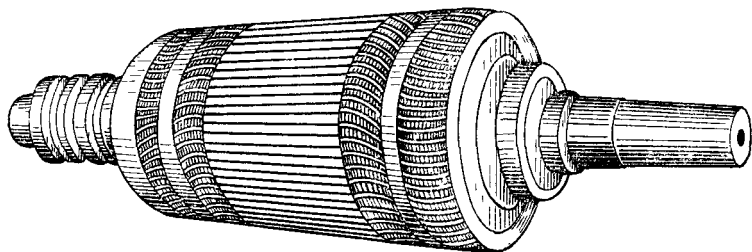


Рис. 12-6. Фазный ротор

нитного сопротивления на пути магнитного потока, пронизывающего обе части машины. Наименьший зазор, допустимый по технологическим требованиям, составляет от десятых долей миллиметра до нескольких миллиметров в зависимости от мощности и габаритов машины. Проводники обмотки ротора располагают в пазах вдоль образующих ротора непосредственно у его поверхности с тем, чтобы обеспечить наибольшую связь обмотки ротора с вращающимся полем.

Асинхронные машины выпускаются как с фазным, так и с короткозамкнутым ротором.

Фазный ротор имеет, как правило, трехфазную обмотку, выполняемую, подобно статорной, с тем же числом полюсов. Обмотка соединяется звездой или треугольником; три конца обмотки выводятся на три изолированных контактных кольца, вращающихся вместе с валом машины. Через щетки, укрепленные на неподвижной части машины и скользящие по контактным кольцам, в ротор включается трехфазный пусковой или регулировочный реостат, т. е. в каждую фазу ротора вводится активное сопротивление. Внешний вид фазного ротора представлен на рис. 12-6; на левом конце вала видны три контактных кольца. Асинхронные двигатели с фазным ротором применяются там, где требуется плавное регулирование скорости приводимого в движение механизма, а также при частых пусках двигателя под нагрузкой.

Конструкция короткозамкнутого ротора значительно проще, чем фазного. Для одной из конструкций на рис. 12-7, а показана форма листов, из которых набирается сердечник ротора. При этом отверстия вблизи наружной окружности каждого листа составляют в сердечнике продольные пазы. В эти пазы заливается алюминий; после его затвердения в роторе образуются продольные токопроводящие стержни. По обоим торцам ротора заодно отливаются алюминиевые кольца, замыкающие накоротко алюминиевые стержни. Полученная при этом токопроводящая система обычно называется беличьей клеткой. Короткозамкнутый ротор с беличьей

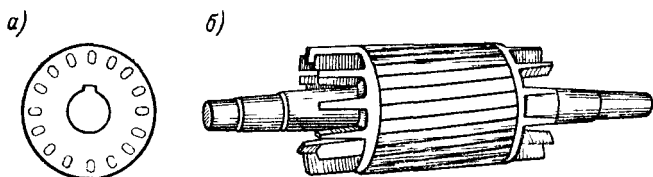


Рис. 12-7. Короткозамкнутый ротор

клеткой представлен на рис. 12-7, б. На торцах ротора видны вентиляционные лопасти, отливаемые заодно с короткозамыкающими кольцами. В данном случае пазы скошены на одно пазовое деление вдоль ротора. Беличья клетка проста, не имеет скользящих контактов, поэтому трехфазные асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором наиболее дешевы, просты и надежны; они наиболее распространены.

12-3. Распределение магнитного потока в зазоре между статором и ротором

Рассмотрим распределение магнитного потока, создаваемого токами статора по окружности статора, в зазоре машины. Возьмем однослойную статорную обмотку (см. рис. 12-3, г), для которой $z = 12$, $2p = 4$, $q = 1$. Проводники этой обмотки условно изображены на рис. 12-8, а расположенными на развернутой окружности статора.

Проводники, относящиеся к фазе А, показаны сплошной линией, к фазе В — штриховой линией с длинными штрихами и к фазе С — штриховой линией с короткими штрихами. Направления токов в проводниках указаны для такого момента времени, когда ток в фазе А положителен и максимален: $i_A = I_m$. Тогда согласно векторной диаграмме на рис. 12-3, в токи в фазах В и С отрицательны и равны половине амплитуды:

$$i_B = -0,5I_m.$$

На рис. 12-8, а два крестика (или две точки) обозначают ток, равный амплитудному, а один крестик (или точка) — ток, равный половине амплитудного.

Магнитные линии, показанные на рисунке, охватывают один или три проводника с одинаковым направлением токов. М. д. с. каждого замкнутого контура, образуемого магнитными линиями, равна согласно закону полного тока алгебраической сумме токов, охватываемых контуром. М. д. с. в стали можно обычно пренебречь по сравнению с м. д. с. в зазоре. Кроме того, поскольку зазор δ мал по сравнению с полюсным делением τ , можно считать, что магнитные

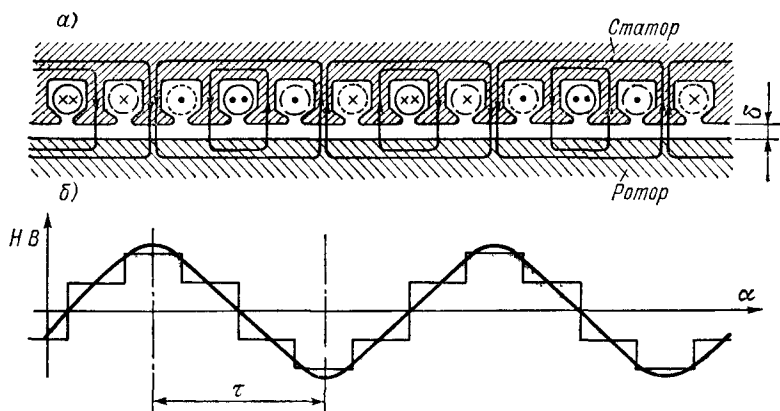


Рис. 12-8. Кривые м. д. с. и магнитной индукции в зазоре между статором и ротором

линии направлены в зазоре радиально, так как они перпендикулярны поверхности стали. Тогда для каждой линии, учитывая, что она дважды пересекает зазор, можно написать

$$2H\delta = \sum_{k=1}^n i_k,$$

где правая часть уравнения — сумма токов, охватываемых контуром; H — напряженность магнитного поля в той части зазора, где проходит данная магнитная линия.

Щели пазов статора, обращенные к его внутренней поверхности, можно считать очень узкими. Тогда, пользуясь приведенной картиной распределения токов по окружности статора и замкнутых контуров магнитных линий, получим кривую распределения напряженности H магнитного поля по окружности статора (рис. 12-8, б). На этом рисунке α — угол, отсчитываемый от произвольной радиальной плоскости, проведенной через ось машины. Кривая $H = f(\alpha)$ получается ступенчатой, теоретически скачки H имеют место на оси пазов; каждый скачок пропорционален мгновенному току в соответствующем проводнике, направление скачка определяется знаком тока.

Магнитная индукция B в зазоре пропорциональна напряженности H магнитного поля, поэтому построенная ступенчатая кривая

$H = f(\alpha)$ является в другом масштабе также кривой $B = f_1(\alpha)$. Площадь, ограниченная осью абсцисс и любой полуволной магнитной индукции, пропорциональна магнитному потоку одного полюса. Поэтому ось абсцисс проводится так, чтобы она делила кривую магнитной индукции на две равные половины.

Рассмотренная кривая относится к машине с двумя парами полюсов $p = 2$. В общем случае при $p \neq 2$ кривая магнитной индукции B имеет p пар положительных и отрицательных полуволн. Кривая распределения магнитной индукции вдоль зазора получается периодической, с периодом, равным двойному полюсному делению. Эта кривая отлична от синусоиды, т. е. содержит высшие гармоники. Обмотки асинхронных машин выполняются в настоящее время так, чтобы распределение магнитной индукции в зазоре было возможно ближе к синусоидальному; поэтому в дальнейшем рассматривается только основная гармоника кривой $B(\alpha)$.

12-4. Электродвижущие силы в обмотках статора и ротора

Магнитный поток, вращающийся относительно статора со скоростью n_0 , индуцирует переменные э. д. с. в статорной обмотке. Частота этих э. д. с., как легко показать,

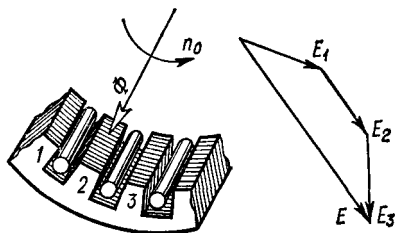
$$f_1 = pn_0/60. \quad (12-4)$$

Подстановка формулы (12-3) в формулу (12-4) показывает, что частота f_1 э. д. с., индуцируемых в обмотке статора, равна частоте сети f . Предположим, что вращающийся магнитный поток Φ для любого момента времени распределен в зазоре по гармоническому

закону. Тогда каждый виток статорной обмотки пронизывается магнитным потоком, изменяющимся во времени по гармоническому закону с амплитудой, равной Φ . Действующая э. д. с. витка $E_v = 4,44/\Phi$ [см. выражение (11-3)].

Каждая фаза обмотки состоит из ω витков, поэтому э. д. с. фазы складывается из э. д. с. в отдельных витках. Если число q

Рис. 12-9. К определению понятия об обмоточном коэффициенте



пазов на полюс и фазу больше единицы, то э. д. с., индуцируемые в проводниках, принадлежащих одной фазе обмотки, но лежащих в соседних пазах, взаимно сдвинуты по фазе. Это показано на рис. 12-9, где E_1, E_2, E_3 — векторы э. д. с. проводников одной и той же фазы обмотки, лежащих в соседних пазах 1, 2 и 3; суммарная э. д. с. E меньше арифметической суммы отдельных э. д. с.

Приведенное выше выражение для э. д. с. E_v одного витка относится к обмотке с диаметральной шаг $y = \tau$, когда виток пронизывается полным потоком одного полюса.

В случае когда $y < \tau$, виток пронизывается магнитным потоком, несколько меньшим потока одного полюса; поэтому и э. д. с. витка обмотки с укороченным шагом меньше э. д. с. витка обмотки с диаметральной шагом.

Э. д. с. одной фазы обмотки статора записывается в виде

$$E_1 = 4,44k_1\omega_1 f \Phi, \quad (12-5)$$

где $k_1 < 1$ — обмоточный коэффициент, учитывающий уменьшение э. д. с. вследствие пространственного распределения обмотки (рис. 12-9) и укорочения шага. Обычно $k_1 = 0,92 \div 0,98$.

Формула (12-5), пригодная для каждой из трех фаз обмотки статора, аналогична формуле (11-3) для э. д. с. первичной обмотки трансформатора, но отличается от нее множителем k_1 . Аналогия между асинхронной машиной и трансформатором далее рассматривается более подробно. В первом приближении э. д. с. фазы статора может считаться равной фазному напряжению сети, если пренебречь падениями напряжения в обмотках.

Вращающееся магнитное поле индуцирует переменные э. д. с. также и в обмотке ротора. Частоту этих э. д. с. можно найти в соответствии с (12-4):

$$f_2 = pn' / 60, \quad (12-6)$$

где n' — скорость вращения магнитного потока относительно ротора, причем

$$n' = n_0 - n. \quad (12-7)$$

Используя формулы (12-1), (12-4), (12-6) и (12-7), находим частоту э. д. с. в обмотке ротора:

$$f_2 = sf. \quad (12-8)$$

По аналогии с (12-5) напомним формулу для э. д. с. одной фазы обмотки ротора:

$$E_{2s} = 4,44k_2\omega_2 f_2 \Phi, \quad (12-9)$$

где k_2 — обмоточный коэффициент обмотки ротора; ω_2 — число витков одной фазы.

Из (12-9), учитывая (12-8), находим э. д. с. в заторможенном роторе, т. е. для $n = 0$ ($s = 1$):

$$E_2 = 4,44k_2\omega_2 f \Phi. \quad (12-10)$$

При заторможенном роторе аналогия асинхронной машины с трансформатором очевидна, так как частота э. д. с., индуцированных в роторе, равна частоте э. д. с. в статоре, т. е. частоте сети, в которую включена асинхронная машина.

Действующую э. д. с. вращающегося ротора (12-9) можно выразить через э. д. с. заторможенного ротора (12-10):

$$E_{2s} = sE_2. \quad (12-11)$$

Отношение э. д. с. статора и заторможенного ротора

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{k_1 \omega_1}{k_2 \omega_2} = k \quad (12-12)$$

называется коэффициентом трансформации э. д. с. асинхронной машины.

Аналогично тому, как это делается для трансформатора, введем понятие об э. д. с. заторможенного ротора, приведенной к статору:

$$E'_2 = kE_2 = E_1. \quad (12-13)$$

12-5. Потoki рассеяния и индуктивные сопротивления асинхронной машины

При выводе формул для э. д. с. статора и ротора учитывалось, что обе части машины пронизываются одним и тем же вращающимся магнитным потоком. Однако, кроме магнитного потока, общего для обмоток статора и ротора, имеются сравнительно небольшие магнитные потоки рассеяния, один из которых охватывает только проводники обмотки статора, а другой — только проводники обмотки ротора. На рис. 12-10, а схематично показан участок

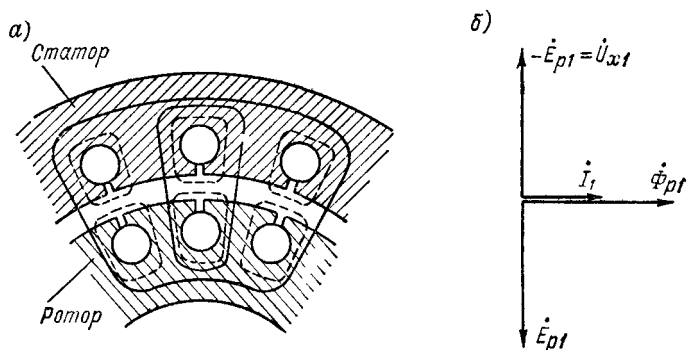


Рис. 12-10. Потoki рассеяния статора и ротора

статора и ротора с магнитными линиями основного потока (сплошные линии) и магнитными линиями потоков рассеяния (штриховые линии). Кроме показанных на рис. 12-10, а потоков рассеяния, охватывающих части обмоток, уложенные в пазах (активные части обмоток), в машине всегда имеются также потоки рассеяния, связанные с лобовыми соединениями. В дальнейшем в каждом случае рассматривается суммарный поток рассеяния.

Пусть амплитуда потока рассеяния одной фазы статора равна Φ_{p1} , тогда э. д. с. самоиндукции, индуктируемая потоком в этой фазе,

$$E_{p1} = 4,44k_1\omega_1 f \Phi_{p1}. \quad (12-14)$$

Составляющая напряжения сети, соответствующая э. д. с. самоиндукции, является индуктивным падением напряжения в обмотке

статора:

$$\dot{U}_{x_1} = -\dot{I}_{p1} = jx_1 I_1. \quad (12-15)$$

Здесь $x_1 = \omega L_{p1}$ — индуктивное сопротивление от потоков рассеяния одной фазы статорной обмотки, где $\omega = 2\pi f$; $L_{p1} = \Psi_{p1}/I_1$ — индуктивность от потока рассеяния одной фазы.

Аналогично можно показать, что поток Φ_{p2} рассеяния одной фазы роторной обмотки индуцирует в ней э. д. с.

$$E_{p2s} = 4,44k_2\omega_2 f_2 \Phi_{p2} = 4,44k_2\omega_2 s f \Phi_{p2}. \quad (12-16)$$

Это выражение для э. д. с. рассеяния вращающегося ротора может быть также записано в виде

$$E_{p2s} = sE_{p2}, \quad (12-17)$$

где $E_{p2} = 4,44k_2\omega_2 f \Phi_{p2}$ — э. д. с. от потоков рассеяния заторможенного ротора.

Напряжение, которое уравнивает э. д. с. E_{p2s} рассеяния,

$$\dot{U}_{x_{2s}} = -\dot{E}_{p2s} = jx_{2s} \dot{I}_2,$$

является индуктивным падением напряжения в фазе роторной обмотки. В этом выражении

$$x_{2s} = \omega_2 L_{p2} = s\omega L_{p2} \quad (12-18)$$

представляет собой индуктивное сопротивление от потоков рассеяния одной фазы обмотки вращающегося ротора; L_{p2} — индуктивность от потоков рассеяния одной фазы ротора и $\omega_2 = 2\pi f_2$.

Из предыдущего следует

$$x_{2s} = sx_2, \quad (12-19)$$

где $x_2 = \omega L_{p2}$ — индуктивное сопротивление рассеяния заторможенного ротора.

Магнитное сопротивление для потоков рассеяния асинхронной машины, как и трансформатора, определяется в основном сопротивлением пути в воздухе, изоляции и проводниках. Поэтому потоки рассеяния совпадают по фазе с создающими их токами, а индуктивные сопротивления x_1 и x_2 обмоток, соответствующие этим потокам, могут считаться не зависящими от токов.

На рис. 12-10, б представлена векторная диаграмма потока, э. д. с. рассеяния и индуктивного падения напряжения в фазе статора. Аналогично строится диаграмма для потока, э. д. с. рассеяния и индуктивного падения напряжения в фазе ротора.

12-6. Магнитодвижущие силы статора и ротора асинхронной машины

В § 12-3 рассмотрено распределение магнитодвижущей силы статора по окружности зазора машины. Для однофазной обмотки, два витка которой показаны на рис. 12-11, а, кривая рас-

пределения м. д. с. по окружности статора представляет собой периодическую прямоугольную функцию (рис. 12-11, б). Согласно § 12-3 скачок на кривой м. д. с. в точках, соответствующих серединам пазов,

$$2F = 2H\delta = i_1,$$

где i_1 — ток в проводнике.

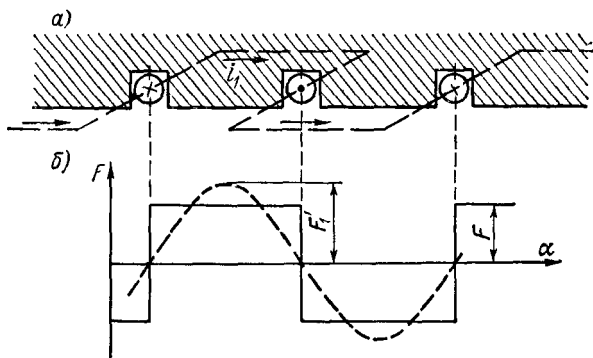


Рис. 12-11. Кривая м. д. с. однофазной обмотки

Высота F прямоугольной полуволны достигает максимума в момент, когда ток равен максимальному:

$$i_1 = I_{1m} = \sqrt{2} I_1.$$

Это максимальное значение, т. е. амплитуда пульсирующей м. д. с.,

$$F_m = \frac{1}{2} I_{1m} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_1,$$

где I_1 — действующий ток.

В дальнейшем рассматривается только первая гармоника (штриховая кривая на рис. 12-11, б) прямоугольной функции. Согласно правилам разложения периодической кривой в ряд Фурье, для прямоугольной функции с амплитудой F_m получаем, что амплитуда каждой гармоники, имеющей номер k ,

$$F'_k = \frac{4F_m}{\pi k}.$$

Отсюда следует, что амплитуда F'_1 первой гармоники м. д. с. на рис. 12-11, б равна

$$F'_1 = \frac{4}{\pi} F_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_1. \quad (12-20)$$

Пусть теперь рассматриваемая однофазная обмотка состоит из двух витков (рис. 12-12, а), каждый из которых лежит в соседних пазах; эти витки взаимно сдвинуты по окружности статора на угол

$\Delta\alpha$. В этом случае основная волна м. д. с. катушки (сплошная кривая на рис. 12-12, б) складывается из основных волн м. д. с. каждого витка (штриховые кривые на рис. 12-12, б), но амплитуда суммарной м. д. с. меньше удвоенной амплитуды м. д. с. каждого витка, так как м. д. с. складываются геометрически. В общем случае, когда число витков одной фазы, приходящееся на полюс, равно w_k , амплитуда суммарной м. д. с. этих витков

$$F_{11} = k_1 F_1' w_k; \quad (12-21)$$

здесь k_1 — обмоточный коэффициент, при помощи которого, как и в формуле (12-5), учитывается не только смещение по окружности статора катушек, входящих в одну фазу, но и укорочение шага обмотки при $y < \tau$.

Пусть обмотка одной фазы состоит из w_1 последовательно соединенных витков, тогда число витков фазы, приходящееся на пару полюсов,

$$w_k = w_1/p, \quad (12-22)$$

и из (12-20) и (12-21) получаем, что м. д. с. однофазной обмотки, приходящаяся на один полюс,

$$F_{11} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{k_1 w_1}{p} I_1. \quad (12-23)$$

Три однофазные обмотки, оси которых взаимно сдвинуты на 120° , создают при питании их трехфазным током вращающуюся м. д. с.; ее амплитуда постоянна и равна $3/2$ амплитуды м. д. с. каждой обмотки. Аналогично можно показать, что m_1 симметричных однофазных обмоток, сдвинутых на угол $360/m_1$ электрических градусов, создают суммарную м. д. с. с амплитудой основной волны

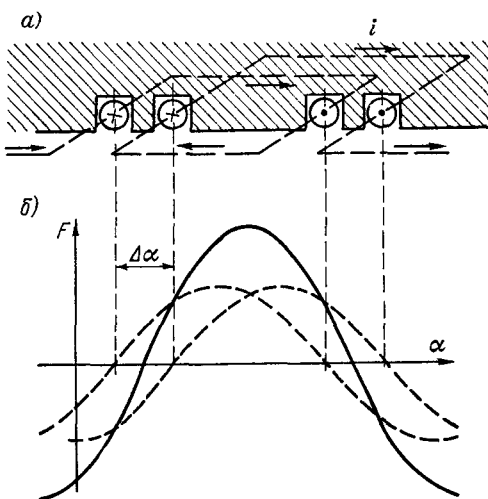


Рис. 12-12. Кривая м. д. с. однофазной обмотки с витками в различных пазах

$$F_1 = \frac{m_1}{2} F_{11}. \quad (12-24)$$

Это соотношение позволяет перейти от м. д. с. F_{11} , приходящейся на один полюс статора с однофазной обмоткой, к м. д. с. F_1 , приходящейся на один полюс статора, имеющего обмотку с числом фаз m_1 . Учитывая (12-23) и (12-24), получим

$$F_1 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{m_1 k_1 w_1}{p} I_1 = 0,45 m_1 k_1 \frac{w_1}{p} I_1, \quad (12-25)$$

где I_1 — действующий ток в каждой фазе статорной обмотки.

Аналогично формуле (12-25) напомним выражение для м. д. с., приходящейся на один полюс обмотки ротора:

$$F_2 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{m_2 k_2 \omega_2}{p} I_2 = 0,45 m_2 k_2 \frac{\omega_2}{p} I_2, \quad (12-26)$$

где m_2 — число фаз; k_2 — обмоточный коэффициент обмотки ротора; ω_2 — число витков в фазе роторной обмотки; I_2 — действующий ток в обмотке.

Определим м. д. с., получающуюся в результате сложения м. д. с. статора и ротора. Токи статорной обмотки создают м. д. с., вращающуюся относительно статора со скоростью

$$n_0 = 60f/p,$$

а токи ротора — м. д. с., вращающуюся относительно ротора со скоростью

$$n' = 60f_2/p_2,$$

где p_2 — число пар полюсов ротора.

Ротор асинхронной машины всегда выполняется с числом пар полюсов, равным числу пар полюсов статора: $p_2 = p$. Поэтому, учитывая (12-8), можно написать

$$n' = 60f_2/p = s \cdot 60f/p = sn_0.$$

Скорость вращения ротора относительно статора равна n , следовательно, скорость вращения поля ротора относительно статора определяется суммой $n' + n$ или

$$n' + n = sn_0 + n_0(1 - s) = n_0,$$

т. е. поле ротора вращается относительно статора со скоростью n_0 , равной скорости вращения поля статора.

Таким образом, волны м. д. с. статора и ротора неподвижны относительно друг друга, т. е. они вращаются синхронно. При этом

основные гармоники м. д. с. статора и ротора складываются геометрически.

Суммарная м. д. с. F представляет собой гармоническую функцию угла α , так как она складывается из двух гармонических слагаемых — м. д. с. статора F_1 и м. д. с. ротора F_2 . На рис. 12-13 построены при-

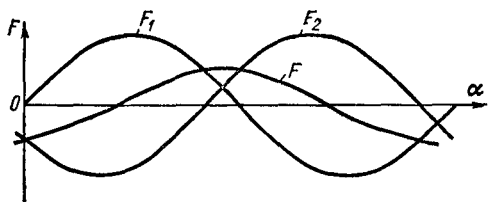


Рис. 12-13. Кривые распределения м. д. с. статора и ротора по окружности

мерные кривые распределения м. д. с. статора и ротора по окружности машины для некоторого момента времени. Кривые построены для дуги, равной двойному полюсному делению. Поскольку магнитное поле машины вращается, синусоиды м. д. с. F_1 , F_2 и F , показанные на рис. 12-13, движутся вдоль окружности статора

машины с постоянной скоростью, сохраняя неизменным взаимное расположение. Поэтому каждая из этих м. д. с., взятая для какой-либо неизменной точки на окружности, например для $\alpha = 0$, является гармонической функцией времени. М. д. с. асинхронной машины как гармонические функции угла α складываются геометрически:

$$\dot{F} = \dot{F}_1 + \dot{F}_2. \quad (12-27)$$

Значение суммарной м. д. с. F асинхронной машины может считаться приблизительно неизменным, т. е. не зависящим от токов I_1 и I_2 статора и ротора. Это утверждение аналогично рассмотренному в гл. II положению о примерном постоянстве суммарной м. д. с. трансформатора. Если $F = \text{const}$, то

$$F \approx F_0, \quad (12-28)$$

где F_0 — м. д. с. машины на холостом ходу, когда скорость вращения n ротора мало отличается от скорости вращения n_0 поля, т. е. скольжение $s \approx 0$. При этом ток в роторе незначителен, так как э. д. с., индуцируемые в роторе, малы. Поэтому м. д. с. F_0 равна м. д. с. статора при токе статора, равном току I_0 холостого хода, т. е. согласно формуле (12-25)

$$F_0 = 0,45 m_1 k_1 \frac{\omega_1}{p} I_0. \quad (12-29)$$

Подставляя (12-28) в (12-27), получим уравнение м. д. с. асинхронной машины

$$\dot{F}_1 + F_2 = \dot{F}_0,$$

которое с использованием формул (12-25), (12-26) и (12-29) может быть также записано в виде

$$m_1 k_1 \omega_1 \dot{I}_1 + m_2 k_2 \omega_2 \dot{I}_2 = m_1 k_1 \omega_1 \dot{I}_0. \quad (12-30)$$

В асинхронной машине, как и в трансформаторе, ток холостого хода примерно равен намагничивающему току.

Режим холостого хода асинхронной машины можно осуществить принудительно, вращая ротор машины каким-либо посторонним двигателем с постоянной скоростью $n = n_0$. Практически он имеет место у двигателя при условии, что момент нагрузки на валу отсутствует. При этом условии скольжение машины очень мало, э. д. с. в роторе незначительна и ток в роторе настолько мал, что м. д. с. ротора намного меньше м. д. с. F_0 холостого хода, т. е. $\dot{F}_1 \approx \dot{F}_0$.

12-7. Токи в обмотках статора и ротора асинхронной машины

Определим вначале ток ротора. Ток I_2 в роторе создается э. д. с. E_{2s} , индуцируемой в обмотке ротора вращающимся магнитным потоком. Обмотка короткозамкнутого или фазного ротора представляет собой замкнутую цепь, поэтому ток в фазе роторной

обмотки равен э. д. с., деленной на ее сопротивление:

$$I_2 = \frac{\dot{E}_{2s}}{r_2 + jx_{2s}},$$

где r_2 — активное сопротивление ротора; x_{2s} — индуктивное сопротивление вращающегося ротора.

Используя формулы (12-11) и (12-19), можно ток ротора выразить через э. д. с. E_2 и индуктивное сопротивление x_2 заторможенного ротора, не зависящие от скольжения:

$$I_2 = \frac{s\dot{E}_2}{r_2 + jsx_2} = \frac{\dot{E}_2}{r_2/s + jx_2}. \quad (12-31)$$

Действующий ток ротора

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{(r_2/s)^2 + x_2^2}} = \frac{sE_2}{\sqrt{r_2^2 + (sx_2)^2}}. \quad (12-32)$$

Здесь предполагается, что активное сопротивление ротора r_2 не зависит от частоты тока в роторе f_2 , пропорциональной скольжению s . Равенство (12-31) выражает замену вращающегося ротора заторможенным при сохранении значения тока в роторе, равного значению тока во вращающемся роторе. Однако это равенство имеет формальный характер в том смысле, что частота тока во вращающемся роторе не равна частоте тока f в заторможенном роторе (см. § 12-4).

Поскольку ротор обладает не только активным, но и индуктивным сопротивлением, ток в роторе отстает от э. д. с. на некоторый угол, равный

$$\psi_2 = \arctg \frac{sx_2}{r_2} = \arccos \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + (sx_2)^2}}. \quad (12-33)$$

При условной замене вращающегося ротора заторможенным следует согласно выражению (12-31) считать индуктивное сопротивление ротора равным x_2 , а активное сопротивление ротора — равным r_2/s .

Перейдем к определению тока статора, используя уравнение (12-30):

$$I_1 + \frac{m_2 k_2 \omega_2}{m_1 k_1 \omega_1} I_2 = I_0.$$

Можно также записать

$$I_1 + \frac{1}{k_i} I_2 = I_0,$$

где $k_i = \frac{m_1 k_1 \omega_1}{m_2 k_2 \omega_2}$ является коэффициентом трансформации токов асинхронной машины.

Как и для трансформатора, введем понятие приведенного тока I'_2 роторной обмотки, создающего ту же м. д. с., что и ток I_2 , но при обмотке ротора, подобной обмотке статора (с тем же числом фаз,

обмоточным коэффициентом и числом витков):

$$I'_2 = \frac{1}{k_t} I_2. \quad (12-34)$$

Ток статора в этом случае

$$I_1 = I_0 - I'_2. \quad (12-35)$$

Обычно ток I_0 холостого хода в 3—4 раза меньше тока статора при номинальной нагрузке; поэтому для режимов работы асинхронной машины, близких к номинальному, можно с грубым приближением записать $I_1 \approx -I'_2$.

12-8. Схемы замещения асинхронной машины

Как и для трансформатора, при анализе работы асинхронной машины удобно использовать ее схемы замещения. На рис. 12-14, а дана схема замещения машины, в которой между цепями статора и ротора имеется только электромагнитная связь через основной поток Φ . Схема замещения, изображенная на рис. 12-14, б, отличается тем, что здесь вращающаяся обмотка ротора заменена эквивалентной электрической цепью, обладающей индуктивным сопротивлением x_2 и активным сопротивлением r_2/s . При этом э. д. с., индуцируемая в роторе, равна E_2 , а угол отставания тока I_2 от э. д. с. равен ψ_2 .

Приведенной схеме, а также формуле (12-31) соответствует следующее уравнение напряжений для цепи ротора:

$$\dot{E}_2 = \frac{r_2}{s} \dot{I}_2 + jx_2 \dot{I}_2. \quad (12-36)$$

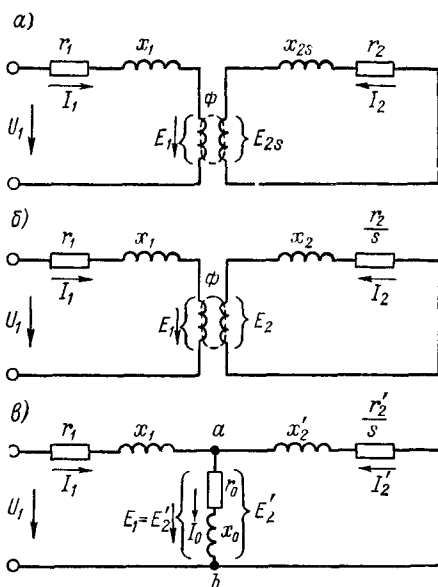


Рис. 12-14. Схемы замещения асинхронной машины

Умножим это уравнение на коэффициент трансформации э. д. с. k :

$$k\dot{E}_2 = k \frac{r_2}{s} \dot{I}_2 + jkx_2 \dot{I}_2;$$

затем, подставив $E'_2 = kE_2$ и $I_2 = k_t I'_2$, получим

$$\dot{E}'_2 = \frac{kk_t r_2}{s} \dot{I}'_2 + jkk_t x_2 \dot{I}'_2$$

или

$$\dot{E}'_2 = \frac{r'_2}{s} I'_2 + j x'_2 I'_2, \quad (12-37)$$

где

$$r'_2 = k k_1 r_2 = \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{k_1 \omega_1}{k_2 \omega_2} \right)^2 r_2$$

— приведенное активное сопротивление фазы ротора;

$$x'_2 = k k_1 x_2 = \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{k_1 \omega_1}{k_2 \omega_2} \right)^2 x_2$$

— ее приведенное индуктивное сопротивление.

Используя уравнение (12-37), перейдем к такой схеме замещения асинхронной машины (рис. 12-14, в), в которой электромагнитная связь между цепями статора и ротора заменена электрической связью. На схеме показана *намагничивающая цепь* с сопротивлениями r_0 и x_0 , где активное сопротивление r_0 соответствует потерям в стали машины, а x_0 — индуктивное сопротивление одной фазы статора, обусловленное основным магнитным потоком в зазоре машины. В этой схеме ток намагничивающей цепи согласно (12-35)

$$I_0 = I_1 + I'_2.$$

Можно считать, как указывалось ранее, что намагничивающий ток машины равен току холостого хода.

В асинхронной машине индуктивное сопротивление намагничивающей цепи значительно меньше, чем в трансформаторе, а намагничивающий ток — значительно больше. Это связано с тем, что из-за зазора между статором и ротором сопротивление магнитной цепи, по которой замыкается основной поток машины, значительно больше сопротивления магнитной цепи трансформатора.

Напряжение между точками *a* и *b* намагничивающей цепи равно $E'_2 = E_1$, и уравнение напряжений для цепи статора может быть написано аналогично уравнению напряжений первичной цепи трансформатора:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + r_1 I_1 + j x_1 I_1. \quad (12-38)$$

Приведенная на рис. 12-14, в схема замещения называется Т-образной, так как элементы схемы располагаются в виде буквы Т.

12-9. Векторная диаграмма асинхронного двигателя

Векторные диаграммы асинхронной машины рассмотрим только для основного режима ее работы, т. е. для работы машины в качестве двигателя. Электромагнитная энергия передается со статора на ротор аналогично тому, как в трансформаторе энергия передается из первичной цепи во вторичную.

Векторная диаграмма (рис. 12-15) строится согласно Т-образной схеме замещения; все величины, относящиеся к ротору, берутся приведенными. Э. д. с. ротора равна сумме активного падения напряжения $\frac{r'_2}{s} I'_2$ и индуктивного падения напряжения $jx'_2 I'_2$ в роторе.

Вектор Φ магнитного потока опережает векторы э. д. с. \dot{E}_1 и \dot{E}_2 статора и ротора на угол $\pi/2$. Ток \dot{I}_0 холостого хода опережает магнитный поток на угол α потерь в стали. Ток статора определяется по выражению (12-35): $\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}'_2$.

Напряжение \dot{U}_1 сети, в которую включен статор асинхронного двигателя, определяется уравнением (12-38): $\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + r_1 \dot{I}_1 + jx_1 \dot{I}_1$; действующее напряжение неизменно.

Практически активное и индуктивное сопротивления r_1 и x_1 статора таковы, что активное и индуктивное падения напряжения $r_1 I_1$ и $x_1 I_1$ в статоре при токах I_1 , не превышающих номинального, невелики сравнительно с напряжением сети U_1 . В связи с этим э. д. с. E_1 и E'_2 статора и ротора мало отличаются от напряжения U_1 при изменении тока I_1 от тока холостого хода до номинального: $\dot{E}_1 = \dot{E}'_2 \approx -\dot{U}_1 = \text{const}$.

Вследствие этого можно, как указывалось ранее, считать что амплитуда магнитной индукции и поток машины примерно постоянны, т. е. $\Phi \approx \text{const}$.

В некоторых пределах скольжение асинхронного двигателя примерно пропорционально моменту нагрузки на его валу. Из уравнения (12-32) можно видеть, что при увеличении момента нагрузки на валу, а следовательно, и скольжения возрастает ток ротора I_2 . Из векторной диаграммы следует, что тогда возрастает и ток I_1 статора, а сдвиг по фазе ϕ_1 этого тока относительно напряжения \dot{U}_1 сети уменьшается. Уменьшение ϕ_1 происходит до тех пор, пока падения напряжения в статоре остаются незначительными по сравнению с U_1 , что имеет место, если ток I_1 не больше номинального или только немного превосходит его. При дальнейшем увеличении момента нагрузки на валу, а следовательно, и тока I_1 падение напряжения $r_1 \dot{I}_1 + jx_1 \dot{I}_1$ в статоре становится соизмеримым с U_1 ; из диаграммы видно, что при этом угол ϕ_1 начинает вновь возрастать.

Из диаграммы следует также, что при отсутствии нагрузки на валу, когда скольжение мало и можно считать $I_2 \approx 0$, угол сдвига ϕ_1 тока статора относительно напряжения сети близок к $\pi/2$.

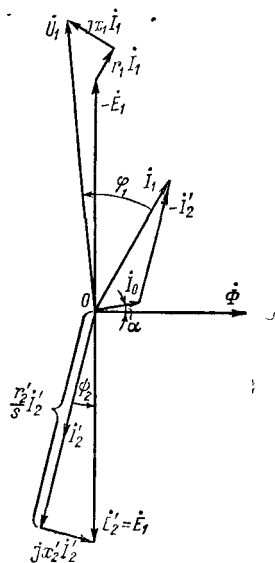


Рис. 12-15. Векторная диаграмма асинхронного двигателя

12-10. Вращающий момент асинхронной машины

В результате взаимодействия вращающегося магнитного потока с токами, индуцированными им в проводниках роторной обмотки, возникают силы, действующие на эти проводники в тангенциальном направлении. Найдем значение момента, создаваемого этими силами на валу машины.

На рис. 12-16, *a* представлена кривая распределения магнитной индукции $B(\alpha)$ по окружности ротора машины для некоторого фиксированного момента времени. Здесь же показана кривая распределения э. д. с. e_2 , индуцированных в проводниках ротора, при пересечении их линиями поля. Э. д. с. в каждом проводнике про-

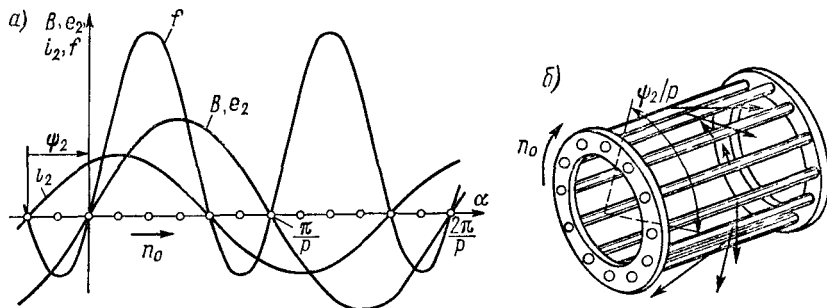


Рис. 12-16. Распределение окружных сил, действующих на проводники ротора

порциональна магнитной индукции поля в той точке на окружности ротора, в которой находится проводник; поэтому кривая э. д. с. $e_2(\alpha)$ имеет такие же форму и пространственное распределение, как и кривая $B(\alpha)$.

Ток в каждом проводнике ротора отстает по фазе от э. д. с. на угол ψ_2 . Поэтому на рис. 12-16, *a* кривая распределения тока i_2 в проводниках ротора сдвинута относительно кривой распределения э. д. с. на угол ψ_2 (в электрических градусах) в направлении, противоположном направлению вращения магнитного поля.

На рис. 12-16, *a* показаны кривые для участка ротора, соответствующего двойному полюсному делению; на последующих участках кривые повторяются. Изображение кривых э. д. с. и тока как непрерывных является условным. В действительности в каждый момент времени имеют место лишь те значения э. д. с. и токов, которые соответствуют расположению проводников ротора относительно поля.

Сила, действующая на каждый проводник,

$$f = Bi_2l, \quad (12-39)$$

где l — активная длина проводника, т. е. длина его части, находящейся в зоне действия магнитного потока машины. Кривая распре-

деления магнитной индукции по окружности ротора может быть представлена в виде гармонической функции угла

$$B = B_m \sin \alpha. \quad (12-40)$$

Тогда для кривой тока i_2 получим

$$i_2 = I_{2m} \sin (\alpha + \psi_2), \quad (12-41)$$

так как отставанию по фазе тока I_2 относительно э. д. с. E_2 соответствует сдвиг в пространстве на угол ψ_2 .

Подстановка выражений (12-40) и (12-41) в (12-39) дает переменную силу, действующую на проводник ротора:

$$f = B_m I_{2m} l \sin \alpha \sin (\alpha + \psi_2) = \frac{B_m I_{2m} l}{2} [\cos \psi_2 - \cos (2\alpha + \psi_2)]. \quad (12-42)$$

Из этой формулы, а также из графика функции $f(\alpha)$ на рис. 12-16, а видно, что в различных проводниках ротора возникают силы, различные по значению, причем имеются участки обмотки ротора, в которых сила f отрицательна, т. е. действует против вращения. На рис. 12-16, б изображена картина распределения сил по окружности ротора, приложенных к его проводникам. Протяженность участков, где сила отрицательна, т. е. является тормозящей, а не движущей, составляет ψ_2 электрических градусов в пределах каждого полюсного деления.

Представленная картина распределения сил по окружности ротора относится к некоторому фиксированному моменту времени; с течением времени сила в каждом проводнике изменяется с частотой f_2 , но общая картина распределения сил по окружности ротора сохраняется.

Электромагнитная мощность, передаваемая ротору вращающимся магнитным полем, равна

$$P_{эм} = M_{эм} \frac{\pi n_0}{30} = M_{эм} \frac{2\pi f}{p}, \quad (12-43)$$

где $M_{эм}$ — электромагнитный момент, действующий на ротор. В соответствии со схемой замещения одной фазы машины (рис. 12-14, а) имеем

$$P_{эм} = m_2 \frac{r_2}{s} I_2^2. \quad (12-44)$$

Из этих выражений найдем

$$M_{эм} = \frac{pm_2}{2\pi f} \frac{r_2}{s} I_2^2.$$

Учитывая (12-10), (12-32) и (12-33), получим

$$M_{эм} = \frac{pm_2}{2\pi f} \frac{r_2}{s} I_2 \frac{sE_2}{\sqrt{r_2^2 + (sx_2)^2}} = \frac{pm_2}{2\pi f} \cos \psi_2 I_2 \cdot 4,44k_2w_2f\Phi.$$

Вводя постоянную $c = \frac{2,22}{\pi} p m_2 k_1 \omega_2$ и пренебрегая моментом трения, представим выражение момента на валу в виде

$$M \approx M_{эм} = c \Phi I_2 \cos \psi_2. \quad (12-45)$$

Если магнитный поток Φ выражен в веберах, ток I_2 — в амперах, то вращающий момент получится в ньютон-метрах (Н·м).

Вращающий момент машины зависит от изменяющихся при нагрузке Φ , I_2 и $\cos \psi_2$, но его можно представить в виде функции одной переменной. В качестве такой переменной для асинхронного двигателя наиболее удобно выбрать скольжение s .

Согласно полученным ранее формулам (12-31), (12-33), (12-5) и (12-12) можно написать

$$\left. \begin{aligned} I_2 &= \frac{s E_2}{\sqrt{r_2^2 + (sx_2)^2}}; \quad \Phi = \frac{E_1}{4,44 k_1 \omega_1 f}; \\ \cos \psi_2 &= \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + (sx_2)^2}}; \quad E_2 = \frac{E_1}{k}. \end{aligned} \right\} \quad (12-46)$$

Используя эти соотношения, из (12-45) получим следующее выражение для вращающего момента:

$$M = \frac{c}{4,44 k_1 k \omega_1 f} \frac{E_1^2 s r_2}{r_2^2 + (sx_2)^2}.$$

Полагая, что частота f сети неизменна, и вводя постоянный коэффициент $c_M = \frac{c}{4,44 k_1 k \omega_1 f}$, получим

$$M = c_M \frac{E_1^2 s r_2}{r_2^2 + (sx_2)^2}. \quad (12-47)$$

Эта формула выведена для работы асинхронной машины в режиме двигателя, т. е. для $0 \leq s \leq 1$, но так как при выводе (12-47) скольжение s не ограничивалось, формула справедлива и для других режимов работы.

В § 12-9 было показано, что при работе машины в обычных условиях э. д. с. E_1 статора и напряжение U_1 сети приблизительно равны, поэтому для дальнейшего изложения примем $E_1 \approx U_1$. Тогда вместо (12-47) получим

$$M \approx c_M U_1^2 \frac{s r_2}{r_2^2 + (sx_2)^2}. \quad (12-48)$$

В этой формуле единственной переменной является скольжение s .

Кривая $M(s)$ для двигателя, т. е. для работы асинхронной машины при $0 \leq s \leq 1$, дана на рис. 12-17 сплошной линией.

Из выражения (12-18) видно, что при малых скольжениях вращающий момент двигателя растет примерно пропорционально скольжению. При значительном увеличении скольжения момент начинает убывать, так как знаменатель растет быстрее числителя. При увеличении скольжения растет ток ротора I_2 , но одновременно умень-

шается $\cos \psi_2$, т. е. растет угол ψ_2 , в пределах которого расположены проводники, тормозящие движение ротора (см. рис. 12-16). Поэтому при достаточно больших значениях ψ_2 вращающий момент будет уменьшаться, несмотря на увеличение тока ротора I_2 .

Момент вращения, получаемый на валу двигателя, меньше момента M , развиваемого двигателем, из-за потерь на трение при вращении ротора и некоторых добавочных потерь, которые здесь не рассматриваются. Однако все эти потери невелики, и в дальнейшем момент на валу двигателя считается равным моменту, развиваемому двигателем.

Найдем из (12-48) производную от момента по скольжению

$$\frac{dM}{ds} \approx c_M U_1^2 r_2 \frac{r_2^2 - (sx_2)^2}{[r_2^2 + (sx_2)^2]^2}$$

и, приравняв ее нулю, определим критическое скольжение $s_{кр}$, при котором вращающий момент M наибольший:

$$s_{кр} \approx \pm r_2 / x_2. \quad (12-49)$$

При работе машины в режиме двигателя $s > 0$; подставляя положительное значение критического скольжения в выражение (12-48), получим максимальный момент двигателя

$$M_{\max} \approx c_M U_1^2 \frac{1}{2x_2}. \quad (12-50)$$

Максимальный момент пропорционален квадрату напряжения сети, т. е. асинхронные двигатели чувствительны к понижению напряжения сети; например, при его понижении на 10% вращающий момент уменьшается на 19%.

Из формулы (12-50) следует, что максимальный момент машины не изменяется при изменении активного сопротивления ротора; однако при этом меняется критическое скольжение [см. (12-49)]. Зависимость $M(s)$ при увеличенном активном сопротивлении ротора показана штриховой кривой на рис. 12-17.

Практически увеличение активного сопротивления r_2 осуществляется включением трехфазного реостата в цепь фазного ротора; короткозамкнутые роторы иногда выполняются с повышенным сопротивлением клетки ротора.

Выражения (12-48)—(12-50) являются приближенными, так как получены в предположении $E_1 \approx U_1$.

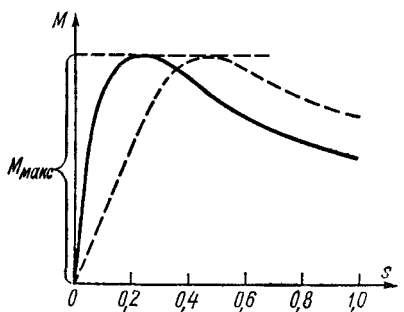


Рис. 12-17. Вращающий момент двигателя в функции скольжения

12-11. Механическая характеристика асинхронной машины

На рис. 12-18 представлен график, связывающий между собой две механические величины — вращающий момент, развиваемый асинхронным двигателем, и скорость вращения. Это — механическая характеристика асинхронного двигателя. Она получается из кривой $M(s)$, представленной на рис. 12-17,

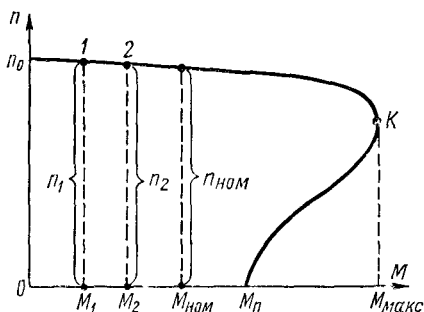


Рис. 12-18. Механическая характеристика двигателя

либо из формулы (12-48), если учесть, что скольжению $s = 1$ соответствует скорость $n = 0$, а скольжению $s = 0$ — скорость n_0 . Механическая характеристика, т. е. зависимость вида $n(M)$, является основной характеристикой любого электрического двигателя, определяющей его эксплуатационные возможности.

Для каждого асинхронного двигателя может быть определен номинальный режим, т. е. режим длительной работы, при котором двигатель не перегревается сверх установленной температуры. Момент $M_{ном}$, соответствующий номинальному режиму, называется номинальным моментом. Соответствующее ему номинальное скольжение составляет для асинхронных двигателей средней мощности $s_{ном} = 0,02 \div 0,06$, т. е. номинальная скорость $n_{ном}$ находится в пределах

$$n_{ном} = n_0 (1 - s_{ном}) = (0,94 \div 0,98) n_0.$$

Отношение максимального момента к номинальному $k_m = M_{макс}/M_{ном}$ называется перегрузочной способностью асинхронного двигателя. Обычно $k_m = 1,8 \div 2,5$.

Отношение пускового момента $M_{п}$, развиваемого двигателем в неподвижном состоянии, т. е. при $n = 0$, к номинальному моменту $k_{п} = M_{п}/M_{ном}$ называется кратностью пускового момента. Для двигателей с короткозамкнутым ротором, например, $k_{п} = 1,1 \div 1,8$.

Определим область устойчивой работы асинхронного двигателя. Пусть двигатель работает в точке 1 механической характеристики (рис. 12-18), развивая скорость n_1 и вращающий момент M_1 . В установившемся режиме, т. е. при равномерном вращении, этот момент равен статическому моменту $M_{с1}$ сопротивления нагрузки, например металлорежущего станка. Пусть теперь момент нагрузки увеличился до $M_{с2}$. Это вызовет торможение машины, так как момент сопротивления станет больше движущего момента. Скорость начинает умень-

шаться, что влечет за собой увеличение момента, развиваемого двигателем. Этот процесс закончится, когда момент, развиваемый двигателем, станет равным $M_2 = M_{c2}$; при этом установится скорость n_2 (точка 2), меньшая, чем n_1 . Свойство автоматического установления равновесия между статическим моментом сопротивления и преодолевающим его моментом двигателя называется с а м о р е г у л и р о в а н и е м. На рис. 12-19 показан характер изменения скорости и момента двигателя во времени при ступенчатом увеличении момента нагрузки. Длительность этого переходного процесса обычно составляет десятые или сотые доли секунды.

Легко видеть, что саморегулирование и устойчивая работа двигателя обеспечиваются для всей верхней ветви механической характеристики, т. е. от момента $M = 0$ до момента, близкого к максимальному. Наклон этой ветви характеристики незначителен, т. е. здесь скорость мало изменяется при изменении момента нагрузки. Подобная механическая характеристика с малым изменением скорости при изменении нагрузки называется ж е с т к о й.

Точка K механической характеристики соответствует положению неустойчивого равновесия, так как при любом малом снижении скорости, обусловленном незначительным увеличением момента нагрузки, момент двигателя не растет, а падает, в результате чего двигатель останавливается. Вся нижняя часть механической характеристики, лежащая ниже точки K , является областью неустойчивой работы двигателя. Максимальный момент $M_{\text{макс}}$ называется о п р о к и д ы в а ю щ и м м о м е н т о м асинхронной машины. Работа машины на верхней, устойчивой, части механической характеристики с моментом, превышающим номинальный, возможна лишь кратковременно; в противном случае срок службы машины сокращается из-за ее перегрева.

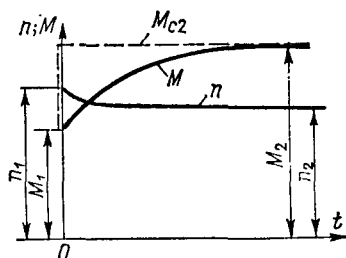


Рис. 12-19. Процесс изменения скорости и момента двигателя при увеличении момента нагрузки на валу

12-12. Пуск в ход асинхронных двигателей с короткозамкнутым и фазным ротором

При пуске в ход, т. е. при трогании с места и при разгоне, асинхронный двигатель находится в условиях, существенно отличающихся от условий нормальной работы. Момент, развиваемый двигателем, должен превышать момент сопротивления нагрузки, иначе двигатель не сможет разогнаться. Таким образом, с точки зрения пуска двигателя важную роль играет его пусковой момент.

Другой важной пусковой характеристикой является пусковой ток. Как показано ранее, значения тока ротора, а следовательно,

и тока статора растут с увеличением скольжения, т. е. с уменьшением скорости двигателя. В начальный момент пуска, когда скорость двигателя равна нулю, а скольжение — единице, пусковой

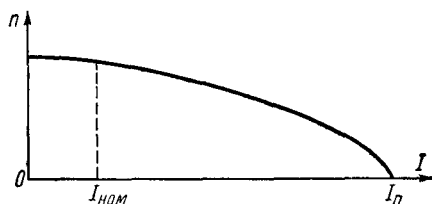


Рис. 12-20. Зависимость между скоростью и током, потребляемым двигателем из сети

ток I_p значительно превышает номинальный ток. Кратность пускового тока $y_p = I_p / I_{ном}$ для двигателей с короткозамкнутым ротором достигает 5—7. Зависимость между скоростью и током статора для таких двигателей представлена на рис. 12-20.

Большой пусковой ток может быть недопустим для сети, питающей асинхронный двигатель, и для самого двигателя. Кроме того, в отдельных случаях может иметь значение плавность пуска (например, для подъемных механизмов).

Пуск в ход двигателей с фазным ротором. Схема пуска двигателя с фазным ротором дана на рис. 12-21, где показан пусковой трехфазный реостат, каждая фаза r_p которого включена через щетки и кольца в одну из фаз ротора. В начале пуска реостат введен полностью, т. е. его движок находится в положении «Пуск»; к концу пуска реостат полностью выводится, т. е. его движок ставится в положение «Работа», в котором все три фазы ротора замкнуты через движок реостата накоротко.

Явления, происходящие в процессе пуска двигателя с фазным ротором, наиболее удобно рассмотреть, пользуясь механическими характеристиками двигателя (рис. 12-22). Характеристики даны для одного и того же двигателя, но при различных сопротивлениях пускового реостата; максимальный момент $M_{макс}$ не зависит от активного сопротивления ротора, а критическое скольжение пропорционально этому сопротивлению [см. (12-49) и (12-50)]. Полное сопротивление реостата r_p выбирается из условия ограничения пускового тока допустимым значением, равным примерно $(1,6 \div 2,2) I_{ном}$.

При тяжелых условиях пуска, когда нагрузочный момент велик, сопротивление пускового реостата выбирается из условия получения пускового момента M_p , близкого к максимальному $M_{макс}$ (рис. 12-22),

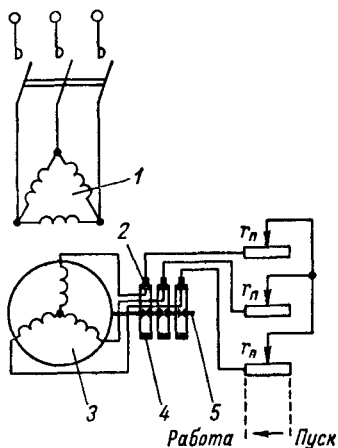


Рис. 12-21. Схема пуска двигателя с фазным ротором

1 — статор; 2 — щетки; 3 — ротор; 4 — контактные кольца; 5 — вал

Разгон двигателя начинается в точке 1 и происходит вначале по нижней характеристике. После достижения некоторой скорости, соответствующей, например, точке 2, часть пускового реостата выводится и его сопротивление уменьшается до r_n . Двигатель переходит на вторую характеристику — в точку 3. При этом момент двигателя возрастает, но скорость в течение короткого времени перевода рукоятки реостата сохраняется неизменной благодаря инерции двигателя и связанного с ним механизма. Далее происходит разгон от точки 3 до точки 4, затем пусковой реостат выводится и дальнейший разгон продолжается от точки 5 по верхней механической характеристике двигателя, называемой естественной (при $r_n = 0$). Разгон заканчивается в точке 6, определяемой моментом сопротивления нагрузки M_c .

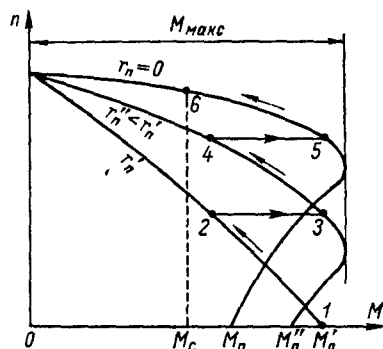


Рис. 12-22. Механические характеристики двигателя при включении реостата в цепь ротора

На рис. 12-22 показаны только две искусственные характеристики, соответствующие $r_n \neq 0$. В действительности число ступеней пускового реостата обычно берется больше двух; оно, как и моменты переключений реостата, определяется из условия получения относительно небольших изменений момента двигателя при разгоне, т. е. из условия получения быстрого, но плавного пуска. Пусковой реостат рассчитывается по заданным наибольшему моменту при пуске (точки 1, 3 и 5) и наименьшему моменту (точки 2 и 4). По окончании пуска пусковой реостат полностью выводится, так как секции реостата могут перегореть при длительном нагреве из-за того, что реостат рассчитан только на кратковременное включение при пуске. Процесс переключений реостата при пуске обычно автоматизирован.

Введение активных сопротивлений в цепь фазного ротора не только увеличивает момент и делает пуск плавным, но и ограничивает пусковой ток, так как при введении реостата уменьшается ток в роторе, а следовательно, и в статоре. Ограничение пускового тока при значительных пусковых моментах особенно важно, если двигатель работает в режиме частых пусков, когда значительные пусковые токи могут чрезмерно перегреть двигатель.

Рассматриваемый способ пуска обладает рядом достоинств, но применим только для двигателей с фазным ротором, которые дороже и менее надежны, чем двигатели с короткозамкнутым ротором.

Пуск в ход двигателей с короткозамкнутым ротором. Введение сопротивлений в короткозамкнутый ротор невозможно, поэтому пусковая характеристика двигателя с короткозамкнутым ротором

остается неизменной в течение всего времени пуска. При этом вращающийся момент на неустойчивой части характеристики должен быть больше нагрузочного момента.

Наиболее распространен пуск двигателя при непосредственном включении его в сеть рубильником или другим пусковым устройством, без каких-либо устройств, понижающих пусковой ток; схема пуска изображена на рис. 12-23, а. Этот способ пуска применяется в тех случаях, когда не требуется плавности пуска и мощность двигателя относительно невелика сравнительно с мощностью сети.

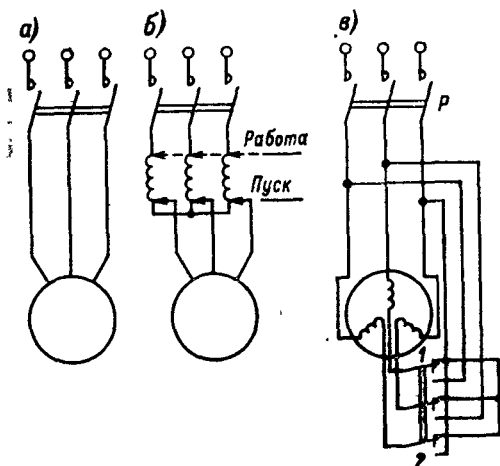


Рис. 12-23. Схемы пуска двигателей с короткозамкнутым ротором

При соблюдении этого последнего условия пусковой ток не вызывает недопустимого падения напряжения сети и перегрева проводов.

В случаях, когда мощность двигателя соизмерима с мощностью питающей сети, применяются различные схемы понижения напряжения, подводимого к двигателю при пуске, за счет чего уменьшается пусковой ток. Понижение напряжения при пуске вызывает нежелательное уменьшение пускового момента.

Одна из таких схем — схема *автотрансформаторного пуска* — дана на рис. 12-23, б. Рубильник включается после того, как переключатель автотрансформатора устанавливается в положение «Пуск». При этом на двигатель подается в начале пуска пониженное напряжение $U_d \approx \frac{1}{k_a} U_c$, где U_c — напряжение сети, k_a — коэффициент трансформации автотрансформатора. Тогда пусковой ток в сети получается равным

$$I_c = \frac{1}{k_a} I_d = \frac{U_d}{z_d} \frac{1}{k_a} = \frac{U_c}{z_d} \frac{1}{k_a^2}, \quad (12-51)$$

где I_d — пусковой ток двигателя; z_d — полное сопротивление двигателя.

Из формулы (12-51) видно, что ток в сети при пуске двигателя через автотрансформатор снижается по сравнению с током $I'_c = U_c/z_d$, получаемым при непосредственном включении двигателя в сеть, в k_a^2 раз.

По мере разгона двигателя переключатель автотрансформатора переводится в положение «Работа», в котором на двигатель подается полное напряжение сети. Недостатком автотрансформаторного

пуска является резкое снижение пускового момента в k_a^2 раз, т. е. во столько же раз, во сколько уменьшается пусковой ток в сети.

Другой недостаток схемы состоит в необходимости наличия громоздкого автотрансформатора. Этот недостаток может быть устранен при пуске двигателя по схеме переключения его со звезды на треугольник (рис. 12-23, в). Схема применима в том случае, когда при нормальной работе двигателя обмотка статора включается треугольником.

Рубильник P включается в сеть, когда переключатель установлен в положение 1 и обмотка двигателя соединена звездой. При скольжении $s = 0,5 \div 0,6$ переключатель переводится в положение 2, при котором обмотка двигателя соединяется треугольником. Пусковой ток $I_{пY}$ двигателя при включении его звездой

$$I_{пY} = \frac{U_{дY}}{z_d} = \frac{U_c}{\sqrt{3} z_d},$$

где U_c — линейное напряжение сети; $U_{дY}$ — фазное напряжение двигателя при соединении звездой; z_d — сопротивление фазы двигателя.

Пусковой ток в сети при этом

$$I_{cY} = I_{пY} = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{U_c}{z_d}. \quad (12-52)$$

Если бы двигатель включался в сеть при установке переключателя в положение 2, то пусковой ток в фазе двигателя был бы

$$I_{п\Delta} = U_{д\Delta}/z_d = U_c/z_d.$$

В этом случае линейный пусковой ток в сети

$$I_{c\Delta} = \sqrt{3} I_{п\Delta} = \sqrt{3} U_c/z_d. \quad (12-53)$$

Сравнение (12-52) и (12-53) показывает, что пуск двигателя с предварительным включением его звездой и последующим переключением на треугольник дает трехкратное уменьшение пускового тока в сети. Пусковой момент уменьшается в такой схеме в три раза, так как напряжение, подаваемое на фазу двигателя при пуске, снижается в $\sqrt{3}$ раз.

12-13. Пуск в ход асинхронных двигателей с двухклеточным и глубокопазым ротором

Как показано выше, двигатели с фазным ротором имеют хорошие пусковые качества. Двигатели с короткозамкнутым ротором значительно дешевле, но их пусковые характеристики значительно хуже. Стремление к объединению достоинств этих двух типов двигателей привело к созданию асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором специального исполнения — двигателей с вытеснением тока в роторной обмотке. Статор подобных двигателей имеет обычное исполнение.

Первый такой двигатель был создан М. О. Доливо-Добровольским и имел на роторе двойную короткозамкнутую клетку. Паз ротора с двойной клеткой показан в сечении на рис. 12-24, а. В фигурных пазах ротора, непосредственно возле его поверхности, помещаются проводники пусковой клетки, выполняемые из материала с повышенным удельным сопротивлением, например из латуни или бронзы; в этих же пазах, дальше от поверхности ротора, помещаются проводники рабочей клетки из материала с малым удельным сопротивлением (медные).

На рис. 12-24, а показаны магнитные линии потоков рассеяния, связанных с обеими клетками ротора. Магнитные сопротивления для этих потоков определяются в основном сопротивлениями путей

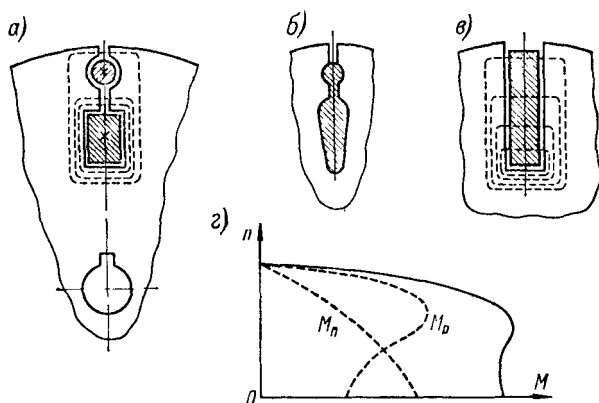


Рис. 12-24. Форма пазов и механические характеристики двухклеточных и глубокопазных двигателей

в верхней части ротора, над пазами, так как магнитное сопротивление стали невелико. Из рис. 12-24, а следует, что поток рассеяния, связанный с верхней, пусковой, клеткой, меньше потока рассеяния, связанного с нижней, рабочей, клеткой. Следовательно, индуктивность от потоков рассеяния нижней, рабочей, клетки значительно больше индуктивности от потоков рассеяния верхней, пусковой, клетки.

В начале пуска двигателя, при $s = 0$ ($s = 1$), частота тока в роторе равна частоте сети, т. е. имеет наибольшее значение. При этом индуктивные сопротивления клеток велики по сравнению с активными сопротивлениями. Особенно велико индуктивное сопротивление нижней, рабочей, клетки, связанной с наибольшим потоком рассеяния. Поэтому в начале пуска, при больших скольжениях, полное сопротивление нижней клетки велико и ток в ней относительно мал. Ток проходит в основном по проводникам верхней, пусковой, клетки. Активное сопротивление этих проводников, как уже указывалось, велико, благодаря чему уменьшается пусковой ток и увеличивается пусковой момент.

По мере разгона двигателя частота тока ротора уменьшается в десятки раз, так как скольжение уменьшается от единицы до сотых долей ее. Следовательно, индуктивное сопротивление ротора, пропорциональное частоте, также уменьшается и становится незначительным не только для пусковой, но и для рабочей обмотки. При этом ток ротора, распределяющийся между обеими его клетками обратно пропорционально их сопротивлениям, начинает протекать в основном в рабочей обмотке. Поэтому к концу пуска вращающий момент двигателя создается практически только рабочей обмоткой, чем и объясняется ее название; активное сопротивление ротора по окончании разгона становится в несколько раз меньше, чем при пуске. Таким образом, процесс пуска двухклеточного двигателя имеет сходство с процессом реостатного пуска двигателя с фазным ротором (см. рис. 12-22), когда в начале пуска в ротор вводится добавочное активное сопротивление, а по мере разгона это сопротивление выводится.

Вращающий момент M двухклеточного двигателя равен сумме двух моментов M_n и M_p , создаваемых пусковой и рабочей обмотками (рис. 12-24, *з*). Кривые зависимостей между скоростью и моментами M_n и M_p подобны искусственной и естественной механическим характеристикам (см. рис. 12-22). Зависимость скорости вращения n от суммарного момента M на рис. 12-24, *з* представляет собой механическую характеристику двухклеточного двигателя. В двухклеточном двигателе не только обеспечивается повышенный пусковой момент, но и ограничивается пусковой ток за счет увеличения сопротивления ротора при пуске.

Имеются и другие конструкции ротора с двойной клеткой. На рис. 12-24, *б* показан фигурный паз ротора с заливкой алюминием. Здесь повышенное активное сопротивление клетки при пуске обеспечивается только за счет вытеснения тока в верхние части проводников, так как материал обеих клеток одинаков. Такая конструкция двойной клетки дешевле и технологически проще первой, но пусковые свойства двигателя хуже.

Кроме двухклеточных двигателей, широко применяются также глубокопазные двигатели. Такие двигатели имеют короткозамкнутый ротор с глубоким пазом, т. е. высота паза ротора во много раз больше ширины (рис. 12-24, *в*). Проводник, обычно медный, сильно вытянут по высоте.

При пуске двигателя, когда частота тока в роторе наибольшая, индуктивное сопротивление нижних слоев проводника настолько велико, что ток в проводнике вытесняется в верхнюю часть его сечения. Следовательно, используется только небольшая часть площади сечения проводника, что равноценно уменьшению сечения проводника и увеличению активного сопротивления ротора. По мере разгона двигателя частота тока в роторе уменьшается, и к концу пуска вытеснение тока в проводниках ротора становится практически незаметным. Пусковые характеристики глубокопазных двигателей примерно такие же, как и у двухклеточных двигателей.

Преимущество глубокопазного двигателя перед двухклеточным состоит в большей простоте конструкции и меньшей опасности перегрева проводников ротора, так как теплота, выделяющаяся при пуске в проводнике, распределяется по всему его сечению, а не только по его верхней части. Преимуществом двухклеточного двигателя является возможность придания его характеристикам наиболее благоприятной формы подбором величины сечений и различных материалов для пусковой и рабочей клеток. Применяются также двигатели с тремя клетками в роторе.

Вытеснение тока в верхние части короткозамкнутых клеток при пуске и при пониженной скорости, характерное для двухклеточных и глубокопазных двигателей, принципиально имеет место и в двигателях с короткозамкнутым ротором обычного исполнения, однако в них оно мало заметно.

12-14. Работа асинхронной машины в качестве генератора и тормоза

Полученная ранее приближенная зависимость момента машины от скольжения (12-48) была представлена в виде графика только для $0 \leq s \leq 1$, что соответствует работе асинхронной машины

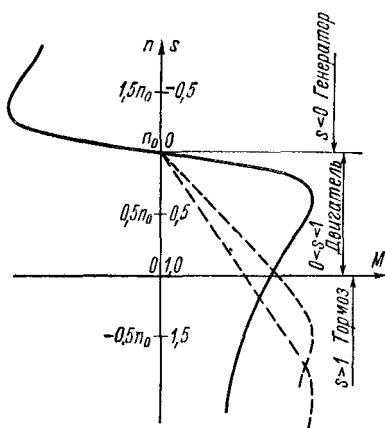


Рис. 12-25. Механические характеристики асинхронной машины, работающей в режимах двигателя, тормоза и генератора

в качестве двигателя. Однако выражение для вращающего момента (12-48) справедливо и для других режимов работы, когда $s < 0$ и $s > 1$. На рис. 12-25 на основании выражения (12-48) построена зависимость скольжения от момента для всех перечисленных областей изменения скольжения s ; для этих же областей построена и механическая характеристика $n(M)$.

Рассмотрим работу машины при $s > 1$. В этом случае ротор вращается навстречу вращающемуся полю (рис. 12-26, а). При этом вращающий момент, направленный, как и в случае работы машины двигателем, в сторону вращения поля, оказывается здесь действующим против вращения ротора; ротор тормозится, и машина

работает в режиме электромагнитного тормоза. Это практически возможно, например, в подъемнике при спуске груза, если момент от груза G заставляет ротор двигателя вращаться против вращения поля. В тормозном режиме в цепь фазного ротора вводится добавочное активное сопротивление, чтобы получить одну из механических характеристик, показанных на рис. 12-25 штриховыми линиями.

Как видно из рисунка, на этих характеристиках возможна устойчивая работа машины при $s > 1$.

Работа машины в качестве тормоза возможна и в другом случае, когда машина, работающая как двигатель, выключается и сразу включается в обратном направлении. При этом двигатель вследствие собственной инерции и инерции связанных с ним вращающихся частей сохраняет некоторое время прежнее направление вращения, которое после переключения является вращением против поля, когда $s > 1$.

Работа машины при отрицательном скольжении ($s < 0$) возможна при условии, что ее ротор приводится принудительно во вращение в направлении вращения магнитного поля со скоростью $n > 0$, когда

$$s = \frac{n_0 - n}{n_0} < 0.$$

Так как при этом ротор вращается быстрее поля, то направление, в котором линии магнитного поля пересекают проводники ротора,

изменяется на обратное по сравнению со случаем, когда машина работает как двигатель. Следовательно, направление э. д. с. и токов ротора также изменяется на обратное. Изменение направления токов ротора вызывает изменение знака вращающего момента, который оказывается действующим против направления вращения ротора (рис. 12-26, б). Изменение знака момента и направления тока ротора, а следовательно, и направления соответствующей составляющей

тока статора означает переход машины в режим работы генератором, когда механическая энергия, поступающая извне на вал ротора, преобразуется в машине в электрическую энергию и отдается в сеть (за вычетом потерь в машине). Как промышленные источники электрической энергии асинхронные генераторы обычно не применяются, так как имеют ряд недостатков, в частности низкий коэффициент мощности.

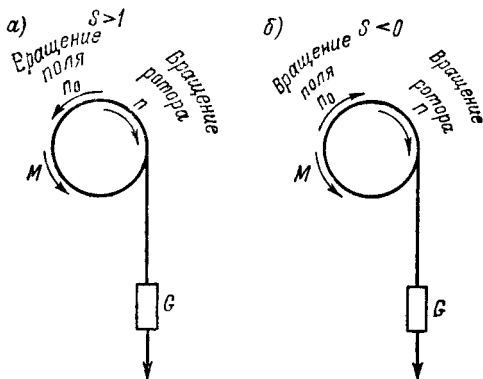


Рис. 12-26. Направление вращающего момента в режимах электромагнитного тормоза и генератора

12-15. Реверсирование и электрическое торможение асинхронных двигателей

Для изменения направления вращения, *реверсирования*, асинхронного двигателя необходимо поменять местами два любых линейных провода, соединяющих трехфазную сеть со статором

машины. При таком переключении порядок чередования токов в фазах изменяется на обратный, что вызывает изменение направления вращения поля и направления вращения двигателя. Схема реверсирования двигателя представлена на рис. 12-27; положения 1 и 2 рубильника соответствуют различным порядкам чередования токов в фазах и, следовательно, противоположным направлениям вращения двигателя.

Включение неподвижного двигателя в том или другом направлении производится путем включения рубильника в положение 1 или 2. При реверсировании двигателя на ходу путем переключения рубильника вначале происходит торможение от данной скорости до нулевой, а затем разгон в другом направлении. Такое торможение может быть использовано также для торможения при так называемом *противовключении*. При таком

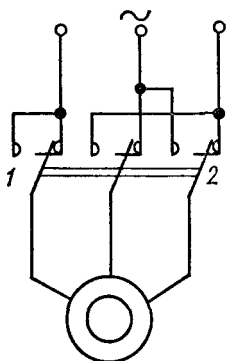


Рис. 12-27. Схема реверсирования двигателя

реверсировании или торможении у асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором имеют место значительные токи. Поэтому исходя из условий нагрева для этих двигателей допустимо число реверсирований в час не более десятков. Для ограничения токов и увеличения вращающих моментов в цепь фазного ротора асинхронного двигателя вводят сопротивление (штриховые кривые на рис. 12-25).

Рассмотрим три основных способа электрического торможения асинхронных двигателей.

Торможение по способу противовключения, как было указано, производится при переключении двигателя на ходу. Магнитное поле при этом вращается в другую сторону относительно направления вращения двигателя, и вращающий момент двигателя является тормозным — действует против направления вращения.

Генераторное торможение имеет место при переключении многоскоростного двигателя на ходу с большей скорости на меньшую, т. е. при переключении машины с меньшего числа полюсов на большее. В первый момент переключения скорость двигателя оказывается намного больше скорости его поля, т. е. скольжение получается отрицательным и машина переходит в режим работы генератором. Торможение происходит с превращением кинетической энергии вращающихся частей в электрическую энергию, которая за вычетом потерь в машине отдается в сеть. Генераторное торможение может быть также в подъемнике при спуске тяжелого груза, разгоняющего двигатель до скорости, превышающей синхронную; тогда машина начинает отдавать в сеть энергию, сообщаемую ей опускающимся грузом.

Торможение в режиме работы генератора возможно только

при сверхсинхронной скорости. Если двигатель в конце торможения должен быть остановлен, то к концу торможения следует перейти на механическое торможение или на другой вид электрического (динамическое, противовключение). Фиксация положения в конце при необходимости производится только с помощью механического тормоза.

При *динамическом торможении* обмотка статора двигателя отключается от трехфазной сети и включается в сеть постоянного или однофазного переменного тока. При этом возможны различные способы соединения фаз обмотки статора (например, рис. 12-28).

Обмотка статора, питаемая постоянным током, создает неподвижное магнитное поле. Аналогично тому, как при нормальной работе двигателя его вращающееся поле увлекает за собой ротор, неподвижное поле при динамическом торможении заставляет ротор быстро останавливаться. Кинетическая энергия вращающихся частей переходит в теплоту, выделяющуюся в цепи ротора за счет токов, индуктированных в ней неподвижным полем статора. Плавность торможения обеспечивается регулированием напряжения на зажимах статора. Тормозной момент двигателя с фазным ротором может регулироваться также реостатом в цепи ротора. Недостатком динамического торможения является необходимость наличия источника постоянного тока с низким напряжением.

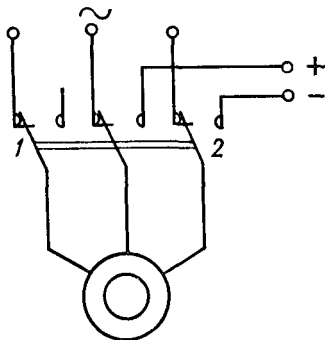


Рис. 12-28. Схема динамического торможения

12-16. Потери энергии и к.п.д. асинхронных двигателей

В электрической машине при преобразовании одного вида энергии в другой часть энергии теряется в виде теплоты, рассеиваемой в различных частях машины. Во вращающихся электрических машинах имеются потери энергии трех видов: *потери в обмотках*, *потери в стали* и *механические потери*. Кроме того, имеются незначительные *добавочные потери*.

Потери энергии в асинхронном двигателе рассмотрим при помощи его энергетической диаграммы (рис. 12-29). На диаграмме P_1 — мощность, подводимая к статору из сети. Основная часть $P_{\text{эм}}$ этой мощности, за вычетом потерь в статоре, передается электромагнитным путем на ротор через зазор; $P_{\text{эм}}$ называется э л е к т р о м а г н и т н о й м о щ н о с т ь ю.

Потери мощности в статоре складываются из потерь мощности в его обмотке $P_{\text{о61}} = m_1 r_1 I_1^2$ и потерь в стали $p_{\text{с1}}$; мощность $p_{\text{с1}}$

является потерями на вихревые токи и на перемагничивание сердечника статора.

Потери в стали имеются и в сердечнике ротора, но они невелики и могут не приниматься во внимание. Это объясняется тем, что скорость вращения магнитного потока относительно статора n_0 во много раз больше скорости вращения магнитного потока относительно ротора $n_0 - n$, если скорость вращения ротора n соответствует устойчивой части естественной механической характеристики.

Механическая мощность $P_{мх}$, развиваемая на валу ротора, меньше электромагнитной мощности $P_{эм}$ на значение мощности $p_{об2}$ потерь в обмотке ротора:

$$P_{мх} = P_{эм} - p_{об2}. \quad (12-54)$$

Мощность на валу двигателя

$$P_2 = P_{мх} - p_{мх},$$

где $p_{мх}$ — мощность механических потерь, равная сумме потерь на трение в подшипниках, на трение вращающихся частей о воздух (вентиляционные потери) и на трение щеток о кольца (для двигателей с фазным ротором).

Электромагнитная и механическая мощности равны:

$$P_{эм} = \omega_0 M; \quad P_{мх} = \omega M, \quad (12-55)$$

где ω_0 и ω — синхронная скорость и скорость вращения ротора; M — момент, развиваемый двигателем, т. е. момент, с которым вращающееся магнитное поле действует на ротор.

Из (12-54) и (12-55) следует, что мощность потерь в обмотке ротора

$$p_{об2} = P_{эм} - P_{мх} = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} P_{эм} = \frac{n_0 - n}{n_0} P_{эм}$$

или

$$p_{об2} = s P_{эм}.$$

В случаях, когда известно активное сопротивление r_2 фазы обмотки ротора, потери в этой обмотке могут быть найдены также из выражения

$$p_{об2} = m_2 r_2 I_2^2.$$

В асинхронных машинах имеются также добавочные потери, обусловленные зубчатостью ротора и статора, вихревыми токами в различных конструктивных узлах машины и другими причинами. При полной нагрузке двигателя потери p_d принимаются равными 0,5% его номинальной мощности.

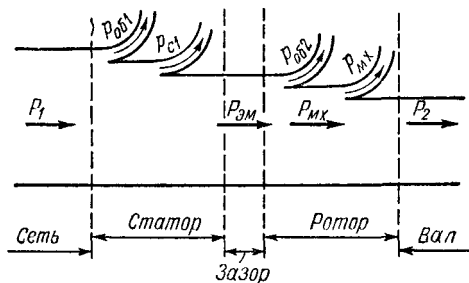


Рис. 12-29. Энергетическая диаграмма двигателя

К. п. д. двигателя

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - (p_{об} + p_c + p_{мх} + p_1)}{P_1},$$

где $p_{об} = p_{об1} + p_{об2}$ — суммарная мощность потерь в обмотках статора и ротора.

Поскольку общие потери зависят от нагрузки, то и к. п. д. двигателя является функцией нагрузки. На рис. 12-30, а дана кривая $\eta = f(P/P_{ном})$, где $P/P_{ном}$ — относительная мощность.

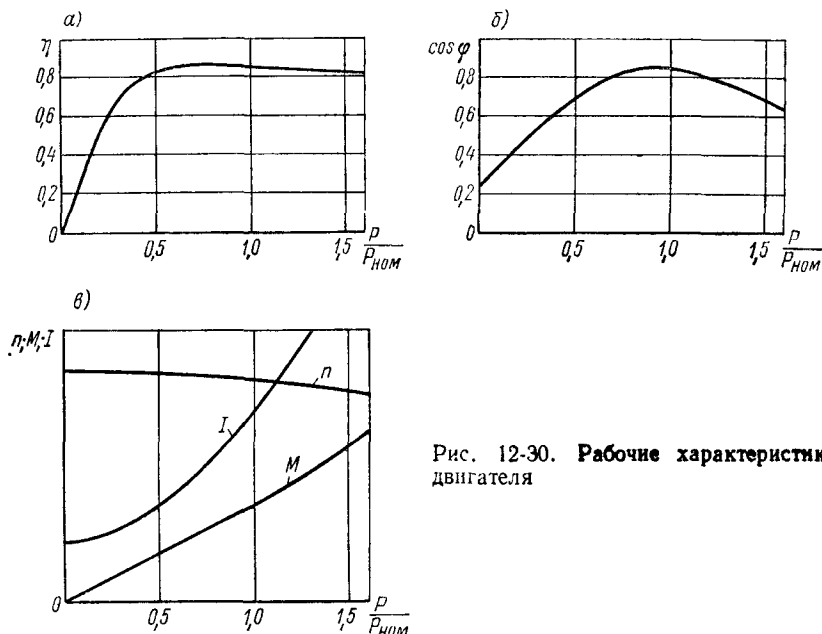


Рис. 12-30. Рабочие характеристики двигателя

Машина конструируется так, чтобы максимум ее коэффициента полезного действия $\eta_{макс}$ имел место при нагрузке, несколько меньшей номинальной. К. п. д. двигателя достаточно высок в широком диапазоне нагрузок (рис. 12-30, а). Для большинства современных асинхронных двигателей к. п. д. имеет значение 80—90%, а для мощных двигателей 90—96%.

12-17. Рабочие характеристики и коэффициент мощности асинхронных двигателей

В гл. 2 рассмотрено народнохозяйственное значение коэффициента мощности, повышение которого необходимо для лучшего использования энергетического оборудования: генераторов электростанций, трансформаторных подстанций, линий электропередачи и распределительных сетей.

Асинхронные двигатели, как наиболее распространенные в промышленности, являются основными потребителями электроэнергии. Они могут сильно снижать $\cos \varphi$ энергетических систем. Зависимость угла φ от нагрузки асинхронного двигателя была рассмотрена в § 12-9 при анализе векторной диаграммы двигателя. На холостом ходу угол φ велик, так как двигатель потребляет почти чисто реактивный ток, идущий на создание основного магнитного потока машины. При увеличении нагрузки и приближении ее к номинальной возрастает активная составляющая тока вследствие увеличения механической мощности на валу двигателя; реактивная составляющая тока при этом мало изменяется, так как основной поток машины примерно постоянен. Таким образом, при увеличении нагрузки двигателя угол φ уменьшается.

При дальнейшем росте нагрузки, когда она становится выше номинальной, сильно увеличиваются магнитные потоки рассеяния, реактивная составляющая тока возрастает и угол φ вновь увеличивается.

На рис. 12-30, б приведена типичная зависимость $\cos \varphi$ от относительной мощности $P/P_{\text{ном}}$ двигателя; наибольшие значения $\cos \varphi$ (около 0,8—0,9) получаются в области нагрузок, близких к номинальной. При малых нагрузках $\cos \varphi$ низок. Поэтому асинхронный двигатель следует выбирать так, чтобы он был достаточно нагружен.

Иногда для повышения коэффициента мощности применяется переключение двигателя с треугольника на звезду. Это возможно тогда, когда двигатель, предназначенный для работы при соединении обмоток статора треугольником, часть рабочего времени загружен относительно мало. В этом случае двигатель при номинальной нагрузке включается треугольником, а при понижении нагрузки в три раза переключается на звезду (при том же напряжении сети). При этом его фазное напряжение уменьшается в $\sqrt{3}$ раз, примерно во столько же раз уменьшаются э. д. с. и основной поток двигателя. Следовательно, уменьшаются намагничивающий ток и реактивная составляющая общего тока машины. Активная мощность за вычетом потерь остается равной мощности, потребляемой рабочим объектом. В результате угол φ уменьшается и $\cos \varphi$ возрастает. Максимальный момент машины при этом падает пропорционально квадрату фазного напряжения, т. е. втрое.

Кривые скорости тока, вращающего момента, к. п. д. и $\cos \varphi$ в функции мощности, отдаваемой двигателем при неизменных напряжениях и частоте сети, называются рабочими характеристиками двигателя. Типичные рабочие характеристики асинхронных двигателей приведены на рис. 12-30, в. Вращающий момент двигателя примерно пропорционален мощности, так как падение скорости двигателя с ростом нагрузки незначительно.

В ряде случаев требуется регулировать скорость асинхронных двигателей (см. § 12-20).

12-18. Однофазные асинхронные двигатели

Однофазные асинхронные двигатели имеют однофазную статорную обмотку; ротор может быть короткозамкнутым или фазным. Обмотка статора выполняется аналогично одной фазе обмотки трехфазного статора, но заполняет не $1/3$ окружности статора, а несколько большую часть — до $2/3$ его окружности.

Переменный магнитный поток этой обмотки неподвижен в пространстве; в зазоре между статором и ротором он направлен по оси рабочей обмотки, что схематично показано на рис. 12-31, *а*. На рис. 12-31, *б* изображена направленная по вертикали м. д. с. F статора; значение ее изменяется во времени по гармоническому закону с амплитудой F_m и угловой частотой ω . Эта неподвижная, но переменная во времени, т. е. пульсирующая, м. д. с. может быть формально заменена двумя другими м. д. с. $F_m/2$, постоянными по значению, но равномерно вращающимися навстречу друг другу с угловой частотой ω . Таким образом, можно считать, что ротор однофазного двигателя находится под действием двух неизменных по значению магнитных потоков, вращающихся в противоположных направлениях.

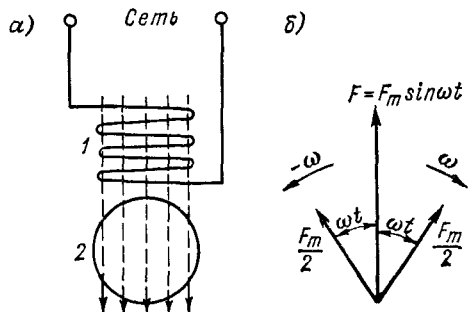


Рис. 12-31. Принцип действия однофазного асинхронного двигателя

1 — рабочая обмотка статора; 2 — ротор

Найдем вращающий момент двигателя, возникающий в результате взаимодействия вращающихся потоков с токами, индуцируемыми в роторе. Используем для этого метод наложения.

Момент, возникающий в роторе под действием вращающегося и постоянного по значению потока, определяется формулой (12-48) в зависимости от скольжения, т. е. от скорости ротора относительно потока. Используем эту зависимость для построения графика скорости вращения ротора в функции момента для поля, вращающегося по часовой стрелке, принимая это направление вращения за положительное направление скорости. На рис. 12-32 этот график изображен штриховой кривой 1.

Зависимость скорости от момента, создаваемого полем, вращающимся против часовой стрелки (штриховая кривая 2), должна быть симметрична кривой 1 относительно начала координат, так как поле, вращающееся во встречном направлении, создает и момент, направленный навстречу.

Суммарный момент от действия прямого и обратного полей для каждого значения скорости n приближенно равен алгебраическому

ческой сумме абсцисс M_1 и M_2 . В результате определения этой суммы для ряда значений скорости получается механическая характеристика $n(M)$ однофазного асинхронного двигателя (сплошная кривая на рис. 12-32). Она симметрична относительно начала координат и проходит через него, т. е. пусковой момент двигателя равен нулю. Двигатель не может прийти во вращение без предварительного разгона ротора от какого-либо постороннего устройства. Первоначальный разгон должен сообщить двигателю такую скорость, при которой его момент превысит момент статических сопротивлений нагрузки; по окончании пуска двигатель будет вращаться в направлении первоначального толчка, которое может быть выбрано произвольно. Пуск двигателя малой мощности в некоторых случаях может производиться толчком от руки.

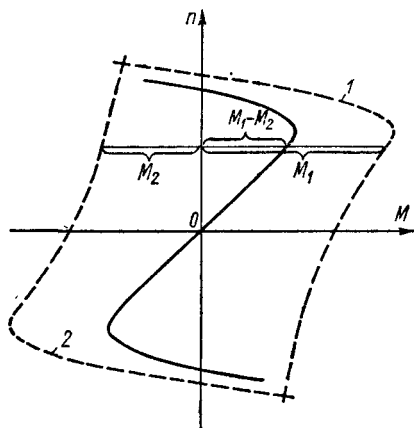


Рис. 12-32. Механическая характеристика однофазного асинхронного двигателя

В большинстве случаев для пуска предусматривается пусковая обмотка; она укладывается в пазах статора, свободных от рабочей обмотки, причем ось пусковой обмотки ориентируется перпендикулярно оси рабочей обмотки. Схема включения однофазного двигателя с пусковой обмоткой дана на рис. 12-33, а. Пусковая обмотка $ПО$ включается обычно через добавочное активное или реактивное сопротивление $ДС$ с тем, чтобы ток в ней был сдвинут по фазе относительно тока в рабочей

обмотке $РО$. Две взаимно перпендикулярные обмотки, питаемые токами, сдвинутыми по фазе, создают вращающееся магнитное поле.

Наиболее благоприятны условия для получения вращающегося поля при сдвиге токов, близком к $\pi/2$, что может достигаться включением пусковой обмотки через конденсатор C (рис. 12-33, б). Под действием вращающегося поля двигатель разгоняется, затем пусковая обмотка отключается, так как она не рассчитана на длительный ток. Для пуска двигателя в обратном направлении необходимо поменять местами зажимы пусковой или рабочей обмотки.

Другая конструкция однофазного асинхронного двигателя имеет явно выраженные полюсы $П$ на статоре (рис. 12-34), однофазная обмотка O которых включается в сеть. Часть каждого полюса охватывается короткозамкнутым витком B . В этом витке за счет переменного потока обмотки O возникает ток, создающий свой переменный поток, сдвинутый по фазе относительно потока обмотки O .

Два переменных магнитных потока, смещенных на некоторый угол в пространстве и сдвинутых по фазе, образуют вращающееся магнитное поле. Ротор такого двигателя может вращаться только в одном направлении, так как при перемене направления тока в обмотке полюсов меняется направление тока и в короткозамкнутом витке.

Однофазные двигатели имеют значительно меньшие к. п. д. и $\cos \varphi$, чем трехфазные; кроме того, они могут вносить асимметрию в нагрузку трехфазной цепи. Поэтому они используются только в случаях, где требуется сравнительно небольшая мощность — единицы и десятки ватт. Большое применение однофазные асинхронные двигатели находят в бытовых приборах и в медицинской аппаратуре.

В условиях эксплуатации обычных трехфазных асинхронных двигателей возможны аварийные случаи, когда двигатели переходят на режим работы в качестве однофазных. Это происходит при размыкании одного из фазных проводов или перегорании предохранителя в одном из трех линейных проводов трехфазной сети. Если это имеет место при вращении двигателя, то он не останавливается, а продолжает работать как однофазный. При переходе трехфазного двигателя в однофазный режим увеличивается его ток, уменьшаются к. п. д. и $\cos \varphi$ двигателя. Длительная работа двигателя при значительной нагрузке сопровождается его перегревом, что приводит к выходу его из строя. Практически переход трехфазного двигателя на однофазную работу обнаруживается по значительному увеличению тока, падению скорости и характерному гудению.

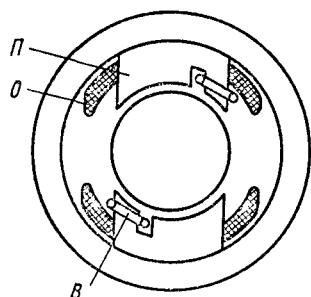


Рис. 12-34. Однофазный двигатель с короткозамкнутыми витками на полюсах

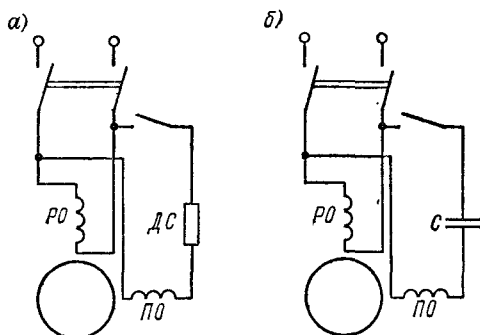


Рис. 12-33. Схемы пуска однофазных двигателей

12-19. Конструктивные исполнения асинхронных двигателей

На рис. 12-35 показан разобранный асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором. Двигатель состоит из корпуса, в который помещен статор 1, ротора 2 с вентиляторами 3 и под-

шипниковых щитов 4. На рисунке показаны также отверстия 5 для охлаждающего воздуха и коробка 6, закрывающая зажимы обмотки. Асинхронные двигатели могут иметь фазный или короткозамкнутый ротор различного исполнения. Кроме того, конструктивно двигатели различаются по способу защиты от внешних воздействий, а именно: они могут быть обычного исполнения; *защищенными* — не допускающими попадания внутрь машины капль воды и других частиц, падающих под углом 45° к вертикали; *закрытыми* — полностью изолированными от попадания в них пыли и других частиц; *влагонепроницаемыми*, *взрывобезопасными* и др.

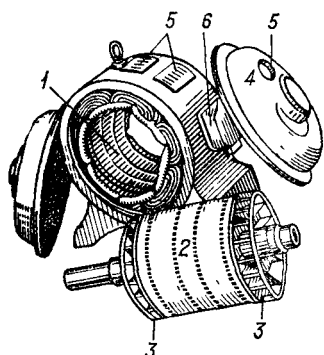


Рис. 12-35. Разобранный асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором

Обычной является конструкция двигателя для установки его в горизонтальном положении (например рис. 12-36, а), но некоторые типы двигателей, например двигатели насосов, выполняются для установки с вертикальным расположением вала. Двигатели могут вы-

полняться для установки его в горизонтальном положении (например рис. 12-36, а), но некоторые типы двигателей, например двигатели насосов, выполняются для установки с вертикальным расположением вала. Двигатели могут вы-

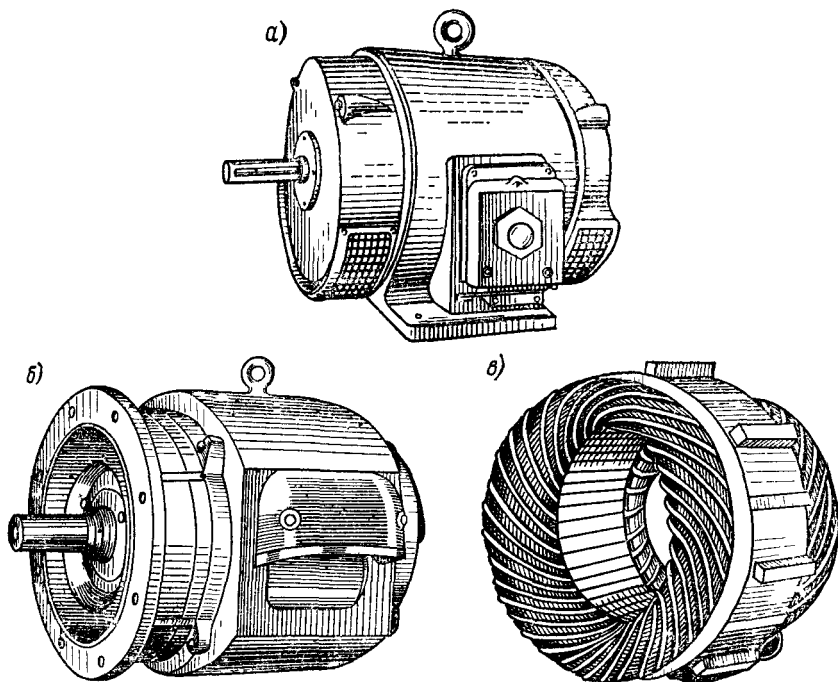


Рис. 12-36. Внешний вид двигателей различных исполнений

полняться с фланцем для крепления к вертикальной стенке приводимого в движение механизма (рис. 12-36, б). Электромашиностроительная промышленность выпускает также *встраиваемые* двигатели, которые монтируются внутри станка или другого приводимого в движение объекта и являются его неотъемлемой частью. На рис. 12-36, в в качестве примера представлен статор одного из типов встраиваемых двигателей.

12-20. Понятия о регулировании скорости асинхронных двигателей

Во многих приводах, например для металлорежущих станков, требуется регулирование скорости. Регулировать скорость привода можно при помощи механической коробки передач, но такое регулирование получается ступенчатым (что не всегда допустимо), связано с усложнением конструкции и снижением ее надежности. Поэтому в современном приводе предпочтительно регулировать скорость самого электродвигателя.

Для трехфазного асинхронного электродвигателя возможности регулирования скорости (в оборотах в минуту) определяются соотношением

$$n = \frac{60f(1-s)}{p},$$

где f — частота переменного тока; s — скольжение; p — число пар полюсов.

Рассмотрим кратко эти возможности.

1. Регулирование скорости изменением числа полюсов машины. Этот способ возможен только для двигателей специального исполнения, где обмотки статора выполняются так, чтобы, изменяя схему соединения их между собой, можно было получать $p = 1; 2; 3; \dots$ Такие двигатели называются многоскоростными. Регулирование является ступенчатым, например $n_0 = 3000, 1500, 1000, \dots$ об/мин. Габариты и стоимость двигателя возрастают. Этот способ регулирования скорости применяется только для двигателей с короткозамкнутым ротором. При фазном роторе пришлось бы и в роторе переключать обмотки, что слишком сложно.

2. Регулирование скорости введением сопротивления в цепь ротора. Этот способ можно применять лишь для двигателя с фазным ротором. В каждую из трех его обмоток вводится регулировочное сопротивление в виде ступеней трехфазного реостата, рассчитанного на длительное протекание тока; в этом случае он называется регулировочным реостатом. Скольжение s при этом можно изменять плавно, что приводит к плавному регулированию скорости в широких пределах. Однако механическая характеристика получается при этом уже не такой жесткой, как без введения реостата. Другие недостатки способа — необходимость наличия реостата, рассчитанного на длительную нагрузку, и значительные потери в нем.

3. Регулирование скорости изменением частоты f напряжения сети. При плавном регулировании значения f обеспечивается плавное регулирование скорости при сохранении жесткости характеристики. В настоящее время этот способ осуществляется при помощи статических преобразователей частоты.

Эти основные, а также другие способы регулирования более подробно рассмотрены в гл. 16.

В целом возможности регулирования скорости трехфазных асинхронных двигателей значительно более ограничены, чем для двигателей постоянного тока (см. гл. 14).

Глава тринадцатая

СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

13-1. Основные понятия о синхронной машине и ее принцип действия

Синхронные машины широко применяются в народном хозяйстве как электрические генераторы и двигатели преимущественно большой мощности. Практически все генераторы электрической энергии на электростанциях являются синхронными. Мощность современных крупных генераторов составляет десятки и сотни тысяч киловольт-ампер. Синхронные машины, как и все электрические машины, обратимы, т. е. они могут работать как генераторами, так и двигателями.

Синхронная машина является машиной переменного тока, устройство ее статора принципиально не отличается от устройства статора асинхронной машины; существенные отличия имеются только в машинах большой мощности. Ротор представляет собой электромагнит, обмотка которого питается постоянным током через два изолированных контактных кольца, укрепленных на валу машины и вращающихся вместе с ротором. Постоянный ток подводится к ротору извне через неподвижные щетки, скользящие по контактным кольцам. Существуют две различные конструкции ротора синхронной машины — *явнополюсная* и *неявнополюсная*.

На рис. 13-1, *а* схематично изображен внешний вид явнополюсного ротора; на передней части вала видны два контактных кольца. Обмотка ротора для простоты не показана; на отдельно представленном полюсе видны два витка обмотки. Явнополюсный ротор, имеющий выступающие полюсы, применяется для тихоходных машин со скоростями вращения до 1000—1500 об/мин. Для быстроходных мощных машин со скоростями 1500—3000 об/мин явнополюсный ротор конструктивно невыполним из-за сложности надежного крепления полюсов при больших центробежных силах.

Поэтому для быстроходных машин применяется неявнополюсный ротор, имеющий вид цилиндра без выступающих полюсов. На рис. 13-1, б схематично дано сечение неявнополюсного ротора; при указанных направлениях токов в обмотке ротора в нем создается магнитное поле с двумя полюсами, показанными на рисунке.

Синхронные машины, применяемые в качестве генераторов, обычно соединяются с первичными двигателями непосредственно, без промежуточных редукторов. Первичными двигателями для

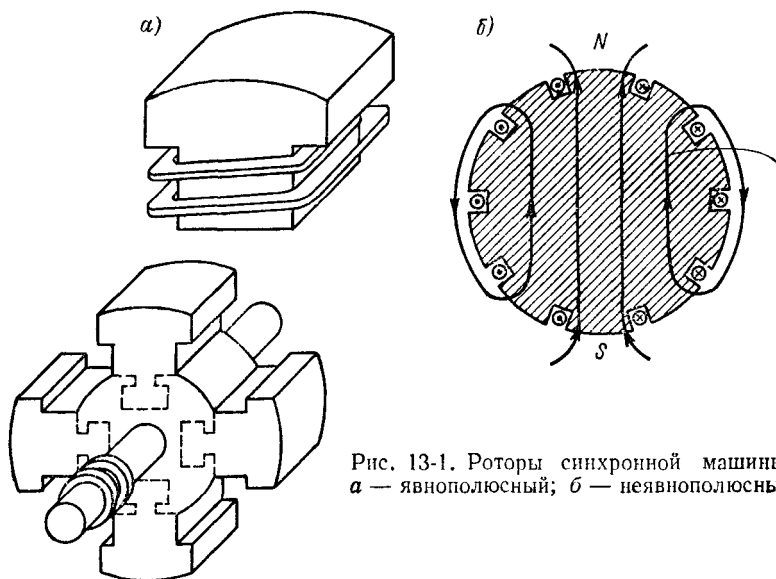


Рис. 13-1. Роторы синхронной машины:
а — явнополюсный; б — неявнополюсный

мощных синхронных генераторов служат гидротурбины, паровые и газовые турбины и относительно редко — двигатели внутреннего сгорания. Гидротурбины обычно имеют малую скорость вращения (примерно десятки оборотов в минуту), а паровые турбины — большую скорость (обычно 1500—3000 об/мин). Генераторы, соединяемые с гидротурбинами, т. е. *гидрогенераторы*, имеют малую скорость вращения, поэтому их роторы выполняются явнополюсными. *Турбогенераторы*, соединяемые с паровыми турбинами, являются быстроходными машинами, и их роторы выполняются неявнополюсными.

На рис. 13-1, а показан явнополюсный ротор с четырьмя полюсами. У тихоходных машин для получения нужной частоты переменного тока явнополюсный ротор выполняется с десятками полюсов. Неявнополюсные роторы изготавливаются обычно двухполюсными или четырехполюсными.

Для получения большой м. д. с. полюсов при относительно небольшом токе обмотки роторов делаются с большим числом вит-

ков. Постоянный ток для питания обмотки возбуждения может подводиться от небольшого генератора постоянного тока — возбuditеля (вращающегося вместе с ротором или приводимого отдельным двигателем) или от выпрямительной установки.

Обмотка статора и ротор имеют одинаковое число полюсов. В ранних конструкциях синхронных машин полюсы, возбуждаемые постоянным током, размещались на неподвижном корпусе, а обмотка переменного тока — на вращающемся роторе. В настоящее время такое конструктивное исполнение применяется редко — только для маломощных низковольтных машин.

В данной главе рассматриваются только трехфазные синхронные машины, как имеющие наиболее широкое промышленное применение

13-2. Холостой ход синхронного генератора

При холостом ходе ток статора синхронной машины равен нулю. На рис. 13-2 дана схема трехфазной синхронной машины. Обмотки статора обычно соединяются звездой, так как при этом в отличие от соединения треугольником в них отсутствуют высшие гармонические токи, кратные трем. Вал машины, показанный на рис. 13-2 штриховой линией, со-

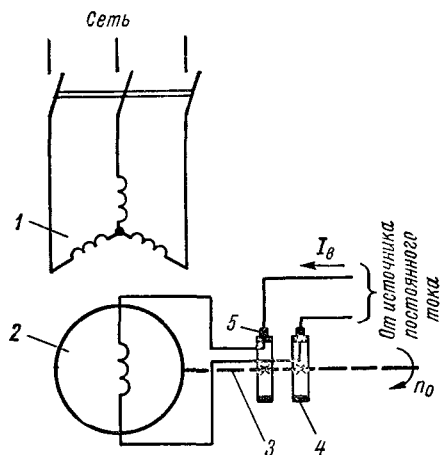


Рис. 13-2. Схема синхронного генератора

1 — статор; 2 — ротор; 3 — вал ротора, 4 — контактные кольца; 5 — щетки

соединен с первичным двигателем, который приводит генератор во вращение с постоянной скоростью n_0 (в оборотах в минуту). Ток возбуждения I_{θ} , поступающий в цепь ротора от источника постоянного тока, может регулироваться от нуля до некоторого максимального значения. Это позволяет изменять магнитный поток ротора в широких пределах, т. е. получать различные значения э. д. с. статора, так как она пропорциональна магнитному потоку ротора. Найдем зависи-

мость э. д. с. от тока возбуждения при холостом ходе, т. е. при разомкнутой цепи статора.

Форма наконечников полюсов ротора выбирается такой, чтобы распределение магнитного потока по окружности статора машины было близким к синусоидальному. Поэтому можно считать, что при вращении ротора магнитный поток, связанный с каждой фазой обмотки статора, изменяется во времени по гармоническому закону.

Тогда действующая синусоидальная э. д. с. E_0 , индуцируемая при холостом ходе в одной фазе статора, согласно (12-5) равна

$$E_0 = 4,44 k \omega f \Phi_0, \quad (13-1)$$

где k — обмоточный коэффициент; ω — число витков одной фазы статора, включенных последовательно; Φ_0 — максимальный магнитный поток полюса ротора при токе возбуждения I_v . Частота f э. д. с., индуцируемых в статоре, определяется выражением (12-4):

$$f = p n_0 / 60. \quad (13-2)$$

Согласно формулам (13-1) и (13-2) э. д. с. статора при неизменной скорости $n_0 = \text{const}$ пропорциональна потоку, поэтому зависи-

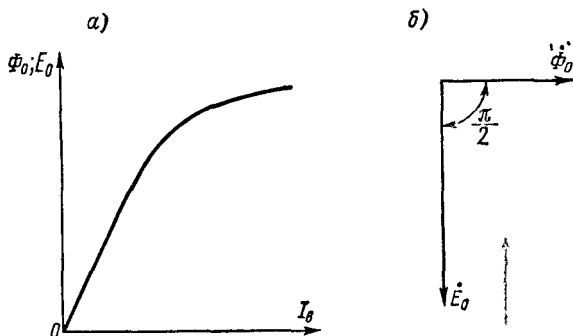


Рис. 13-3. Векторная диаграмма и характеристика холостого хода генератора

мость E_0 от I_v , т. е. характеристика холостого хода синхронного генератора, подобна зависимости магнитного потока от тока возбуждения (рис. 13-3, а).

На рис. 13-3, б построена векторная диаграмма магнитного потока Φ_0 , связанного с одной фазой обмотки, и э. д. с. E_0 , индуцируемой в этой фазе.

13-3. Реакция якоря синхронной машины

В машине, работающей под нагрузкой, т. е. при токах статора, не равных нулю, магнитное поле создается в отличие от холостого хода не только м. д. с. ротора, но и м. д. с. токов статора. Воздействие м. д. с. статора на поле ротора называется реакцией якоря. Название «якорь», относящееся в синхронной машине к обмотке переменного тока, возникло исторически, когда обмотка, в которой индуцировался переменный ток, размещалась на вращающейся части машины. Рассмотрим реакцию якоря для случая, когда машина работает генератором.

На рис. 13-4, а приведена часть ротора с двумя полюсами, которые для удобства условно показаны расположенными на участке развернутой окружности. При движении ротора в направлении, указанном стрелкой, в проводниках статора возникают э. д. с., направления которых показаны в верхней части проводников. Для простоты на рис. 13-4, а изображены только два проводника; направления тока в проводниках показаны знаками в их ниж-

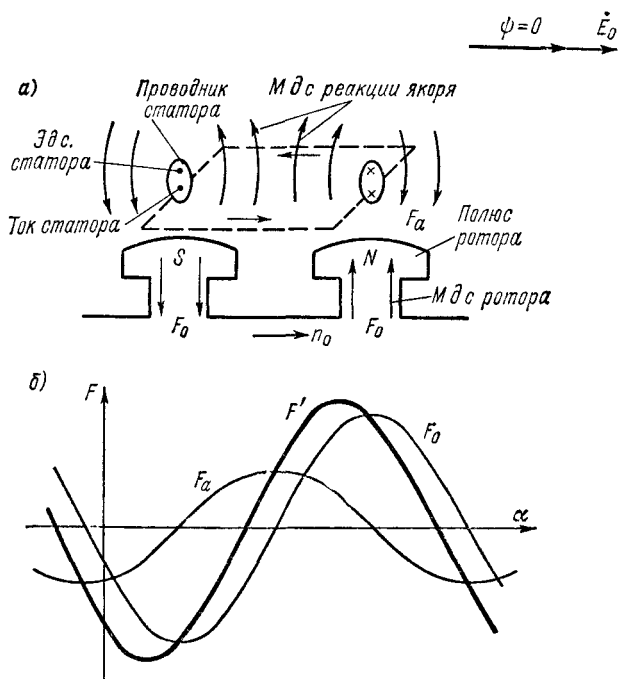


Рис. 13-4. Диаграммы действия реакции якоря

ней части. Знаки даны для случая, когда токи совпадают по фазе с э. д. с. ($\psi = 0$). Замкнутый контур тока показан на рисунке штриховой линией. Из чертежа видно, что в пределах взятого полюсного деления м. д. с. якоря направлена вверх.

На рис. 13-4, б показано распределение м. д. с. F_0 ротора по окружности статора машины, причем здесь и далее считается, что кривые м. д. с. могут заменяться их первыми гармониками; направление м. д. с., соответствующее северному полюсу ротора, принято за положительное.

Распределение м. д. с. реакции якоря вдоль зазора можно по аналогии с рис. 12-11 изобразить в виде периодической прямоугольной функции, претерпевающей скачки в точках, где распо-

ложены проводники статора. На рис. 13-4 показана только первая гармоника этой функции (кривая F_a). Суммарная м. д. с. ротора и реакции якоря показана кривой F' .

Из рисунка видно, что в результате реакции якоря одна половина каждого полюса размагничивается, а другая — подмагничивается и кривая распределения магнитной индукции сдвигается навстречу направлению вращения ротора. Рассмотренный случай является частным, когда ток якоря совпадает по фазе с э. д. с.

В случае когда ток отстает по фазе от э. д. с., кривая F_a распределения м. д. с. реакции якоря сдвигается еще больше против направления вращения ротора; при опережающем токе кривая сдвигается в обратном направлении. Это показано на рис. 13-5 для фик-

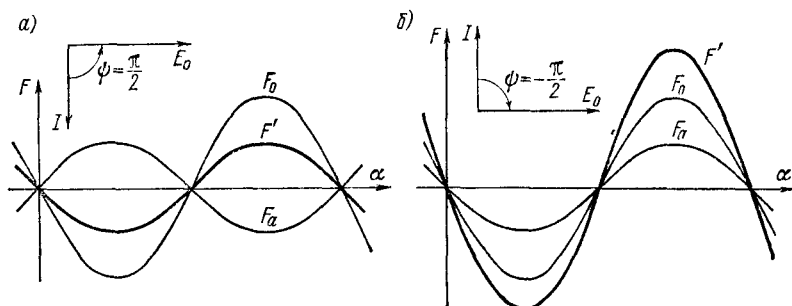


Рис. 13-5. Кривые м. д. с. реакции якоря: а — при индуктивном токе; б — при емкостном токе

сированного момента времени при $\psi = \pi/2$ и $\psi = -\pi/2$. Аналогично можно получить кривые м. д. с. для промежуточного случая $-\pi/2 < \psi < \pi/2$. Из рис. 13-5 видно, что при индуктивном токе ($\psi = \pi/2$) м. д. с. реакции якоря оказывает размагничивающее действие на ротор, а при емкостном токе ($\psi = -\pi/2$) — подмагничивающее.

Будем считать магнитную цепь машины ненасыщенной; в этом случае магнитные потоки пропорциональны м. д. с. Если магнитная цепь насыщена, то указанной пропорциональности нет и размагничивающее действие м. д. с. сказывается сильнее, чем подмагничивающее.

По выражению (13-2) частота э. д. с. и тока статора

$$f = pn_0/60.$$

Скорость вращения магнитного поля статора

$$n = \frac{60f}{p} = \frac{60pn_0}{60p} = n_0$$

равна скорости вращения ротора, т. е. ротор вращается синхронно с магнитным полем статора, чем объясняется название рассматриваемых машин — «синхронные». При частоте 50 Гц скорости вра-

щения поля, а следовательно, и ротора синхронной машины составляют 3000; 1500; 1000; 750 об/мин и т. д.

Поскольку составляющие м. д. с. и результирующая м. д. с. вращаются и распределены по окружности статора по гармоническому закону, можно написать

$$F' = F_0 + \dot{F}_a. \quad (13-3)$$

Если поток реакции якоря равен Φ_a , то результирующий магнитный поток в зазоре ненасыщенной машины

$$\dot{\Phi}' = \dot{\Phi}_0 + \dot{\Phi}_a. \quad (13-4)$$

Э. д. с., индуцируемая потоком Φ' в обмотке статора,

$$\dot{E} = \dot{E}_0 + \dot{E}_a, \quad (13-5)$$

где \dot{E}_0 — комплексная э. д. с., индуцируемая в статоре потоком ротора; \dot{E}_a — комплексная э. д. с., индуцируемая в обмотке статора потоком реакции якоря.

13-4. Векторная диаграмма синхронного генератора

Векторная диаграмма неявнополюсного синхронного генератора дает наглядную картину связи между э. д. с., напряжением и током статора. Начнем построение диаграммы с векторов напряжения \dot{U} и тока \dot{I} статора (рис. 13-6). Знак и значение угла φ между этими векторами зависят от характера нагрузки генератора; диаграмма на рис. 13-6 построена для случая активно-индуктивной нагрузки, когда ток отстает по фазе от напряжения.

Э. д. с., индуцируемая в фазе обмотки статора, равна сумме напряжений на зажимах фазы статора и падения напряжения в сопротивлениях этой фазы:

$$\dot{E} = U + r\dot{I} + jx_p\dot{I}, \quad (13-6)$$

где r — активное сопротивление одной фазы; x_p — индуктивное сопротивление от потоков рассеяния одной фазы обмотки статора.

Понятие индуктивного сопротивления рассеяния обмотки статора для синхронной машины такое же, как и для асинхронной (см. § 12-5). Магнитный поток рассеяния Φ_p совпадает по фазе с током якоря, а э. д. с. рассеяния E_p отстает от тока I на $\pi/2$. Уравнение (13-6) и каждое из последующих уравнений относятся к одной фазе обмотки статора. По выражению (13-6) на рис. 13-6 построена векторная диаграмма, где в соответствии с уравнением (13-5) указана также э. д. с. E_0 , создаваемая в якоре магнитным потоком ротора Φ_0 [см. уравнение (13-4)].

Э. д. с. E_a отстает на $\pi/2$ от индуцирующего ее потока Φ_a реакции якоря. Основным сопротивлением на пути магнитного потока реакции якоря является воздушный зазор, поэтому поток Φ_a находится в фазе с током статора I и пропорционален этому току.

$$-\dot{E}_a = \dot{U}_a = jx_a \dot{I}. \quad (13-7)$$

На векторной диаграмме рис. 13-6 указаны углы: ψ — между э. д. с. E_0 и током I и θ — между э. д. с. E_0 и напряжением U .

Индуктивные падения напряжения от потоков рассеяния $U_p = x_p I$ и потока реакции якоря $U_a = x_a I$ можно заменить суммарным индуктивным падением напряжения $\vec{U}_x = \vec{U}_p + \vec{U}_a = jx_c \vec{I}$, где $x_c = x_p + x_a$ называется синхронным индуктивным сопротивлением статора.

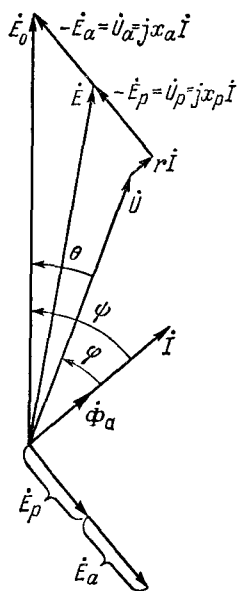


Рис. 13-6. Векторная диаграмма синхронного генератора

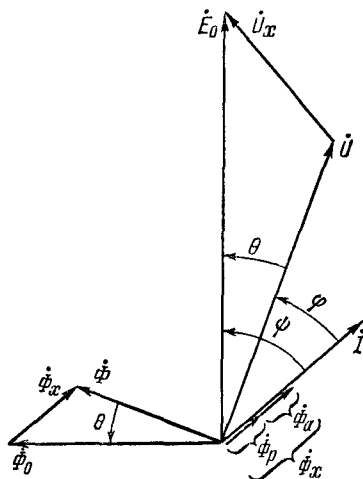


Рис. 13-7. Упрощенная векторная диаграмма синхронного генератора

Активным сопротивлением якоря обычно можно пренебречь, так как оно незначительно по сравнению с синхронным индуктивным сопротивлением. В результате указанных упрощений из рис. 13-6 получаем упрощенную векторную диаграмму синхронного генератора (рис. 13-7); векторы магнитных потоков на этой диаграмме имеют следующий смысл.

Индуктивное падение напряжения U_x обусловлено суммарным действием потоков рассеяния Φ_r и реакции якоря Φ_d . Сумма этих

$$\Phi_{\lambda} = \Phi_p + \Phi_a, \quad (13-8)$$

совпадающих по фазе, представляет собой магнитный поток, создаваемый статором.

Результирующий магнитный поток Φ равен геометрической сумме гармонически изменяющихся потоков Φ_0 и Φ_x :

$$\Phi = \Phi_0 + \Phi_x. \quad (13-9)$$

Согласно рис. 13-7 напряжение на зажимах каждой фазы статора равно $\dot{U} = \dot{E}_0 - \dot{U}_x$. Следовательно, напряжение U соответствует магнитному потоку Φ . Вместо выражения (13-9) можно было бы, учитывая (13-4) и (13-8), записать $\dot{\Phi} = \dot{\Phi}' + \dot{\Phi}_p$. Как следует

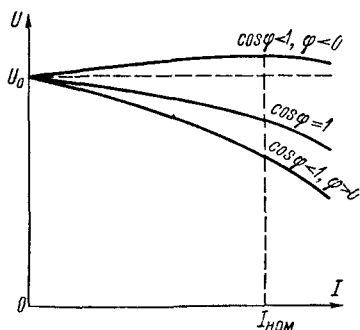


Рис. 13-8. Внешние характеристики синхронного генератора

из векторной диаграммы (рис. 13-7), магнитный поток Φ_0 полюсов ротора опережает результирующий магнитный поток Φ машины на угол θ , что соответствует пространственному сдвигу полюсов ротора в сторону опережения относительно полюсов результирующего поля машины на угол θ в единицах электрического угла. Сдвиг полюсов ротора относительно полюсов результирующего поля в направлении опережения характерен для работы машины в качестве генератора.

Используя векторную диаграмму, представленную на рис. 13-7, можно построить зависимость напряжения U машины от тока статора I (от тока нагрузки) при постоянном токе возбуждения $I_b = \text{const}$, т. е. при постоянстве значения E_0 . Каждая подобная кривая (рис. 13-8) относится к случаю, когда при изменении нагрузки $\cos \varphi$ остается постоянным. Построение внешних характеристик $U(I)$ синхронного генератора аналогично построению внешних характеристик трансформатора по его упрощенной векторной диаграмме. Относительное изменение напряжения генератора (в процентах) при номинальном токе $I_{ном}$

$$\Delta U_{\%} = \frac{U_0 - U_{ном}}{U_{ном}} 100,$$

где U_0 — напряжение при холостом ходе; $U_{ном}$ — напряжение при номинальном токе. Изменение напряжения сравнительно велико из-за значительной реакции якоря — до нескольких десятков процентов. Напряжение может быть сделано более стабильным, если при изменении сопротивления нагрузки, а следовательно, и тока I одновременно изменять магнитный поток ротора Φ_0 , регулируя ток возбуждения I_b машины.

Здесь рассмотрен синхронный генератор как отдельно взятая машина. Практически же синхронные генераторы всегда работают параллельно на одну общую сеть. При этом напряжение U для них оказывается общим (если пренебречь падением напряжения в проводах), и вводится понятие напряжения сети $U_c = -U$.

13-5. Вращающий момент синхронной машины

Электрическая мощность, отдаваемая трехфазным синхронным генератором при симметричной нагрузке,

$$P = 3UI \cos \varphi, \quad (13-10)$$

где U и I — действующие фазные напряжение и ток.

Механическая мощность, сообщаемая генератору первичным двигателем,

$$P_{\text{мх}} = \omega_p M, \quad (13-11)$$

где M — момент сопротивления вращению ротора; ω_p — частота вращения ротора.

Эта мощность преобразуется в электрическую мощность, за вычетом потерь в генераторе.

Пренебрегая в первом приближении потерями в машине и приравнивая электрическую и механическую мощности, получим из (13-10) и (13-11) момент, преодолеваемый первичным двигателем:

$$M = \frac{3UI \cos \varphi}{\omega_p}. \quad (13-12)$$

В рассматриваемом случае, когда машина работает генератором, развиваемый ею момент противодействует вращению ротора, т. е. является тормозящим. Формула (13-12) справедлива и для случая работы машины двигателем, но при этом момент M становится движущим (синхронный двигатель рассматривается ниже).

Из векторной диаграммы, приведенной на рис. 13-9, следует

$$U_x \cos \varphi = E_0 \sin \theta$$

или

$$I \cos \varphi = \frac{E_0 \sin \theta}{x_c}. \quad (13-13)$$

С учетом (13-2) частота вращения ротора (в радианах в секунду) равна

$$\omega_p = 2\pi n_0 / 60 = 2\pi f / p = \omega / p, \quad (13-14)$$

где $\omega = 2\pi f$ — угловая частота переменного тока.

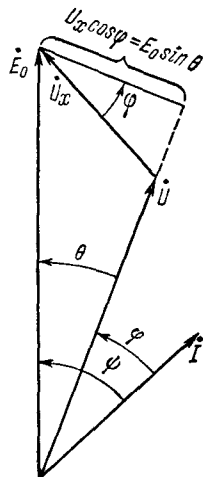


Рис. 13-9. Векторная диаграмма к определению вращающего момента синхронной машины

Подставляя (13-13) и (13-14) в (13-12), находим

$$M = M_{\text{макс}} \sin \theta, \quad (13-15)$$

где максимальный момент

$$M_{\text{макс}} = 3 \frac{p}{\omega} \frac{UE_0}{x_c} = 3 \frac{p}{\omega} UI_k; \quad (13-16)$$

здесь I_k — ток короткого замыкания генератора, устанавливающийся в генераторе при замыкании обмотки статора, в которой индуцируется э. д. с. E_0 .

Согласно выражению (13-15) вращающий момент синхронной машины и ее мощность пропорциональны синусу угла сдвига между осями полюсов ротора и результирующего магнитного поля машины.

У явнополюсных машин зависимость вращающего момента от угла θ отклоняется от чисто синусоидальной за счет реактивного момента.

13-6. Работа синхронной машины в режиме двигателя

В режиме двигателя синхронная машина потребляет энергию из сети и преобразует ее в механическую энергию. Момент машины при этом является движущим, а не тормозящим, как в режиме генератора. Это соответствует

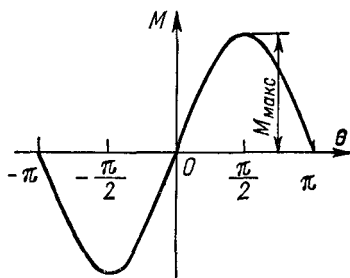


Рис. 13-10. Угловые характеристики синхронной машины

тому, что в формуле (13-15) становится $\theta < 0$. Физически это означает, что в двигателе в отличие от генератора полюсы ротора отстают от вращающегося поля; теперь уже последнее «ведет» за собой ротор. При этом скорость ротора равна синхронной n_0 , а угол θ определяется формулой (13-15) с учетом равенства моментов двигателя и нагрузки. Это равенство возможно при условии, что момент нагрузки не превышает

наибольшего значения момента $M_{\text{макс}}$, который в состоянии развить синхронная машина. В противном случае равновесие между моментами будет невозможно, поддержание синхронной скорости вращения ротора нарушится и машина выпадет из синхронизма. Ее скорость начнет падать, возникнут недопустимые колебания тока и вращающего момента двигателя; при этом последний должен быть немедленно отключен от сети.

Практически работа машины в качестве двигателя возможна только тогда, когда момент нагрузки меньше $M_{\text{макс}}$. Обычно при номинальной нагрузке угол θ устанавливается в пределах 20—30°. Соответственно номинальный момент $M_{\text{ном}}$ двигателя не пре-

вышает $0,5 M_{\text{макс}}$. Эти значения аналогичны указываемым обычно и для генератора.

На рис. 13-10 приведены *угловые характеристики* синхронной машины, построенные в соответствии с формулой (13-15) для $-180^\circ \ll \theta \ll 180^\circ$. Область положительных углов θ относится к работе машины генератором, а область отрицательных углов — к работе двигателем.

На рис. 13-11 приведена механическая характеристика синхронного двигателя. Она часто называется *абсолютно жесткой*, так как скорость двигателя не зависит от момента нагрузки и равна синхронной скорости n_0 .

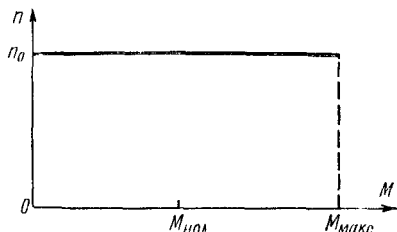


Рис. 13-11. Механическая характеристика синхронного двигателя

Рассмотрим сдвиг тока двигателя относительно напряжения сети (рис. 13-12). Здесь учтено, что $\theta < 0$ в отличие от рис. 13-7. Векторная диаграмма дана для двух случаев: перевозбуждения машины, когда $E_0 > U_c$ (рис. 13-12, а), и недовозбуждения, когда $E_0 < U_c$ (рис. 13-12, б). В первом случае ток I является для сети опережающим, а во втором — отстающим.

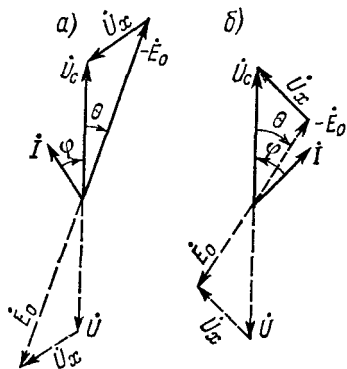


Рис. 13-12. Векторные диаграммы синхронного двигателя

В отношении выполнения двигателем механической работы совершенно безразлично, каков режим возбуждения машины, так как двигатель в обоих режимах может обеспечивать нужный механический момент. Однако с электроэнергетической точки зрения режим возбуждения крайне важен, поскольку, как и в случае работы генератором, он определяет значение и фазовый сдвиг тока I . Это можно видеть из сравнения диаграмм а и б на рис. 13-12.

Для одиночного синхронного двигателя было бы наиболее выгодно подобрать такой ток возбуждения, когда необходимая механическая мощность получается при наименьшем рабочем токе I ($\varphi = 0$). Из рис. 13-12 следует, что это имеет место при некотором перевозбуждении. Предполагается, что двигатель при этом обладает достаточной перегрузочной способностью. Практически синхронные двигатели обычно подключены к сети, от которой одновременно питаются и другие потребители. Основную часть нагрузки чаще всего дают асинхронные двигатели, всегда потребляющие ток, отстающий по фазе от напряжения сети. Поэтому наиболее

рационально заставить синхронные двигатели работать с опережающими токами, чтобы их реактивные составляющие хотя бы частично компенсировали отстающие реактивные составляющие тока синхронных двигателей.

Способность синхронных двигателей работать при опережающем токе является очень ценной и используется для повышения коэффициента мощности ($\cos \varphi$) отдельных потребителей и энергетических систем в целом.

13-7. Пуск в ход и основные характеристики синхронных двигателей

Пуск в ход синхронного двигателя обычного исполнения непосредственным включением в сеть невозможен. В момент включения двигателя в сеть ротор неподвижен. Пусть в момент включения взаимное расположение полюсов ротора (изображены сплошной линией) и магнитного поля статора (полюсы даны штриховой линией) будет таким, как показано на рис. 13-13, а. Так как разноименные полюсы стремятся расположиться друг против друга, возникает момент, действующий со стороны статора на ротор в на-

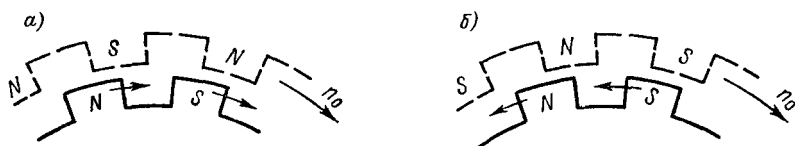


Рис. 13-13. Взаимодействие полюсов при пуске в ход синхронного двигателя

правлении часовой стрелки. Через половину периода переменного тока, питающего статор, поле статора повернется на одно полюсное деление, т. е. полюсы поля статора поменяются местами. Ротор за это же время практически не сдвинется с места из-за механической инерции; взаимное расположение полюсов ротора и поля статора будет таким, как показано на рис. 13-13, б; при этом момент, действующий со стороны статора на ротор, окажется направленным против часовой стрелки. В результате ротор не сдвинется с места, так как он будет находиться под действием кратковременных знакопеременных толчков.

Пуск синхронного двигателя возможен лишь при условии, что предварительно будет произведен разгон ротора до скорости, равной синхронной или близкой к ней. Это может быть сделано, например, при помощи какого-либо постороннего двигателя. Теперь такие вспомогательные разгонные двигатели мало применяются, так как они удорожают установку с синхронным двигателем и увеличивают ее габариты.

Для синхронных двигателей обычно применяется асинхронный пуск в ход, состоящий в том, что в начале пуска двигатель разгоняется как асинхронный. Для этого ротор снабжается коротко-

замкнутой обмоткой, подобной короткозамкнутой клетке асинхронного двигателя.

В процессе пуска перед включением статора двигателя в трехфазную сеть обмотка возбуждения, т. е. обмотка ротора, замыкается на сопротивление; постоянный ток в эту обмотку пока не подается. Затем включается обмотка статора и возникает вращающееся магнитное поле. Оно индуцирует токи в пусковой клетке ротора, в результате чего возникает вращающий момент и двигатель разгоняется до некоторой установившейся скорости n . Все происходит так же, как и при пуске асинхронного двигателя; поэтому скорость n оказывается близкой к синхронной скорости n_0 , т. е. к скорости вращения поля, но меньшей, чем n_0 на несколько процентов. Затем обмотка возбуждения отключается от сопротивления и подключается к источнику постоянного тока.

В результате возникает обычный для синхронной машины момент взаимодействия вращающегося поля статора и полюсов ротора и машина втягивается в синхронизм, т. е. ротор начинает вращаться синхронно с полем. Схема асинхронного пуска синхронного двигателя дана на рис. 13-14.

У мощных синхронных двигателей для уменьшения пускового тока применяется, как правило, пуск при помощи автотрансформатора или реактивных сопротивлений (реакторов), включаемых последовательно с обмоткой статора. Непосредственный пуск применяется только для двигателей относительно небольшой мощности—до сотен киловатт. Пусковая клетка синхронного двигателя в отличие от клетки асинхронной машины рассчитывается только для кратковременного процесса пуска и имеет относительно небольшую массу.

При вращении ротора с синхронной скоростью, т. е. при отсутствии скольжения, в пусковой клетке токи не возникают и в дальнейшей работе машины клетка не участвует. Исключение составляют моменты времени, когда машина испытывает кратковременные толчки при изменении нагрузки; при этих толчках в асинхронной обмотке возникают токи и вращающий момент, препятствующий колебаниям скорости. Замыкание обмотки возбуждения на сопротивление в начале пуска производится для того, чтобы вращающееся поле не могло создать в неподвижной роторной обмотке большую э. д. с., опасную для изоляции машины. Кроме того, роторная обмотка, замкнутая на активное сопротивление, работает как дополнительная асинхронная обмотка и создает дополнительный пусковой момент.

Синхронные двигатели конструктивно сложнее асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором, так как имеют значительно

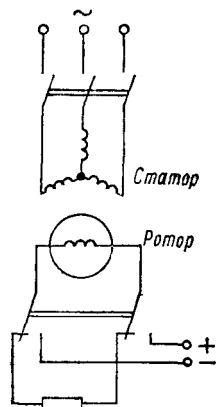


Рис. 13-14. Схема синхронного двигателя с асинхронным пуском

более сложную конструкцию ротора. Для синхронного двигателя требуется источник постоянного тока. Пуск синхронных двигателей значительно сложнее, чем асинхронных; он состоит из нескольких операций, при этом необходимы более сложные пусковые устройства. В то же время синхронные двигатели могут работать с любым коэффициентом мощности, который можно изменять независимо от нагрузки на валу двигателя, регулируя его ток возбуждения. Таким образом, синхронный двигатель позволяет повышать коэффициент мощности потребителя.

Достоинством синхронного двигателя является также то, что его максимальный момент зависит от напряжения сети в первой степени согласно формуле (13-16), а не во второй степени, как для асинхронного двигателя, согласно формуле (12-50). Это значит, что в обычных условиях колебаний напряжения сети при изменении ее нагрузки момент синхронного двигателя является более стабильным.

Сопоставление достоинств и недостатков синхронных двигателей показывает, что их целесообразно применять для установок большой мощности, начиная примерно с 50—100 кВт, в особенности для установок, работающих в условиях редких пусков. Примерами таких установок могут быть мощные компрессоры и электромашинные преобразователи переменного тока в постоянный.

13-8. Синхронные компенсаторы

Способность синхронной машины вызывать в сети опережающий ток и служить генератором реактивной мощности является настолько ценной, что широкое применение находят синхронные машины, предназначенные специально для работы в качестве двигателей на холостом ходу, генерирующих реактивную мощность и повышающих $\cos \varphi$ сети. Такие машины, называемые синхронными компенсаторами, обычно работают в режиме перевозбуждения, вызывая ток, опережающий напряжение сети на угол, близкий к $\pi/2$. Тем самым компенсируется реактивная составляющая тока других потребителей.

При работе синхронных компенсаторов уменьшается результирующий ток, нагружающий электрическую сеть. Потребление энергии синхронными компенсаторами невелико, так как потери мощности в синхронных компенсаторах не превышают 2—3% их номинальной мощности. Номинальная мощность синхронных компенсаторов определяется значением полной мощности в киловольт-амперах. По сравнению с конденсаторами, которые также вызывают в сети опережающий ток и используются для повышения $\cos \varphi$ сети, синхронные компенсаторы дешевле, имеют меньшие габариты при той же мощности, но потери мощности в них больше потерь в конденсаторах.

Синхронные компенсаторы обладают некоторыми конструктивными особенностями по сравнению с другими синхронными маши-

нами. Они имеют облегченную механическую конструкцию, так как не несут механической нагрузки, и увеличенное сечение обмотки возбуждения, которая рассчитывается на длительную работу в режиме перевозбуждения. Пуск синхронных компенсаторов производится так же, как и синхронных двигателей.

13-9. Потери энергии и к.п.д. синхронных машин

Потери энергии в синхронных машинах можно разделить на следующие: а) потери в обмотках статора и ротора; б) потери в стали (эти потери практически имеют место только в статоре, так как ротор вращается синхронно с магнитным потоком и не перемагничивается); в) механические потери (на трение в подшипниках, в скользящих контактах, т. е. между кольцами и щетками, и на трение вращающихся частей о воздух — вентиляционные потери).

Кроме того, в синхронной машине имеются добавочные потери, обусловленные пульсациями магнитного потока при переходе его через пазы статора, вихревыми токами в ряде частей машины и другими причинами. Имеются также потери в источнике постоянного тока, питающем обмотку возбуждения.

Пусть p — сумма всех потерь мощности, тогда коэффициент полезного действия трехфазной синхронной машины может быть представлен в следующем виде:

для генератора

$$\eta = \frac{\sqrt{3} UI \cos \varphi}{\sqrt{3} UI \cos \varphi + p};$$

для двигателя

$$\eta = \frac{\sqrt{3} UI \cos \varphi - p}{\sqrt{3} UI \cos \varphi},$$

где U и I — действующие линейные напряжение и ток.

К. п. д. синхронных машин, как и других электрических машин, является функцией их нагрузки. Кривая к. п. д. синхронной машины в функции отношения мощности к номинальной мощности имеет примерно такой же вид, как и у асинхронной машины [см. кривую $\eta = f(P/P_{\text{ном}})$ на рис. 12-30]. Максимум к. п. д. соответствует нагрузкам, близким к номинальной. Он равен 88—95% и выше для машин большой мощности.

13-10. Конструктивные исполнения синхронных машин

В настоящее время наша промышленность выпускает различные типы синхронных генераторов, двигателей и компенсаторов с широким диапазоном мощностей. Среди синхронных генераторов имеются турбо- и гидрогенераторы уникальных мощностей, предназначенные для осуществления грандиозных планов развития электрификации СССР.

Мощность отечественных турбо- и гидрогенераторов достигает 1200 и 690 тыс. кВт соответственно с перспективой дальнейшего увеличения.

Турбогенераторы имеют горизонтальное исполнение, т. е. вал турбогенератора располагается горизонтально, как и вал паровой турбины, с которым он непосредственно сочленяется. Мощные гидрогенераторы имеют вертикальное исполнение, т. е. вертикальное расположение вала, сочленяемого с вертикальным валом гидротурбины. Гидротурбины размещаются под полом машинного

зала, в котором находятся гидрогенераторы. Высота каждой установки, состоящей из гидротурбины и генератора, может достигать высоты здания в несколько этажей.

Отечественная промышленность выпускает также синхронные компенсаторы мощностью до 150 тыс. квар.

Синхронные трехфазные двигатели изготавливаются на различные мощ-

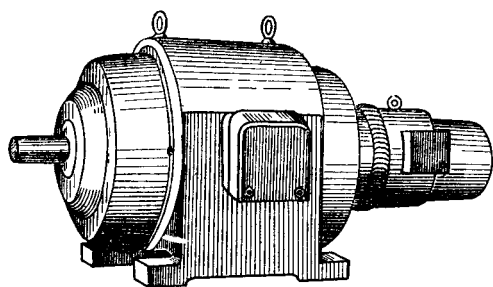


Рис. 13-15. Трехфазный синхронный двигатель горизонтального защищенного исполнения

ности — до 22 тыс. кВт. Эти двигатели, как и асинхронные, могут иметь различное исполнение в зависимости от способа их защиты от внешних воздействий (открытое, защищенное, закрытое и т. д.).

Синхронные двигатели выпускаются как универсальные, так и специального назначения. Обычным является использование двигателей с горизонтальным расположением вала. Изготавливаются также двигатели для установки с вертикальным расположением вала.

На рис. 13-15 в качестве примера изображен трехфазный синхронный двигатель горизонтального защищенного исполнения, имеющий консольно присоединенный возбудитель (удлиненная цилиндрическая часть корпуса, вытянутая вдоль правого конца вала).

Глава четырнадцатая

МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

14-1. Общие понятия об устройстве машин постоянного тока и принципе их действия

У машины постоянного тока нормального исполнения цилиндрический ротор с расположенной на нем обмоткой, называемый якорем, вращается в неподвижном магнитном поле

(рис. 14-1). В витках 1 — 3 и 2 — 4 обмотки якоря индуктируются переменные э. д. с., и для получения неизменного направления тока i в сопротивлении нагрузки r применяется коллектор K , состоящий из медных изолированных друг от друга пластин, образующих цилиндр, по которому скользят щетки a — b . Наличие коллектора является отличительной особенностью машины постоянного тока. К его пластинам присоединяются начала и концы витков обмотки. Стороны витков, расположенные за плоскостью рисунка, условно показаны штриховыми линиями.

В положении, показанном на рис. 14-1, a , между щетками будет максимальная э. д. с., так как стороны 1—3 витка пересекают магнитные линии перпендикулярно. При дальнейшем вращении эта э. д. с. начнет убывать. После поворота якоря на 45° (рис. 14-1, б) щетки перейдут с пластин 1 — 3 коллектора на пластины 2 — 4 и подключатся к следующему витку. Э. д. с. в нем будет сначала возрастать до максимума, а затем начнет уменьшаться, пока щетки снова не перейдут на пластины 3 — 1; э. д. с. снова начнет возрастать и т. д. Рост и уменьшение э. д. с. происходят за время, соответствующее повороту якоря на угол $\pi/2$ (рис. 14-2); на протяжении

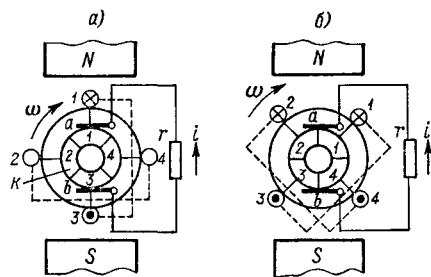


Рис. 14-1. Простейший генератор с двумя витками и четырьмя коллекторными пластинами

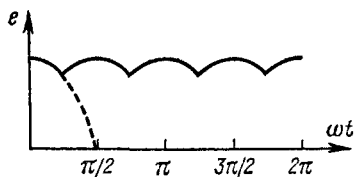


Рис. 14-2. Э. д. с. генератора с четырьмя коллекторными пластинами

этого времени каждая щетка касается одной и той же коллекторной пластины. Пульсации э. д. с. (и тока) вредно сказываются на работе приемников и самого генератора. Для их уменьшения увеличивают число витков, в которых индуктируются э. д. с., и число коллекторных пластин.

В соответствии с принципом обратимости машина постоянного тока может работать как генератор и как двигатель. В любом случае проводники пересекают линии поля и в них возникают э. д. с.

Одновременно на проводники с током в магнитном поле действуют электромагнитные силы.

Генератор преобразует механическую энергию, которая подводится к валу первичным двигателем, в электрическую, потребляемую приемником, включенным на его зажимы. Механическое усилие первичного двигателя (рис. 14-3, a) приводит проводники якоря в движение с некоторой скоростью v . Возникающая э. д. с. E вызывает ток I такого же направления и должна преодолеть падение напря-

жения в обмотке якоря и в сопротивлении нагрузки:

$$E = U + Ir_{\text{я}}, \quad (14-1)$$

где U — напряжение на зажимах генератора или приемника;
 $r_{\text{я}}$ — сопротивление цепи якоря.

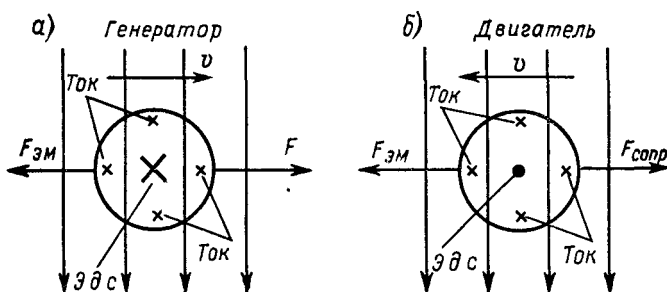


Рис. 14-3. Э. д. с, токи и механические силы в проводнике обмотки якоря генератора и двигателя постоянного тока

Электромагнитная сила $F_{\text{эм}}$, действующая на проводники с током, оказывает противодействие усилию F первичного двигателя. В установившемся режиме при постоянной скорости эти силы равны:

$$F = F_{\text{эм}}.$$

Механическая мощность, развиваемая первичным двигателем,

$$P_{\text{мх}} = Fv = F_{\text{эм}}v = P_{\text{эм}} \quad (14-2)$$

преобразуется в электромагнитную мощность генератора $P_{\text{эм}}$. Последняя частично расходуется на нагрев обмотки якоря, а остающаяся ее часть составляет электрическую мощность $P_{\text{эл}}$, потребляемую приемником ($P_{\text{эл}} = UI$):

$$P_{\text{эм}} = EI = (U + Ir_{\text{я}})I = P_{\text{эл}} + I^2r_{\text{я}}. \quad (14-3)$$

В двигателе протекание тока в обмотке якоря обусловлено приложенным напряжением U , направление которого совпадает с направлением тока (рис. 14-3, б). На проводники с током действует электромагнитная сила $F_{\text{эм}}$, приводящая в движение якорь со скоростью v . При том же направлении тока, что и в генераторе, направление движения будет противоположным. Возникающая в проводниках при пересечении линий поля э. д. с. оказывается противоположной току, а следовательно, и напряжению U , которое должно преодолеть эту э. д. с. и падение напряжения в обмотке якоря:

$$U = E + Ir_{\text{я}}. \quad (14-4)$$

При постоянной скорости электромагнитная сила должна преодолевать силу сопротивления $F_{\text{сопр}}$ на валу двигателя. Электрическая

мощность, потребляемая двигателем из сети,

$$P_{\Sigma} = UI = EI + I^2 r_{\Sigma} = P_{\Sigma} + I^2 r_{\Sigma} \quad (14-5)$$

частично идет на нагрев обмотки якоря. Остаточная ее часть представляет собой электромагнитную мощность, которая оказывается равной механической мощности, развиваемой двигателем на валу.

$$P_{\Sigma} = EI = F_{\Sigma} v = F_{\text{сопр}} v = P_{\text{мх}}. \quad (14-6)$$

Полученные выражения можно объединить:

$$P_{\text{мх}} = P_{\Sigma} \pm I^2 r_{\Sigma}; \quad E = U \pm I r_{\Sigma}, \quad (14-7)$$

(знак плюс берется для генератора, минус — для двигателя).

14-2. Конструктивное устройство машин постоянного тока

Основными частями машины постоянного тока являются **с т а т о р** с магнитными полюсами и **я к о р ь** (рис. 14-4). Основой неподвижной части является **с т а н и н а**, имеющая лапы или фланец для установки машины. К станине болтами крепятся **о с н о в н ы е** **п о л ю с ы** с обмоткой возбуждения, создающей основное магнитное поле машины. Станина отливается из чугуна или изготавливается из стали. Основные полюсы для уменьшения потерь, возникающих от вихревых токов, набираются из листов электротехнической стали. Поверхность основного полюса, обращенная к якорю, расширяется и образует **н а к о н е ч н и к**, форма которого подбирается так, чтобы получалось желаемое распределение индукции по окружности якоря. К станине же между основными полюсами крепятся **д о б а в о ч н ы е** **п о л ю с ы**, с помощью которых достигается безыскровая работа щеток на коллекторе, изготавливаемых из графита или угля. В малых машинах добавочные полюсы иногда не устанавливаются.

К станине малых и средних машин крепятся **п о д ш и п н и к о в ы е** **щ и т ы** с шариковыми или роликовыми **п о д ш и п н и к а м и**, в которых вращается вал якоря. В крупных машинах **с т о я к о в ы е** **п о д ш и п н и к и** скольжения устанавливаются отдельно от станины на фундаментной плите.

Отвод (у генератора) тока от вращающегося коллектора или подвод (у двигателя) тока к вращающемуся коллектору производятся с помощью **щ е т о к**, помещаемых в обоймы **щ е т к о д е р ж а т е л е й**. Пружины щеткодержателей постоянно прижимают щетки к поверхности коллектора. Щеткодержатели располагаются на пальцах, закрепленных в специальной **т р а в е р с е**, положение которой можно регулировать в небольших пределах при настройке работы щеточного аппарата. В тело щеток запрессовываются токоотводящие канатики, снабженные наконечниками, присоединяемыми к **т о к о с о б и р а ю щ и м** **ш и н а м**, от которых идут отводы к зажимам машины. В крупных машинах с боль-

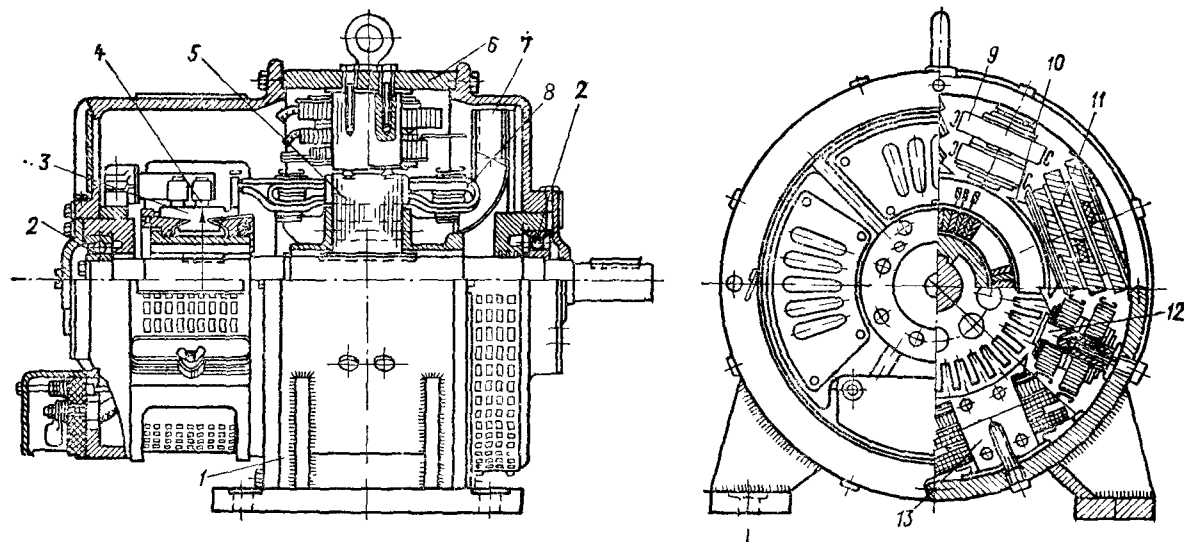


Рис. 14-4. Конструкция машины постоянного тока

1 — станина; 2 — подшипник; 3 — коллектор; 4 — щетки; 5 — сердечник якоря; 6 — ярмо; 7 — вентилятор; 8 — обмотка якоря; 9 — катушка добавочного полюса; 10 — полюсный наконечник; 11 — катушка основного полюса; 12 — сердечник добавочного полюса; 13 — сердечник основного полюса

шим числом щеток последние располагают на специальных жестких б р а к е т а х. В малых машинах щеткодержатели часто крепятся непосредственно на корпусе. Для улучшения охлаждения машины на валу (обычно со стороны, противоположной коллектору) помещается вентилятор центробежного типа.

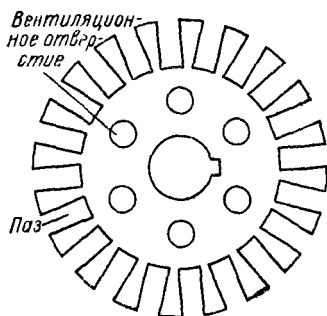


Рис. 14-5. Лист стали якоря

Якорь подвергается вращательному перемagnetиванию и для уменьшения потерь набирается из изолированных друг от друга листов электротехнической стали. В листах якоря (рис. 14-5) штампуются п а з ы для размещения обмотки, а у машин средней и большой мощности — еще и вентиляционные отверстия для улучшения охлаждения. Пакет якоря сжимается нажимными шайбами, закрепляемыми на валу. Между поверхностями якоря и основных полюсов имеется з а з о р.

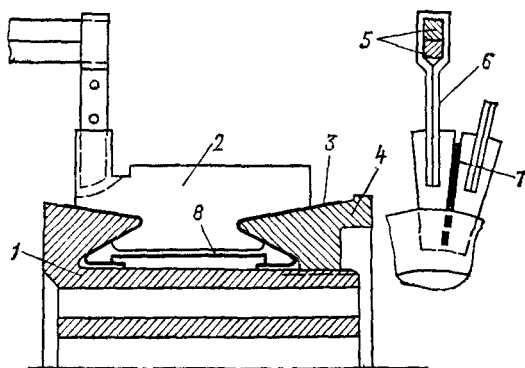


Рис. 14-6. Коллектор машины постоянного тока

1 — втулка коллектора; 2 — коллекторная ламель; 3 — миканитовые манжеты; 4 — нажимной конус; 5 — концы секций обмотки якоря; 6 — петушок; 7 — миканитовая прокладка; 8 — миканитовый цилиндр

Обмотка якоря обычно состоит из секций, заготавливаемых на специальных шаблонах или станках. Крепление обмотки в пазах производится деревянными или текстолитовыми клиньями. Для предотвращения повреждения выступающих частей обмотки якоря, называемых л о б о в ы м и, при действии центробежных сил поверх них наматывается проволоочный б а н д а ж. Обмотки машины пропитываются изоляционными лаками и

компаундами; это улучшает условия теплоотдачи, свойства изоляции и придает дополнительную механическую прочность обмоткам.

Коллектор (рис. 14-6) набирается из медных пластин (ламель) трапециевидального сечения, имеющих выступы в виде ласточкиного хвоста. Пластины изолируются друг от друга миканитовыми прокладками и стягиваются нажимными конусами. От втулки коллектора ламели изолируются миканитовым цилиндром, а от нажимных конусов — миканитовыми манжетами. Втулка коллектора насаживается на вал. Выступающий конец каждой ламели имеет прорезь, в которую впаиваются у малых машин концы двух смежных секций обмотки якоря. У средних и крупных машин соединение секций обмотки с ламелями производится короткими плоскими медными перемычками, называемыми *петушками*. Коллектор является наиболее сложной и ответственной деталью машины постоянного тока.

14-3. Обмотки якорей машин постоянного тока

Все проводники обмотки якоря, находящиеся в пазах, являются активными — все они участвуют в создании э. д. с. Концы секций обмотки якоря присоединяются к пластинам коллектора. Для того

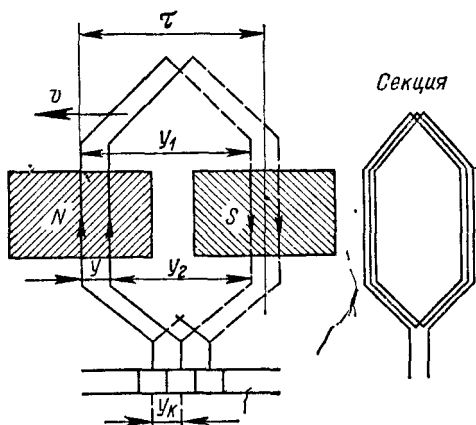


Рис. 14-7. Принцип построения петлевой обмотки (полюсы расположены под обмоткой)

y_1, y_2 — первый и второй частичные шаги обмотки; $y = y_1 - y_2$ — результирующий шаг; y_K — шаг по коллектору

чтобы э. д. с. в сторонах секций суммировались, стороны каждой секции располагают под полюсами различной полярности на расстоянии, равном примерно полюсному делению τ (дуга окружности якоря между осями соседних полюсов).

На рис. 14-7 изображен принцип построения так называемой простой петлевой обмотки, секции которой имеют вид петель.

Э. д. с. между щетками складываются из э. д. с. отдельных секций, число которых между каждой парой соседних щеток одинаково. Щетки одинаковой полярности, находящиеся против одноименных полюсов, объединяются и соединяются с выводными зажимами машины. Общее число щеток и параллельных ветвей простой петлевой обмотки оказывается равным числу полюсов:

$$2a = 2p, \quad (14-8)$$

где a — число пар параллельных ветвей обмотки якоря.

На рис. 14-8 показано выполнение простой волновой обмотки, которая при любом числе полюсов машины имеет всего лишь две параллельные ветви:

$$2a = 2. \quad (14-9)$$

Любая простая обмотка получается короткозамкнутой, так как конец последней секции соединен с началом первой.

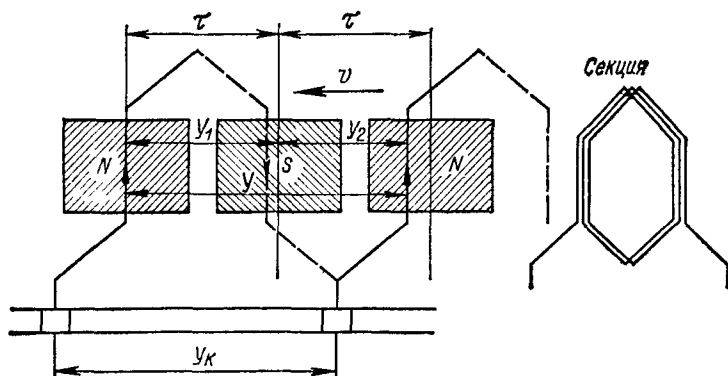


Рис. 14-8. Принцип построения волновой обмотки (полюсы расположены под обмоткой)

$y = y_1 + y_2$ — результирующий шаг обмотки

Множественная волновая обмотка получается путем укладки на якоре m простых волновых обмоток; число параллельных ветвей при этом увеличивается в m раз.

Простые последовательные обмотки применяются для машин малой мощности. Для машин большой мощности обычно используются простые петлевые и множественные обмотки.

14-4. Э.д.с. обмотки якоря и электромагнитный момент

Примерная кривая распределения индукции в воздушном зазоре под одним полюсом показана на рис. 14-9. За краями наконечника полюса индукция резко уменьшается и становится равной нулю посередине между полюсами. Поток одного полюса в воздушном зазоре

$$\Phi_0 = \int B ds = \int_{x=0}^{\tau} B l dx = B_{cp} l \tau, \quad (14-10)$$

где l — длина полюса в осевом направлении; B_{cp} — среднее значение индукции в зазоре в пределах одного полюсного деления.

Среднее значение э. д. с., индуцируемой в одном проводнике обмотки якоря, движущемся с линейной скоростью v , равно

$$E_{\text{ср}} = B_{\text{ср}} l v = \frac{v}{\tau} \Phi_0.$$

Если общее число проводников якоря равно N , то в одной параллельной ветви последовательно соединено $N/(2a)$ проводников.

Поэтому э. д. с. машины определяется выражением

$$E = \frac{N}{2a} E_{\text{ср}} = \frac{N}{2a} \frac{v}{\tau} \Phi_0.$$

Линейную скорость v и полюсное деление τ можно выразить через диаметр якоря D :

$$v = \omega D/2; \quad \tau = \pi D/(2p),$$

где ω — частота вращения якоря.

С учетом этих соотношений получаем

$$E = \frac{p\omega}{2\pi} \frac{N}{a} \Phi_0. \quad (14-11)$$

В изготовленной машине значения p , N и a постоянны, поэтому

$$E = c\omega\Phi_0, \quad \text{где } c = \frac{pN}{2\pi a}. \quad (14-12)$$

Ток i_a в любом проводнике обмотки якоря равен току в одной параллельной ветви:

$$i_a = I/(2a), \quad (14-13)$$

где I — ток, потребляемый двигателем или отдаваемый генератором.

Среднее значение электромагнитной силы, действующей на проводник,

$$f_{\text{ср}} = B_{\text{ср}} l i_a.$$

Электромагнитный момент (в ньютон-метрах), развиваемый всеми проводниками обмотки якоря,

$$M_{\text{эм}} = f_{\text{ср}} N \frac{D}{2} = B_{\text{ср}} l i_a N \frac{D}{2} = c\Phi_0 I. \quad (14-14)$$

14-5. Реакция якоря в машинах постоянного тока

При работе машины постоянного тока под нагрузкой м. д. с. якоря, создаваемая токами в его обмотке, оказывает воздействие на магнитное поле полюсов. Это явление носит название

реакции якоря и обычно обуславливает размагничивание машины.

На рис. 14-10 изображено поле, создаваемое основными полюсами при отсутствии тока в обмотке якоря ($I = 0$). Рис. 14-11 дает картину поля якоря при отсутствии тока в обмотке возбуждения ($I_v = 0$), когда якорь питается от постороннего источника. Ось поля якоря совпадает с линией расположения щеток. При аноровке щеток под углом 90° к оси полюсов (по геометрической нейтрали) магнитное поле якоря ориентировано перпендикулярно оси полюсов. Такое поле называется поперечным.

На рис. 14-10 и далее для упрощения будем изображать щетки помещенными непосредственно на проводники обмотки якоря, а не на соединенные с ними коллекторные пластины, которые располагаются под углом $90^\circ/p$ к соответствующим проводникам.

При работе под нагрузкой совместное воздействие м. д. с. обмотки возбуждения и м. д. с. якоря образует результирующее поле, показанное на рис. 14-12. У генератора поле якоря подмагничивает сбегающий край любого полюса и размагничивает набегающий край. У

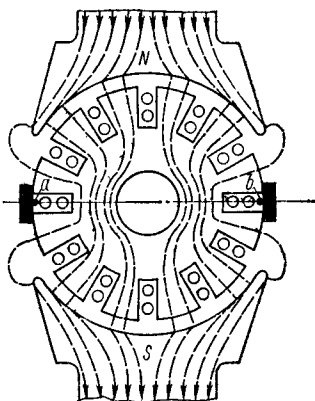


Рис. 14-10. Магнитное поле, создаваемое обмоткой возбуждения

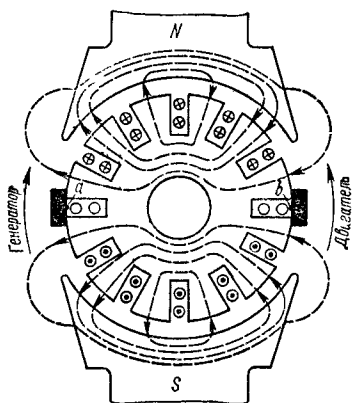


Рис. 14-11. Магнитное поле якоря

двигателя имеет место обратная картина — поле якоря размагничивает сбегающий и подмагничивает набегающий край полюса. В результате искажения картины поля основных полюсов смещается на некоторый угол β физическая нейтраль — линия, соединяющая точки a и b , в которых магнитная индукция равна нулю. У генератора физическая нейтраль смещается по направлению вращения якоря, а у двигателя — против вращения. Расположение щеток машины может не совпадать ни с физической (ΦN), ни с геометрической ($ГН$) нейтралью (рис. 14-12, а). М. д. с. якоря F_a , направленная по линии, соединяющей щетки, в совокупности с м. д. с. F_v обмотки возбуждения образует м. д. с. F , создающую результирующее поле машины.

При смещении щеток с геометрической нейтрали в направлении, показанном на рис. 14-12, а, продольная м. д. с. F_{ad} реак-

ции якоря направлена встречно по отношению к м. д. с. обмотки возбуждения F_v (рис. 14-12, б) и размагничивает машину. При сдвиге щеток в противоположную сторону м. д. с. F_{ad} окажется подмагничивающей. Поперечная м. д. с. F_{aq} реакции якоря один край полюса по отношению к его середине подмагничивает, а другой — размагничивает. В результате насыщения подмагничиваемой половины полюса возрастание потока под ней произойдет в меньшей степени, чем уменьшение потока под размагничиваемой половиной. Это приведет к уменьшению основного потока. Таким образом, поперечная м. д. с. оказывает *размагничивающее действие*.

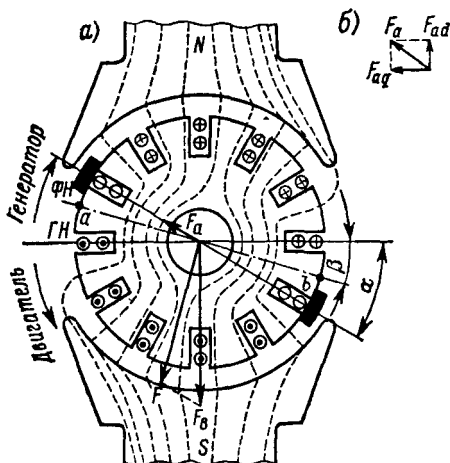


Рис. 14-12. Магнитное поле при работе машины под нагрузкой

пары полюсов на величину F_p . При работе под нагрузкой и компенсации размагничивающего влияния продольной и поперечной реакции якоря м. д. с. обмотки возбуждения определится выражением

$$F_v = I_v \omega_v 2p = p (F_0 + F_p + F_{ad}), \quad (14-15)$$

где F_0 — м. д. с. пары полюсов, необходимая для создания потока Φ_0 . Если щетки находятся на геометрической нейтрали, продольная размагничивающая м. д. с. якоря отсутствует ($F_{ad} = 0$), но размагничивающее влияние поперечной реакции якоря остается.

14-6. Коммутация и способы ее улучшения

При вращении якоря секции обмотки последовательно переходят из одной параллельной ветви в другую (рис. 14-13). В начальный момент (рис. 14-13, а) ток i_a в рассматриваемой секции, выделенной жирной линией, вдвое меньше тока $2i_a$, проходящего через щетку, и направлен по часовой стрелке. Будем считать это направление тока положительным. В следующий момент (рис. 14-13, б), когда якорь с коллектором повернется, ток в секции, которая оказывается замкнутой накоротко щеткой, изменится. На рис. 14-13, в изображено конечное положение секции; ток в ней по значению снова равен i_a , но направлен уже против часовой стрелки, т. е. стал отрицательным. Этот процесс изменения

направления тока в секциях обмотки якоря называется процессом коммутации.

В коммутируемой секции действует э. д. с. самоиндукции $e_s = L di/dt$ (L — индуктивность секции) и индуцируется коммутационная э. д. с. e_k за счет пересечения линий результирующей

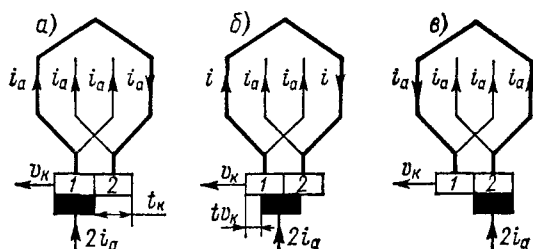


Рис. 14-13. Процесс коммутации секции обмотки якоря

щего поля. Если суммарная э. д. с. секции $e = e_s + e_k$ равна нулю, ток в ней изменяется по линейному закону (кривая i_n на рис. 14-14):

$$i = i_a (1 - 2t/T), \quad (14-16)$$

где T — период коммутации.

При $e_s + e_k > 0$ (кривая 1) ток сначала изменяется медленнее, чем при линейной коммутации. В этом случае имеет место *замедленная коммутация*. При $e_s + e_k < 0$ (кривая 2) ток изменяется вначале быстрее, чем при линейной коммутации, т. е. имеет место *ускоренная коммутация*. При замедленной коммутации скорость изменения тока в конце периода коммутации получается больше, чем при линейной коммутации. Это влечет за собой появление большой э. д. с. самоиндукции и искрения под сбегающим краем щетки. При ускоренной коммутации наблюдается искрение под набегающим краем щетки. Наилучшей является линейная коммутация, к достижению которой следует стремиться.

Простейший способ создания необходимой коммутирующей э. д. с. e_k состоит в сдвиге щеток с физической нейтральной. У генератора щетки сдвигаются по направлению вращения (см. рис. 14-12). В момент коммутации секция оказывается уже под полюсом противоположной полярности, и индуцируемая в ней коммутирующая э. д. с. будет противоположна э. д. с. самоиндукции. Регулируя сдвиг щеток, можно добиться полной компенсации э. д. с. самоиндукции и практически безыскровой работы щеток. У двигателя

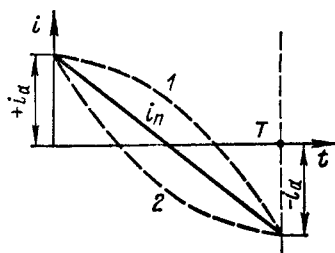


Рис. 14-14. Кривые изменения тока коммутируемой секции

Щетки смещаются с физической нейтральной против направления вращения. При изменении нагрузки изменяется значение э. д. с. самоиндукции и нарушаются условия коммутации, в особенности при толчкообразной нагрузке.

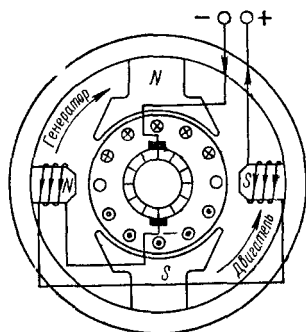


Рис. 14-15. Расположение дополнительных полюсов

Наилучшим способом улучшения коммутации является установка дополнительных полюсов на геометрической нейтральной (рис. 14-15). Дополнительные полюсы компенсируют поперечное поле реакции якоря и создают нужные коммутающие э. д. с. в секциях.

У генератора по направлению вращения за каким-либо основным полюсом должен следовать дополнительный полюс противоположной полярности. У двигателя эти полюсы должны иметь одинаковую полярность. Для достижения равенства e_s и e_k при любой нагрузке одновременно с увеличением тока и э. д. с. самоиндукции должно усиливаться поле дополнительных полюсов, в связи с чем их обмотка включается последовательно с якорем, а сердечники выполняются непасыщенными. Щетки при наличии добавочных полюсов располагаются на геометрической нейтральной.

Применение дополнительных полюсов не позволяет компенсировать поперечное поле якоря под основными полюсами, где оно остается таким же, как и у машины без добавочных полюсов. Это вызывает искажение кривой магнитного поля и возрастание э. д. с., индуцируемых в тех секциях, которые находятся под насыщенными краями основных полюсов. Для компенсации поперечного поля якоря в зоне основных полюсов у мощных машин выполняется *компенсационная обмотка*, проводники которой укладываются в пазы на поверхности полюсных наконечников.

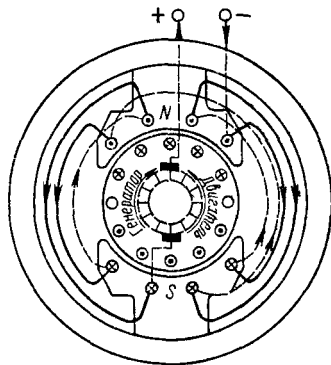


Рис. 14-16. Устройство компенсационной обмотки

Эта обмотка соединяется последовательно с якорем так, чтобы ток в ее проводниках был по направлению противоположен току в проводниках якоря (рис. 14-16). М. д. с. добавочных полюсов $F_{д.п}$ при отсутствии компенсационной обмотки должна уравнивать поперечную м. д. с. якоря F_{aq} и создавать коммутающее поле в направлении, обратном направлению поля якоря. Обычно м. д. с. добавочных полюсов

$$F_{д.п} = (1,15 \div 1,3) F_{aq}. \quad (14-17)$$

14-7. Генераторы постоянного тока, их классификация и способы возбуждения

В зависимости от способа питания обмотки возбуждения различают генераторы постоянного тока с независимым возбуждением и с самовозбуждением.

При *независимом возбуждении* (рис. 14-17, а) обмотка возбуждения *ОВ* питается от постороннего источника, которым может служить сеть постоянного тока, батарея или вспомогательная машина постоянного тока, называемая *возбудителем*. Независимое возбуждение генераторов применяется в тех случаях, когда

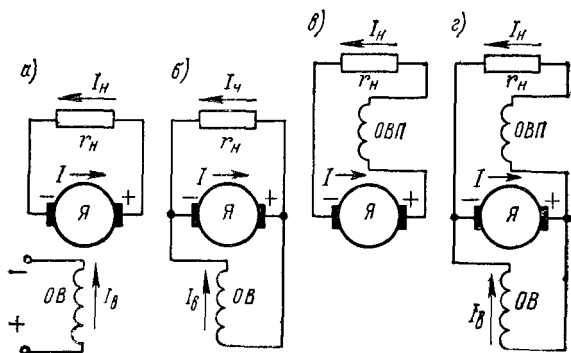


Рис. 14-17. Возбуждение генератора: а — независимое; б — параллельное; в — последовательное; г — смешанное

необходимо в широких пределах регулировать ток возбуждения $I_{\text{в}}$ и напряжение на зажимах машины. У генератора с независимым возбуждением ток якоря I равен току нагрузки $I_{\text{н}}$:

$$I = I_{\text{н}}. \quad (14-18)$$

Генераторы с самовозбуждением имеют обмотки возбуждения, питаемые от самого генератора. При включении обмотки возбуждения *ОВ* параллельно с обмоткой якоря (рис. 14-17, б) имеем *генератор с параллельным возбуждением*, у которого ток якоря равен сумме тока нагрузки и тока возбуждения:

$$I = I_{\text{н}} + I_{\text{в}}. \quad (14-19)$$

У мощных машин нормального исполнения ток возбуждения обычно составляет 1—3% тока якоря; у малых машин — до нескольких десятков процентов. У генератора с *последовательным возбуждением* (рис. 14-17, в) обмотка возбуждения *ОВП* включается последовательно с якорем. Ток якоря, ток возбуждения и ток нагрузки у такого генератора равны между собой:

$$I = I_{\text{н}} = I_{\text{в}}. \quad (14-20)$$

Генераторы со смешанным возбуждением (рис. 14-17, з) имеют две обмотки возбуждения, одна из которых (ОВ) включается параллельно с якорем, а другая (ОВП) — последовательно. Основной обычно является параллельная обмотка. Последовательная обмотка подмагничивает машину при увеличении тока нагрузки, чем компенсируется падение напряжения в обмотке якоря и размагничивающее влияние реакции якоря. У генератора смешанного возбуждения связь между токами I , I_n и I_r будет такой же, как и у генератора параллельного возбуждения [см. выражение (14-19)].

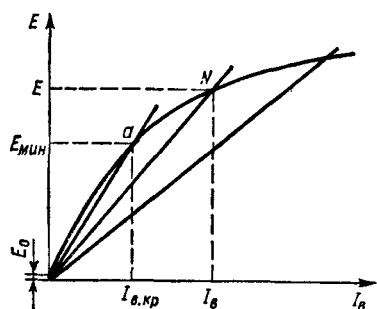


Рис. 14-18. Графическое определение э. д. с. генератора при самовозбуждении

Заметим, что способ возбуждения генератора определяет его свойства и характеристики.

Рассмотрим процесс *самовозбуждения* генератора. Каждая машина постоянного тока обладает некоторым остаточным потоком, так как на заводе-изготовителе она подвергается проверке и испытаниям, во время которых намагничивается ее магнитная система. Если вращать якорь машины с параллельным возбуждением, в обмотке якоря возникнет первоначально небольшая э. д. с. E_0 , кото-

рая вызовет в цепи возбуждения небольшой ток. При правильном направлении этого тока произойдет подмагничивание машины. В результате э. д. с. несколько увеличится, что вызовет дальнейшее возрастание тока возбуждения и т. д. В режиме холостого хода э. д. с. якоря E преодолевает падение напряжения в сопротивлении r_a обмотки якоря, сопротивлении r_b обмотки возбуждения и в сопротивлении r_p регулировочного реостата, включенного последовательно с обмоткой возбуждения:

$$E = I_b(r_a + r_b + r_p). \quad (14-21)$$

Процесс возбуждения будет продолжаться до точки N (рис. 14-18) пересечения характеристики холостого хода $E = f(I_b)$ с прямой $I_b(r_a + r_b + r_p)$. При увеличении сопротивления цепи возбуждения уменьшается значение напряжения, устанавливающегося на зажимах генератора. Это уменьшение может происходить только до точки A , когда линейная зависимость между напряжением на зажимах цепи возбуждения и током в ней совпадает с начальным участком характеристики холостого хода. Дальнейшее небольшое увеличение сопротивления r_p приведет к резкому снижению напряжения практически до значения E_0 . Сопротивление регулировочного реостата, соответствующее этому случаю, называется *к р и т и ч е с к и м* и определяется формулой

$$r_{кр} = \frac{E_{мин}}{I_{в.кр}} - r_a - r_b, \quad (14-22)$$

где E_{\min} и $I_{н.кр}$ определяются конечной точкой линейного участка характеристики холостого хода. При $r_p > r_{кр}$ самовозбуждение машины невозможно. При полностью выведенном сопротивлении регулировочного реостата получаем максимальную э. д. с. E_{\max} , которую может развить генератор. Регулирование напряжения у генератора с самовозбуждением возможно в пределах $E_{\min} \leq U \leq E_{\max}$. Диапазон регулирования получается сравнительно небольшим. У генератора с независимым возбуждением он значительно больше — от E_0 до E_{\max} , так как ток возбуждения может быть любым.

14-8. Характеристики генераторов

Режим работы генератора постоянного тока характеризуется напряжением U на зажимах, частотой вращения якоря ω , током I в обмотке якоря и током возбуждения I_v . О свойствах и поведении машины в различных условиях можно судить, построив серию характеристик, каждая из которых представляет собой зависимость между двумя из указанных выше основных величин при условии, что остальные остаются постоянными. Наибольший практический интерес представляют характеристики, соответствующие тем условиям, в которых машина находится при эксплуатации. Такими характеристиками для генераторов являются:

а) *характеристика холостого хода* — зависимость напряжения на зажимах от тока возбуждения при отсутствии нагрузки и при постоянной частоте вращения:

$$U_0 = f(I_v) \text{ при } I_n = 0 \text{ и } \omega = \text{const};$$

б) *внешняя* — зависимость напряжения на зажимах от тока якоря при постоянной частоте вращения и неизменном токе возбуждения (для независимого возбуждения) или неизменном сопротивлении цепи возбуждения (при самовозбуждении):

$$U = f(I) \text{ при } \omega = \text{const и } I_v = \text{const}$$

или

$$r_v + r_p = \text{const};$$

в) *регулирующая* — зависимость тока возбуждения от тока якоря при неизменном напряжении на зажимах и постоянной частоте вращения: $I_v = f(I)$ при $U = \text{const}$ и $\omega = \text{const}$.

Характеристику холостого хода генератора с независимым возбуждением снимают по схеме рис. 14-19 при отключенной нагрузке, регулируя ток возбуждения. При увеличении и уменьшении тока возбуждения получаются несколько отличные кривые (рис. 14-20, кривые 1) за счет явления гистерезиса. За практическую характеристику холостого хода принимается средняя кривая, показанная штриховой линией.

Иногда снимают *нагрузочную* характеристику $U = f(I_{\text{в}})$ при $I = \text{const}$ и $\omega = \text{const}$ (рис. 14-20, кривая 2).

Внешнюю характеристику снимают, поддерживая постоянным ток возбуждения и регулируя ток нагрузки. Напряжение с ростом нагрузки уменьшается (рис. 14-21), так как усиливается размагничивающее влияние реакции якоря и возрастает падение напряжения в его обмотке. Уменьшение напряжения при переходе от холостого хода к полной нагрузке составляет обычно для генераторов средней мощности 5—10% номинального напряжения $U_{\text{ном}}$.

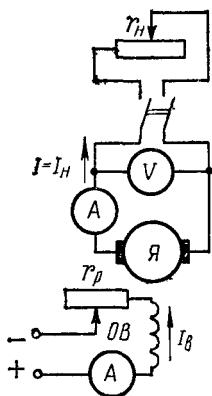


Рис. 14-19. Схема снятия характеристик генератора с независимым возбуждением

Регулировочную характеристику снимают, изменяя ток нагрузки и регулируя ток возбуждения так, чтобы напряжение на зажимах машины оставалось постоянным. При увеличении тока нагрузки для поддержания напряжения неизменным приходится увеличивать ток возбуждения (рис. 14-22).

Характеристики генератора с параллельным возбуждением снимаются по схеме рис. 14-23. Характеристика холостого хода и регулировочная имеют такой же вид, как и для генератора с независимым возбуждением, с тем отличием, что первая идет несколько ниже, а вторая — несколько выше. Это объясняется уменьшением тока возбуждения по мере роста тока на-

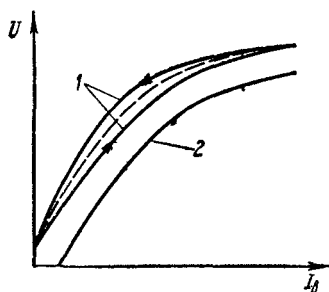


Рис. 14-20. Характеристики холостого хода (1) и нагрузочная (2) генератора с независимым возбуждением

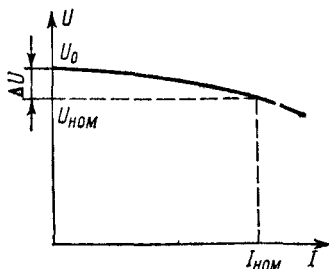


Рис. 14-21. Внешняя характеристика генератора с независимым возбуждением

грузки, а также тем, что при одном и том же токе нагрузки ток в якоре машины с параллельным возбуждением больше, чем при независимом возбуждении.

Внешняя характеристика генератора с параллельным возбуждением (кривая 1 на рис. 14-24) резко отличается от характеристики при независимом возбуждении (кривая 2 там же) и располагается

ниже. С ростом нагрузки и уменьшением напряжения уменьшается ток в обмотке возбуждения, что приводит к дополнительному снижению напряжения. Это вызывает замедление роста тока нагрузки при непрерывном уменьшении сопротивления приемника. При некотором значении этого сопротивления ток нагрузки перестает увеличиваться, так как снижение напряжения происходит

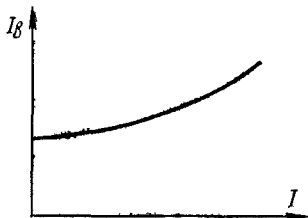


Рис. 14-22. Регулировочная характеристика генератора с независимым возбуждением

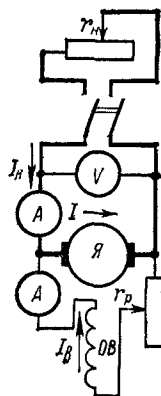


Рис. 14-23. Схема снятия характеристик генератора с параллельным возбуждением

столь же быстро, как и уменьшение сопротивления нагрузки. Далее напряжение начинает падать быстрее, чем уменьшается сопротивление, что приводит к уменьшению тока (штриховой участок кривой 1). При полностью выведенном сопротивлении нагрузки остаточный магнитный поток индуцирует в обмотке якоря небольшую э. д. с., которая вызовет сравнительно небольшой ток короткого замыкания, обычно меньший номинального тока машины. Наибольшее значение тока $I_{кр}$, называемое критическим, обычно не превышает номинального значения более чем в 2—2,5 раза.

Характеристики генераторов с последовательным возбуждением не рассматриваются, так как на практике, за исключением специальных случаев, такие генераторы не применяются.

Характеристики генератора со смешанным возбуждением снимаются по схеме рис. 14-25. Наиболее важной является внешняя характеристика. За счет подмагничивающего влияния последова-

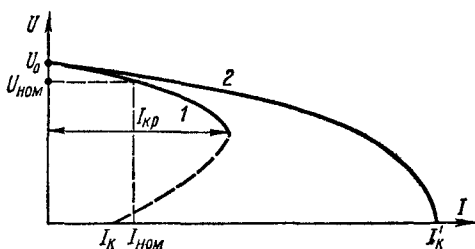


Рис. 14-24. Внешняя характеристика генераторов с параллельным и независимым возбуждением

тельной обмотки напряжение на зажимах при нагрузке (кривая 2 на рис. 14-26) получается несколько больше, чем у генератора с параллельным возбуждением (кривая 3). Обычно последовательная обмотка рассчитывается так, что напряжение при номинальной нагрузке оказывается таким же, как и на холостом ходу. При усиленной последовательной обмотке внешняя характеристика располагается еще выше (кривая 1) и генератор может компенсировать не только падение напряжения в нем самом, но и в линии передачи, чем достигается постоянство напряжения на зажимах приемника. В ряде случаев желательно при значительных колебаниях напряжения иметь почти неизменный ток в приемнике (например, в прожекторных и сварочных установках). Для этого может быть использовано противовключение последовательной обмотки, которая будет оказывать уже размагничивающее влияние. Внешняя характеристика при этом становится круто падающей (кривая 4).

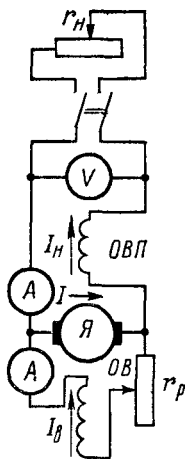


Рис. 14-25. Схема снятия характеристик генератора со смешанным возбуждением

Регулировочные характеристики генератора со смешанным возбуждением показаны на рис. 14-27. Кривая 2 соответствует машине с нормально рассчитанной последовательной обмоткой. При усиленной последовательной обмотке получаем кривую 3, а при ослабленной — кривую 1.

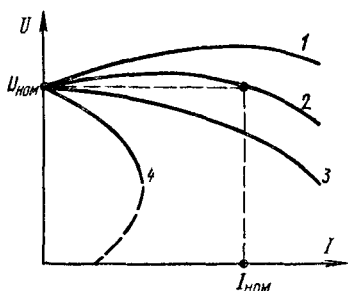


Рис. 14-26. Внешние характеристики генератора со смешанным возбуждением

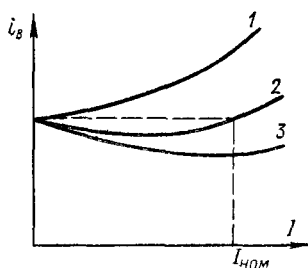


Рис. 14-27. Регулировочные характеристики генератора со смешанным возбуждением

Наличие последовательной обмотки даже с небольшим числом витков придает генератору постоянного тока весьма ценные свойства. Поэтому ряд машин нормального исполнения снабжается такой обмоткой, которая часто называется стабилизирующей.

14-9. Параллельная работа генераторов

Мощность приемников постоянного тока сильно колеблется в течение суток. Если бы питание осуществлялось от одного генератора большой мощности, то в период малой нагрузки он был бы недогружен и работал с низким к. п. д. В связи с этим устанавливается несколько генераторов, работающих параллельно на общие шины. В периоды малой нагрузки часть генераторов отключается.

Схема включения генератора на параллельную работу показана на рис. 14-28. Подключаемый генератор должен иметь правильную полярность, а напряжение на его зажимах в момент включения должно быть равно напряжению на шинах или на несколько вольт больше его.

Замкнув рубильник 1 и оставив разомкнутым рубильник 2, производят дополнительную, более точную регулировку тока возбуждения генератора, пока показание вольтметра V_0 не станет равным нулю. После этого замыкают рубильник 2.

Для перевода части нагрузки на подключенный генератор необходимо увеличить ток в его обмотке возбуждения. Тогда э. д. с. E генератора становится больше напряжения U на шинах и генератор начинает отдавать ток

$$I = \frac{E - U}{r_{\text{я}}}. \quad (14-23)$$

При таком способе перевода нагрузки происходит некоторое увеличение напряжения на шинах, что нежелательно. Для поддержания этого напряжения постоянным уменьшают ток возбуждения работающего генератора. Его э. д. с. и ток, посылаемый в сеть, уменьшаются.

При параллельной работе распределение нагрузки между генераторами должно происходить пропорционально мощностям. Такое распределение произойдет тогда, когда у машин, помимо равенства номинальных напряжений, будет одинаковым изменение напряжения ΔU при переходе от холостого хода к полной нагрузке (рис. 14-29)

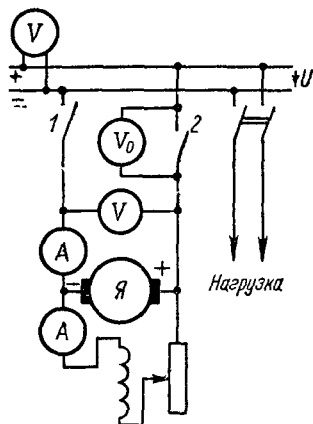


Рис. 14-28. Схема включения генератора на параллельную работу

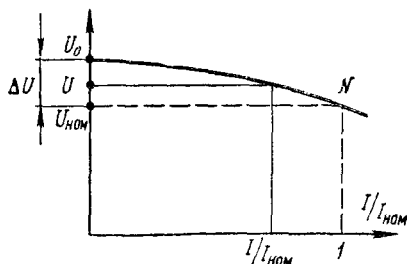


Рис. 14-29. Внешняя характеристика генераторов и распределение нагрузки между ними

и напряжению U будет соответствовать одинаковое относительное значение тока $I/I_{\text{ном}}$ в якоре каждой машины. Это означает, что ток, отдаваемый более мощной машиной, будет больше, хотя по отношению к номинальному он будет составлять такую же долю, как и у машины меньшей мощности.

14-10. Электрические двигатели постоянного тока

Если возбудить машину постоянного тока и подключить якорь к сети, она начинает работать двигателем. Двигатели работают, как правило, при неизменном напряжении сети. Лишь в специальных случаях, когда требуется регулирование скорости (частоты вращения ω) двигателя в широких пределах, напряжение на его зажимах изменяется.

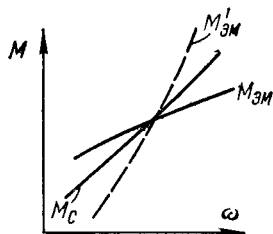


Рис. 14-30. Кривые момента сопротивления и вращающего момента двигателя

Выясним условия устойчивой работы двигателя. На рис. 14-30 изображена зависимость статического момента сопротивления M_c на валу двигателя, возрастающего с увеличением скорости. Предположим, что электромагнитный момент двигателя $M_{эм}$ также возрастает по мере увеличения скорости, но медленнее статического момента (сплошная линия). Точка пересечения кривых соответствует работе двигателя с постоянной скоростью, так как

момент сопротивления уравнивается электромагнитным моментом. Если по каким-либо причинам скорость двигателя увеличится, момент сопротивления станет больше электромагнитного и якорь затормозится. При уменьшении скорости электромагнитный момент превысит момент сопротивления и двигатель будет ускоряться, пока его скорость не примет прежнего значения. Работа будет устойчивой.

Если электромагнитный момент (штриховая кривая $M'_{эм}$) возрастает быстрее момента сопротивления, то он может стать больше момента сопротивления и двигатель будет непрерывно разгоняться. При уменьшении электромагнитного момента преобладает момент сопротивления и двигатель затормозится. Работа будет неустойчивой. Для устойчивой работы двигателя необходимо, чтобы электромагнитный момент возрастал медленнее момента сопротивления:

$$dM_{эм}/d\omega < dM_c/d\omega. \quad (14-24)$$

Двигатели постоянного тока обладают свойством саморегулирования — при изменении нагрузки автоматически устанавливается новое значение скорости, при которой двигатель работает устойчиво. Роль регулятора играет противо-э. д. с., возникающая в обмотке якоря. В установившемся режиме ($M_{эм} = M_c$)

ток, потребляемый двигателем, определяется моментом на валу:

$$I = \frac{M_c}{c\Phi_0}. \quad (14-25)$$

Из основного уравнения двигателя

$$U = E + Ir_a = c\omega\Phi_0 + Ir_a$$

следует, что скорость определяется выражением

$$\omega = \frac{U - Ir_a}{c\Phi_0}. \quad (14-26)$$

С ростом момента на валу уменьшаются скорость и противо-э. д. с. E , возрастает ток I . Этот процесс будет происходить до тех пор, пока при каком-то новом значении скорости не установится равновесие между напряжением на зажимах и суммой $E + Ir_a$. При уменьшении момента на валу уменьшается ток I , что должно привести (при $U = \text{const}$) к возрастанию E за счет роста скорости.

Статический момент сопротивления M_c включает в себя момент нагрузки M_n и момент потерь холостого хода M_0 , обусловленный трением щеток, трением в подшипниках, трением о воздух и потерями в якоре на вихревые токи и гистерезис:

$$M_c = M_n + M_0. \quad (14-27)$$

14-11. Способы возбуждения двигателей постоянного тока

Двигатели постоянного тока, подобно генераторам, могут иметь независимое, параллельное, последовательное и смешанное возбуждение.

Независимое возбуждение применяется в тех случаях, когда напряжение на зажимах якоря изменяется в процессе работы или напряжение возбуждения отличается по значению от напряжения якоря.

Наибольшее распространение получили *двигатели с параллельным возбуждением*. Это, по существу, также двигатели с независимым возбуждением, но питание обмотки возбуждения двигателей производится от того же источника энергии, что и якоря. В том случае, когда сопротивление регулирующего реостата, включаемого в цепь возбуждения, не меняется, постоянным остается ток возбуждения. Поэтому при увеличении нагрузки в широких пределах поток машины остается практически неизменным, немного уменьшаясь за счет усиления реакции якоря. Ток I_n , потребляемый двигателем из сети, больше тока в обмотке якоря на значение тока возбуждения:

$$I_n = I + I_b. \quad (14-28)$$

Двигатели последовательного возбуждения в отличие от генераторов нашли широкое применение, так как обладают рядом полез-

ных свойств. У двигателя с последовательным возбуждением ток возбуждения равен току нагрузки и току в якоре:

$$I = I_{\text{в}} = I_{\text{н}}. \quad (14-29)$$

Для ненасыщенной машины основной поток Φ_0 при этом пропорционален току якоря:

$$\Phi_0 = k_{\Phi} I, \quad (14-30)$$

где k_{Φ} — коэффициент пропорциональности магнитного потока току.

В результате электромагнитный момент будет пропорционален квадрату тока:

$$M_{\text{эм}} = c\Phi_0 I = ck_{\Phi} I^2 = c' I^2. \quad (14-31)$$

По мере увеличения тока в якоре насыщается магнитная система и рост потока Φ_0 замедляется; двигатель последовательного возбуждения по своим свойствам приближается к двигателю с параллельным возбуждением.

У двигателей со смешанным возбуждением последовательная обмотка возбуждения, как и у генераторов, имеет небольшое число витков и может быть включена согласно или встречно, усиливая или ослабляя поле основной параллельной обмотки. Двигатель со смешанным возбуждением по своим свойствам является промежуточным между двигателем параллельного и двигателем последовательного возбуждения.

При обрыве цепи обмотки возбуждения, включаемой параллельно с якорем или получающей независимое питание, резко уменьшаются поток и противо-э. д. с., что влечет за собой скачок тока в якоре и быстрое нарастание скорости («разнос») двигателя.

14-12. Пуск электрических двигателей постоянного тока

Пуск двигателя постоянного тока может быть осуществлен прямым включением в сеть, введением реостата в цепь якоря или же изменением напряжения источника питания. Пуск путем непосредственного включения двигателя в сеть применяется для двигателей небольшой мощности (до 1—2 кВт). В первый момент в обмотке якоря неподвижного двигателя отсутствует противо-э. д. с. и бросок тока превышает номинальное значение в 8—10 и более раз, а механический удар воздействует на детали передачи от двигателя к рабочей машине. Большие толчки тока, получающиеся при включении крупных двигателей, вредно отражаются на работе остальных потребителей, подключенных к сети. У малых двигателей разгон происходит быстро (в течение 0,1—0,3 с), обмотка якоря не успевает значительно нагреться, а толчок тока оказывается по абсолютной величине небольшим.

Для ограничения пускового тока в цепь якоря двигателя включают специальный пусковой реостат, сопротивление которого $r_{\text{п}}$

по мере разгона двигателя постепенно полностью выводится. Значение начального пускового тока

$$I_n = \frac{U}{r_{\text{я}} + r_{\text{п}}}. \quad (14-32)$$

Обычно сопротивление $r_{\text{п}}$ выбирается так, чтобы пусковой ток был несколько больше номинального: $I_n/I_{\text{ном}} = 1,5 \div 2,5$. Пусковой реостат не предназначен для длительной работы в цепи якоря. Поэтому по окончании пуска необходимо убедиться, что он полностью отключен, иначе оставшаяся включенной его часть перегреется и будет повреждена.

В процессе разгона в обмотке якоря появляется противо-э. д. с., и ток в какой-либо момент времени определяется выражением

$$I = \frac{U - E}{r_{\text{я}} + r_{\text{п}}}. \quad (14-33)$$

По мере увеличения скорости возрастает э. д. с. E и при неизменном значении $r_{\text{п}}$ уменьшаются ток в якоря и момент, развиваемый двигателем. Когда этот момент станет равным моменту сопротивления на валу, возрастание скорости прекратится. При уменьшении сопротивления $r_{\text{п}}$ увеличиваются ток и вращающий момент, который станет больше момента сопротивления, что приведет к дальнейшему возрастанию скорости. Обычно пусковой реостат имеет несколько ступеней, выводимых последовательно одна за другой.

Пуск происходит быстро и легко, когда двигатель развивает значительный момент, превышающий момент сопротивления на валу. Поэтому пуск производится при максимальном значении потока, для чего перед пуском необходимо вывести полностью сопротивление регулировочного реостата в цепи возбуждения. Схема двигателя должна быть собрана так, чтобы ток возбуждения не зависел от тока в якоря и не изменялся при манипуляциях с пусковым реостатом. Поэтому цепь возбуждения всегда включается на независимое питание от источника. При остановке двигателя и отключении его от сети следует ввести полностью пусковое сопротивление в цепи возбуждения, т. е. подготовить двигатель к последующему пуску.

На рис. 14-31 показана схема включения двигателя с независимым возбуждением. При пуске необходимо вначале включить цепь возбуждения и только после этого подключить цепь якоря с введенным сопротивлением $r_{\text{п}}$.

Схема включения двигателя с параллельным возбуждением показана на рис. 14-32, а. Движок пускового реостата одновременно

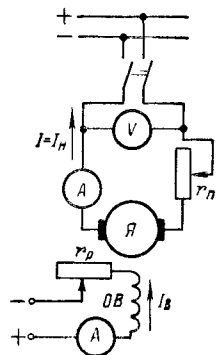


Рис. 14-31. Схема включения двигателя с независимым возбуждением

скользит по пластине a , к которой присоединен один из зажимов цепи возбуждения, чем обеспечивается независимое питание ее от

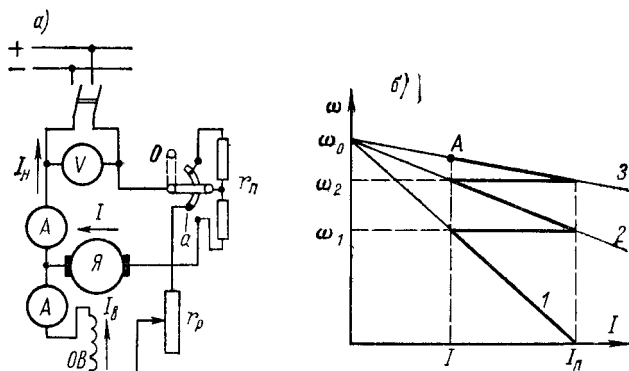


Рис. 14-32. Двигатель с параллельным возбуждением: a — схема включения; b — процесс пуска

источника. С пластиной же соединен начальный конец пускового реостата. При отключении движок пускового реостата ставится в положение 0 и не касается ни начального контакта пускового реостата, ни пластины a . Цепь возбуждения остается замкнутой на пусковой рео-

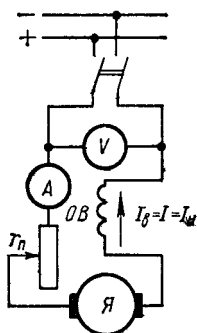


Рис. 14-33. Схема включения двигателя с последовательным возбуждением

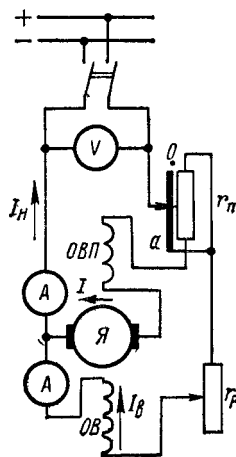


Рис. 14-34. Схема включения двигателя со смешанным возбуждением

стат и якорь двигателя, которые поглощают энергию, запасенную в обмотке возбуждения. Учитывая, что $E = c\omega\Phi_0$, из выражения 14-33 получаем

$$\omega = \frac{U - I(r_{\text{я}} + r_{\text{н}})}{c\Phi_0}. \quad (14-34)$$

По мере уменьшения тока скорость возрастает по линейному закону. При различных значениях пускового сопротивления получаем семейство прямых, пересекающихся в точке идеального холостого хода:

$$I = 0; \quad \omega_0 = \frac{U}{c\Phi_0}.$$

Процесс пуска двигателя иллюстрируется рис. 14-32, б. При включении сопротивление пускового реостата велико и скорость быстро возрастает (прямая 1) до значения ω_1 , при котором ток в обмотке якоря I обеспечивает создание электромагнитного момента, равного моменту сопротивления. Если вывести первую ступень пускового реостата, ток и момент увеличатся скачком, что приведет к дальнейшему возрастанию скорости (прямая 2) до значения ω_2 . Выводя последнюю ступень пускового реостата, переходим на естественную характеристику двигателя (прямая 3), получая конечное значение скорости, соответствующее точке А.

Схема включения двигателя с последовательным возбуждением показана на рис. 14-33. У такого двигателя невозможно перед включением цепи якоря установить наибольший поток. Пуск осуществляется включением в сеть и постепенным выведением сопротивления пускового реостата. При отключении нет необходимости принимать особые меры для поглощения энергии обмотки возбуждения, так как число витков обмотки невелико.

Включение двигателя со смешанным возбуждением показано на рис. 14-34. Порядок пуска остается в принципе таким же, как и для двигателя с параллельным возбуждением.

14-13. Характеристики двигателей постоянного тока

Рабочие характеристики двигателей определяют зависимость частоты вращения ω , электромагнитного момента $M_{эм}$, тока якоря I и к. п. д. η от полезной мощности на валу P_2 при неизменных напряжении и сопротивлении цепи возбуждения. Иногда строят зависимость ω , I , η и P_2 от полезного момента M на валу, который равен электромагнитному за вычетом момента потерь холостого хода:

$$M = M_{эм} - M_0. \quad (14-35)$$

В некоторых случаях удобнее пользоваться зависимостью ω , $M_{эм}$ (или M), η и P_2 от тока I .

Механические характеристики представляют собой зависимость частоты вращения от момента нагрузки на валу $\omega = f(M)$ при условии $U = \text{const}$ и $r_p = \text{const}$. Снятие рабочих и механических характеристик производится по схемам, приведенным в предыдущем параграфе.

На рис. 14-35 показаны рабочие характеристики двигателя с параллельным возбуждением. Частота вращения ω , определяе-

мая выражением (14-26), с ростом нагрузки, а следовательно, и тока немного падает. Полезный момент на валу вследствие уменьшения частоты вращения возрастает несколько быстрее полезной мощности:

$$M = P_2 / \omega. \quad (14-36)$$

Ток в якоре двигателя

$$I = \frac{M_{эм}}{c\Phi_0} = \frac{M + M_0}{c\Phi_0}. \quad (14-37)$$

Так как поток Φ_0 несколько уменьшается, ток I растет быстрее момента M .

К. п. д. определяется выражением

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \Sigma p}, \quad (14-38)$$

где P_1 — потребляемая мощность; Σp — суммарные потери в двигателе.

При небольшой, но возрастающей нагрузке суммарные потери (в основном потери на трение) остаются практически постоянными.

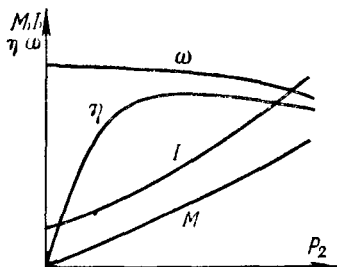


Рис. 14-35. Рабочие характеристики двигателя с параллельным возбуждением

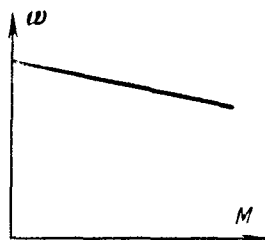


Рис. 14-36. Механическая характеристика двигателя с параллельным возбуждением

К. п. д. при этом повышается, так как числитель выражения (14-38) растет быстрее знаменателя. При большой нагрузке сильно возрастают потери в обмотке якоря, пропорциональные квадрату тока, рост к. п. д. замедляется, и при дальнейшем росте нагрузки к. п. д. начинает падать.

Подставляя (14-37) в (14-26), можно получить выражение, определяющее механическую характеристику:

$$\omega = \frac{U}{c\Phi_0} - \frac{r_{я}(M + M_0)}{c^2\Phi_0^2}. \quad (14-39)$$

Она практически является линейной и имеет падающий характер (рис. 14-36). Способность двигателя с параллельным возбуждением сохранять почти неизменной частоту вращения при широком изменении нагрузки является весьма ценной и широко используется на практике.

У ненасыщенного двигателя с последовательным возбуждением с ростом нагрузки на валу возрастает поток, в связи с чем частота вращения, определяемая выражением (14-26), уменьшается (рис. 14-37) примерно по гиперболическому закону. Момент (14-36) при этом возрастает примерно по квадратичному закону. Возрастает и ток по закону, который для ненасыщенной машины мало отличается от линейного, так как знаменатель выражения (14-37) с ростом нагрузки увеличивается. Для насыщенной машины рост тока происходит несколько быстрее, ибо поток Φ_0 изменяется незначительно. Зависимость к. п. д. от нагрузки имеет характер, аналогичный предыдущему.

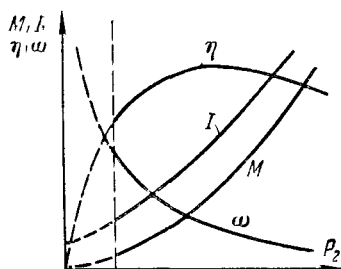


Рис. 14-37. Рабочие характеристики двигателя с последовательным возбуждением

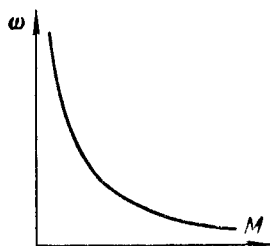


Рис. 14-38. Механическая характеристика двигателя с последовательным возбуждением

Учитывая зависимости (14-30) и (14-31), электромагнитный момент можно представить в виде

$$M_{эм} = \frac{c}{k_{\Phi}} \Phi_0^2.$$

Определяя отсюда Φ_0 и подставляя его в выражение (14-26), получаем уравнение механической характеристики ненасыщенного двигателя с последовательным возбуждением (рис. 14-38):

$$\omega = \frac{U}{\sqrt{ck_{\Phi}(M+M_0)}} - \frac{r_{я}}{ck_{\Phi}}. \quad (14-40)$$

Начальные участки рабочих характеристик на рис. 14-37, изображенные штриховыми линиями, соответствуют работе при малой нагрузке, когда частота вращения становится недопустимо большой. Характерной особенностью двигателя с последовательным возбуждением является резкое падение частоты вращения при увеличении нагрузки.

Рабочие характеристики двигателя со смешанным возбуждением являются промежуточными между характеристиками двигателей параллельного и последовательного возбуждения.

14-14. Реверсирование и торможение двигателей постоянного тока

Реверсирование — процесс изменения направления вращения якоря двигателя — достигается изменением направления тока в якоре при неизменной полярности полюсов или изменением направления тока возбуждения при прежнем направлении тока в якоре.

У двигателей параллельного возбуждения реверсирование производится обычно путем переключения якоря. Обмотка возбуждения таких двигателей обладает большой постоянной времени и большим запасом электромагнитной энергии. Поэтому только у двигателей малой мощности возможно реверсирование переключением полюсов.

Реверсирование двигателей с последовательным возбуждением чаще осуществляется также переключением обмотки якоря. Однако возможно и реверсирование путем переключения обмотки возбуждения, так как она обладает небольшим запасом энергии и малой постоянной времени.

Малые двигатели постоянного тока часто снабжаются двумя обмотками возбуждения, которые работают раздельно и обеспечивают правое или левое вращение якоря. Это несколько увеличивает габариты двигателей и приводит к плохому использованию обмотки возбуждения в целом, так как в каждом режиме работает только одна ее половина.

Торможение двигателей постоянного тока может быть механическим (при помощи механических устройств и тормозов) или электрическим. Где это возможно, следует предпочитать электрическое торможение, обеспечивая при помощи механических тормозов остановку двигателя в конце периода торможения и фиксацию механизма. При торможении вращение якоря двигателя поддерживается динамическим моментом, обусловленным уменьшением запаса кинетической энергии двигателя и приводимого механизма.

Торможение с возвратом энергии в сеть осуществляется путем перевода подключенного к сети двигателя в режим работы генератора.

Динамическое торможение имеет место при отключении возбужденного двигателя и включении на его зажимы сопротивления.

При торможении по способу *противовключения* двигатель (обычно его якорь) переключается на направление вращения, обратное данному.

Для осуществления торможения с возвратом энергии необходимо, чтобы у машины, подключенной к сети, противо-э. д. с. стала больше напряжения на зажимах, что достигается увеличением тока возбуждения или снижением напряжения источника питания. При этом ток в якоре меняет свое направление, машина начинает работать в генераторном режиме и развивает тормозной момент. Торможение противовключением осуществляется переключением вращающегося

якоря. Э. д. с. при этом сохранит прежнее направление, но окажется направленной согласно с напряжением, так как полярность на зажимах якоря изменилась. Ток в якоре изменит направление, и машина будет развивать тормозной момент. При этом ток в якоре получился бы большим. Для его ограничения включают последовательно с якорем специальное сопротивление противовключения $r_{пр}$.

При динамическом торможении ток возбуждения оставляют без изменения, а якорь замыкают на сопротивление r_d . Машина начинает работать как генератор с независимым возбуждением, расходуя запас кинетической энергии привода. Когда он будет израсходован, якорь двигателя остановится.

14-15. Потери и к.п.д. машины постоянного тока

При работе в электрических машинах имеют место потери — электрические, механические и магнитные.

К электрическим потерям относятся потери во всех обмотках машины и потери в переходном слое щеток. Для машины с параллельным возбуждением они определяются по формуле

$$p_{эл} = I^2(r_a + r_d + r_k) + UI_v + \Delta U_{щ}I, \quad (14-41)$$

где r_d , r_k — сопротивления обмотки добавочных полюсов и компенсационной обмотки; $\Delta U_{щ}$ — падение напряжения в переходном слое (обычно принимают $\Delta U_{щ} = 2$ В на пару щеток).

При последовательном и смешанном возбуждении электрические потери определяются соответственно выражениями:

$$p_{эл} = I^2(r_a + r_d + r_{в.п}) + \Delta U_{щ}I; \quad (14-42)$$

$$p_{эл} = I^2(r_a + r_d + r_k + r_{в.п}) + UI_v + \Delta U_{щ}I, \quad (14-43)$$

где $r_{в.п}$ — сопротивление последовательной обмотки возбуждения.

Магнитные потери — потери p_c на вихревые токи и гистерезис в стали якоря, который подвергается вращательному перемагничиванию. Они определяются по таблицам в зависимости от магнитной индукции в стали и частоты перемагничивания.

Механические потери $p_{мх}$ определяются трением в подшипниках, трением щеток о коллектор и трением вращающихся частей о воздух. К этим же потерям следует отнести мощность, потребляемую вентилятором, если он встроен внутрь машины.

Кроме указанных потерь, существуют добавочные потери p_d , которые трудно поддаются определению. К ним относятся потери в полюсных наконечниках из-за пульсаций индукции вследствие зубчатости якоря и др.

Суммарные потери в машине определяются выражением

$$\Sigma p = p_{эл} + p_c + p_d + p_{мх}. \quad (14-44)$$

На рис. 14-39 представлена энергетическая диаграмма генератора параллельного возбуждения, показывающая преобразование

механической энергии P_1 , подводимой к валу, в электрическую $P_2 = UI_n$, отдаваемую приемнику. Часть мощности P_1 расходуется

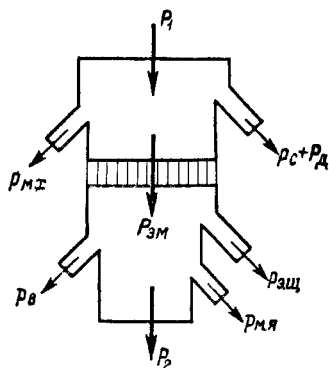


Рис. 14-39. Энергетическая диаграмма генератора постоянного тока

на покрытие механических потерь, потерь в стали и добавочных потерь. Остающаяся часть преобразуется в электромагнитную мощность $P_{эм}$ и частично идет на покрытие потерь в переходном слое щеток $p_{э.щ}$, в меди якоря $p_{м.я}$ и цепи возбуждения $p_{в}$. Большая ее часть при номинальной нагрузке отдается в сеть (приемнику).

К. п. д. машины постоянного тока равен отношению полезной мощности P_2 , отдаваемой машиной, к потребляемой мощности P_1 :

$$\eta = P_2/P_1. \quad (14.45)$$

У машин малой мощности он определяется прямым путем, когда в

каком-либо рабочем режиме непосредственно измеряются мощности P_1 и P_2 . У машин средней и большой мощности при косвенном определении к. п. д. находят сумму потерь в машине, а к. п. д. вычисляют по формулам:

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Sigma p} \quad (\text{генератор}); \quad \eta = \frac{P_1 - \Sigma p}{P_1} \quad (\text{двигатель}). \quad (14.46)$$

Для генератора полезная мощность $P_2 = UI_n$, а для двигателя обычно известна подводимая мощность $P_1 = UI_n$.

14-16. Применение машин постоянного тока.

О регулировании скорости двигателей

Машины постоянного тока мощностью от долей ватта до тысяч киловатт нашли широкое применение в различных областях народного хозяйства. Наиболее распространены машины постоянного тока с напряжениями 110 (115), 220 (230), 440 (460) В. Двигатели постоянного тока используются при необходимости регулирования скорости в широких пределах, а также получения высоких скоростей. Недостатком машин постоянного тока является наличие сложного по конструкции и изготовлению коллектора. Коллектор является также источником радиопомех.

Напряжение на зажимах якоря двигателя постоянного тока покрывает противодействующую э. д. с. E и падения напряжения в цепи якоря $I r_a$. Из этого следует выражение (14-26):

$$\omega = \frac{U - I r_a}{c \Phi_0}.$$

Рассмотрим возможности регулирования скорости (частоты вращения ω) наиболее распространенных двигателей постоянного тока независимого возбуждения.

Из приведенного выражения следует, что можно указать три основных способа регулирования скорости: а) изменением сопротивления в цепи якоря при введении добавочных сопротивлений; б) изменением тока возбуждения и зависящего от него магнитного потока; в) изменением напряжения U на зажимах якоря.

При изменении сопротивления в цепи якоря для данных нагрузок, а следовательно, и токов якоря изменяется числитель выражения (14-26), а значит, и скорость. Если регулировать ток возбуждения двигателя, то изменяется знаменатель (14-26). Изменять ток возбуждения можно только в сторону уменьшения в ограниченных пределах — обычно до скорости выше основной не более чем на 10—15%. У обычных двигателей, кроме специально рассчитанных, при недопустимом уменьшении тока возбуждения и соответствующем увеличении скорости могут быть недопустимые деформации коллектора и якоря двигателя или эти части даже разрушатся под действием центробежных сил.

В случае регулирования скорости путем изменения напряжения на зажимах якоря двигатель получает питание от независимого источника энергии с регулируемым напряжением. Такими источниками могут служить регулируемый генератор постоянного тока, приводящийся двигателем переменного тока, а также различные регулируемые преобразователи переменного тока и др.

Более подробно о способах регулирования будет изложено в гл. 16.

Глава пятнадцатая

СПЕЦИАЛЬНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

15-1. Двухфазные асинхронные двигатели

В системах автоматики, маломощных следящих системах и других устройствах управления широко применяются электрические машины, по преимуществу маломощные, имеющие ряд особенностей в отличие от электрических машин общего назначения. Эти специальные электрические машины используются для привода, преобразования и усиления сигналов и для других целей.

Маломощные двухфазные асинхронные двигатели часто применяются в качестве регулируемых приводов элементов систем автоматики. Скорость двигателей регулируется при изменении значения или фазы управляющего напряжения переменного тока.

У асинхронного двигателя с двумя одинаковыми обмотками, расположенными под углом 90 электрических градусов друг к другу и включенными на одинаковые по значению напряжения U_A и U_B , сдвинутые по фазе на $\pi/2$, возникает круговое вращающееся магнитное поле. Магнитное поле вращается в сторону чередования токов по фазам статора, и амплитуда магнитной индукции вращающегося поля равна амплитуде индукции пульсирующего поля одной

фазы. При наличии вращающегося поля возникает вращающий момент, увлекающий ротор в сторону вращения поля.

Если система напряжений \dot{U}_A и \dot{U}_B несимметрична (рис. 15-1, а), т. е. $\beta \neq \pi/2$ и $U_A \neq U_B$, то она может быть формально заменена двумя симметричными системами: симметричной системой прямой последовательности напряжений, составленной из симметричных напряжений \dot{U}_{1A} и \dot{U}_{1B} , имеющей тот же порядок чередования фаз, что и исходная система \dot{U}_A и \dot{U}_B , и симметричной системой обратной последовательности напряжений \dot{U}_{2A} и \dot{U}_{2B} , имеющей обратный порядок чередования фаз (рис. 15-1, б).

Симметричные напряжения \dot{U}_{1A} и \dot{U}_{1B} , \dot{U}_{2A} и \dot{U}_{2B} могут быть определены при заданных \dot{U}_A и \dot{U}_B .

В символической форме напряжения \dot{U}_{1B} и \dot{U}_{2B} записываются так:

$$\dot{U}_{1B} = -j\dot{U}_{1A} = -j\dot{U}_1 \quad \text{и} \quad \dot{U}_{2B} = j\dot{U}_{2A} = j\dot{U}_2.$$

Для упрощения записи обозначим $\dot{U}_{1A} = \dot{U}_1$; $\dot{U}_{2A} = \dot{U}_2$.

Для двух фаз имеем уравнения:

$$\dot{U}_A = \dot{U}_{1A} + \dot{U}_{2A} = \dot{U}_1 + \dot{U}_2; \quad \dot{U}_B = \dot{U}_{1B} + \dot{U}_{2B} = -j\dot{U}_1 + j\dot{U}_2.$$

Решая эти уравнения относительно \dot{U}_1 и \dot{U}_2 , получим

$$\dot{U}_{1A} = \dot{U}_1 = \frac{\dot{U}_A + j\dot{U}_B}{2}; \quad \dot{U}_{2A} = \dot{U}_2 = \frac{\dot{U}_A - j\dot{U}_B}{2}. \quad (15-1)$$

Как следует из приведенных выражений, для графического определения, например, напряжения \dot{U}_1 , надо повернуть вектор напряжения \dot{U}_B на угол $\pi/2$ по направлению вращения векторов, сложить два вектора \dot{U}_A и \dot{U}_B и эту геометрическую сумму разделить на два (рис. 15-1, в). Из выражения (15-1) определяется и напряжение \dot{U}_2 (рис. 15-1, г).

Если система напряжений \dot{U}_A и \dot{U}_B симметричная, то $\dot{U}_B = -j\dot{U}_A$ и система обратной последовательности напряжений отсутствует, существует только симметричная система прямой последовательности. Симметричной системе прямой последовательности напряжений соответствует прямое круговое поле, вращающееся в направлении чередования токов по фазам. Это поле создает вращающий момент, действующий в направлении вращения ротора. Симметричной си-

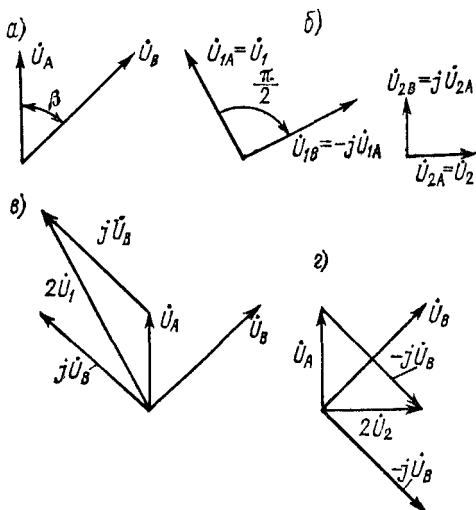


Рис. 15-1. Разложение двухфазной несимметричной системы напряжений на две симметричные: а — исходная несимметричная система; б — системы прямого и обратного следования фаз; в — определение симметричной системы прямой последовательности; г — определение симметричной системы обратной последовательности

стеме обратной последовательности напряжений соответствует обратное круговое поле, вращающееся в обратном направлении с той же скоростью $n_0 = 60 f/p$, что

и прямое. Обратное поле создает вращающий момент, действующий против вращения ротора и тормозящий ротор. Если несимметрия напряжений увеличивается, то будет увеличиваться тормозящее действие и при значительном сопротивлении ротора скорость вращения для данного момента нагрузки уменьшится. Если одно из напряжений равно нулю, ротор будет неподвижен; при изменении фазы одного из напряжений на π ротор начнет вращаться в другом направлении.

Управление двигателем может быть *амплитудным* или *фазовым*. При амплитудном управлении напряжение возбуждения U_B одной фазы остается неизменным, а управляющее напряжение другой фазы регулируется. Угол сдвига между напряжениями остается равным $\pi/2$ (рис. 15-2, б). При фазовом управлении управляющее напряжение неизменно и при одинаковых обмотках обычно равно возбуждающему; регулирование производится путем изменения угла β (рис. 15-2, в).

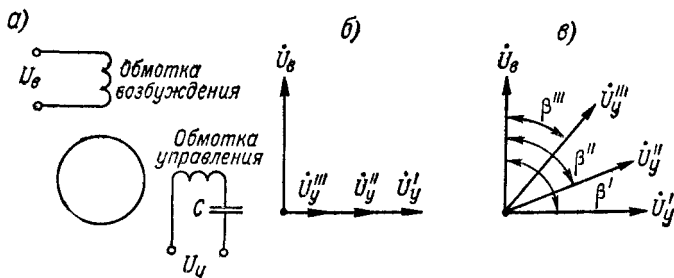


Рис. 15-2. Управление двухфазным асинхронным двигателем: а — схема двигателя; б — векторная диаграмма при амплитудном управлении; в — векторная диаграмма при фазовом управлении

Если напряжения на зажимах цепи возбуждения и управляющее находятся в фазе, то для получения угла сдвига между ними, близкого к $\pi/2$, при амплитудном управлении в цепь обмотки возбуждения или управления обычно включается конденсатор (рис. 15-2, а). При одинаковых обмотках статора напряжение управления не превосходит напряжения возбуждения. Применяется и смешанное, *амплитудно-фазовое*, управление, когда регулируются значение и фаза β управляющего напряжения.

Часто обмотки статора выполняются с разными числами витков. Пульсирующие магнитные потоки по двум осям обмоток будут в этом случае одинаковыми при условии

$$k = \frac{U_B}{U_Y} = \frac{k_B \omega_B}{k_Y \omega_Y}, \quad (15-2)$$

где U_B и U_Y — действующие напряжения возбуждения и управления; k_B , ω_B , k_Y и ω_Y — обмоточные коэффициенты и числа витков обмоток возбуждения и управления.

Найдем приближенное выражение вращающего момента двигателя при амплитудном управлении для $U_B = \text{const}$. Действительным коэффициентом сигнала α_e назовем отношение управляющего напряжения U_Y , приведенного к обмотке возбуждения, к напряжению возбуждения:

$$\alpha_e = k \frac{U_Y}{U_B}$$

или

$$U_Y = \frac{\alpha_e}{k} U_B, \quad (15-3)$$

где $k = k_B \omega_B / (k_Y \omega_Y)$.

На основании выражений (15-1) и (15-3) напряжения прямой и обратной последовательности, приведенные к обмотке, равны:

$$U_1 = \frac{1 + \alpha_e}{2} U_B; \quad U_2 = \frac{1 - \alpha_e}{2} U_B.$$

Скольжение для прямого поля

$$s = \frac{n_0 - n}{n_0},$$

где n_0 — синхронная скорость вращения поля; n — скорость вращения ротора. Обратное поле вращается в сторону, обратную вращению ротора, и скольжение

$$s_2 = \frac{n_0 + n}{n_0} = 2 - s.$$

При большом значении активного сопротивления ротора вращающие моменты пропорциональны квадратам симметричных напряжений статора и скольжению (см. гл. 12). Определим вращающий момент двигателя при этих упрощениях как разность вращающих моментов от прямого и обратного полей:

$$\begin{aligned} M = M_1 - M_2 &= c' (U_1^2 s_1 - U_2^2 s_2) = c' U_B^2 \left[\left(\frac{1 + \alpha_e}{2} \right)^2 s - \left(\frac{1 - \alpha_e}{2} \right)^2 (2 - s) \right] = \\ &= \frac{c'}{2} U_B^2 [s(1 + \alpha_e^2) - (1 - \alpha_e)^2]. \end{aligned}$$

Окончательно

$$M = c U_B^2 [s(1 + \alpha_e^2) - (1 - \alpha_e)^2]. \quad (15-4)$$

Как следует из этого выражения, механические характеристики двигателя $n = f(M)$ для различных α_e являются прямыми (рис. 15-3, а). По выражению

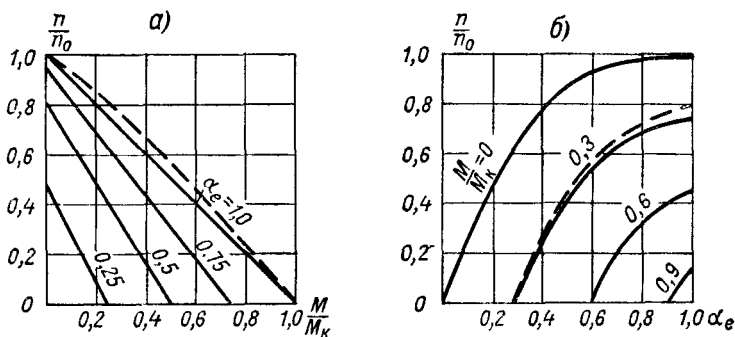


Рис. 15-3. Механические (а) и регулировочные (б) характеристики двухфазного двигателя

(15-4) можно построить также регулировочные характеристики $n = f(\alpha_e)$ для различных нагрузочных моментов (рис. 15-3, б). Значения вращающего момента для характеристик отнесены к значению вращающего момента M_K при неподвижном роторе ($s = 1$) и круговом поле ($\alpha_e = 1$). Характеристики реальных двигателей отличаются от изображенных характеристик идеального двигателя, как это показано штриховой линией для одной из них.

Приведенные характеристики указывают на то, что скорость двухфазного двигателя можно относительно просто регулировать, хотя при этом потери в двигателе велики, а коэффициент мощности низок. Двухфазные двигатели систем

автоматики обычно выполняются на малые мощности — от единиц до десятков ватт. Применение двигателей большей мощности экономически нецелесообразно.

Статоры двигателей набираются из изолированных штампованных листов электротехнической стали. В полуоткрытых пазах статора помещается обмотка статора, выполняемая обычно из круглого провода с эмалевой изоляцией. Двигатель может иметь две разделенные обмотки статора или замкнутую обмотку статора с выводами обмоток возбуждения и управления под углом 90° (рис. 15-4).

Двигатели выполняются с ротором большого сопротивления или со сплошным стальным ротором. Применяются также двигатели малой мощности с роторами в виде полого цилиндра из легкого металла, помещаемого между неподвижными статором и сердечником ротора.

Асинхронные двухфазные двигатели обычно используются в качестве исполнительных в системах автоматики. При неизменном напряжении возбуждения изменяется напряжение управления, соответствующее отклонению регулируемой величины от установленного значения, т. е. напряжение рассогласования. При наличии рассогласования исполнительный двигатель обеспечивает перемещение исполнительного механизма в сторону уменьшения рассогласования. При изменении знака рассогласования изменяются фаза управляющего напряжения и направление вращения двигателя.

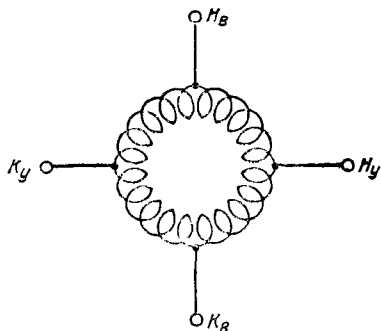


Рис. 15-4. Замкнутая обмотка статора двухфазного двигателя

15-2. Реактивные синхронные двигатели

Реактивные синхронные двигатели имеют в отличие от обычных синхронных двигателей ротор с явными полюсами без обмотки возбуждения. Синхронный двигатель обычного исполнения при выключенной обмотке возбуждения также может работать в качестве реактивного. При этом $\cos \varphi$ и к. п. д. такого двигателя будут значительно ниже, чем при нормальной работе.

Рассмотрим двухполюсный двигатель, в трехфазной обмотке статора которого протекают токи, создающие м. д. с. F , ориентированную так, как показано на рис. 15-5, а. Явнополюсный ротор стремится установиться в таком положении, чтобы магнитный поток статора был наибольшим и ось полюсов ротора совпадала с направлением м. д. с. обмотки статора. При вращении поля статора в случае холостого хода ротор увлекается вращающимся полем, вращаясь синхронно с ним и сохраняя неизменным свое положение относительно м. д. с. F статора, показанное на рисунке. Заметим, что в этом положении ротора магнитный поток статора и соответствующее ему реактивное сопротивление фаз статора x_d будут наибольшими, так как магнитное сопротивление пути потока по стальному ротору наименьшее.

Если нагрузить двигатель моментом нагрузки M , то ротор будет отставать от вращающейся м. д. с. статора на некоторый угол β и магнитные линии поля будут как бы тянуть ротор в направлении вращения (рис. 15-5, б).

Наибольшее магнитное сопротивление для потока статора и наименьшее значение реактивного сопротивления x_q обмотки статора будут иметь место при расположении ротора перпендикулярно направлению м. д. с. статора F .

Обозначим через φ угол сдвига между э. д. с., которая индуцируется потоком ротора, направленным по оси полюсов, и током статора. Для рис. 15-5, в, когда ток статора находится в фазе с э. д. с., которая индуцируется потоком ротора, угол $\varphi = 0$. Положению ротора на рис. 15-5, а соответствует $\varphi = \pi/2$, а положению на рис. 15-5, б — угол $\varphi = \pi/2 - \beta$.

Разложим м. д. с. статора на две составляющие: продольную F_d по оси ротора и поперечную F_q , перпендикулярную оси (рис. 15-5, б). Этому разложению м. д. с. соответствует формальное разложение тока статора на две системы токов — продольную I_d и поперечную I_q :

$$\left. \begin{aligned} I_d &= I \cos \beta = I \cos (\pi/2 - \psi) = I \sin \psi, \\ I_q &= I \sin \beta = I \cos \psi. \end{aligned} \right\} \quad (15-5)$$

Составляющая тока I_d создает м. д. с. F_d , а I_q — м. д. с. F_q .

Реактивное сопротивление x_d для составляющей тока I_d состоит из реактивного сопротивления x_{ad} от потока реакции якоря по продольной оси и реактив-

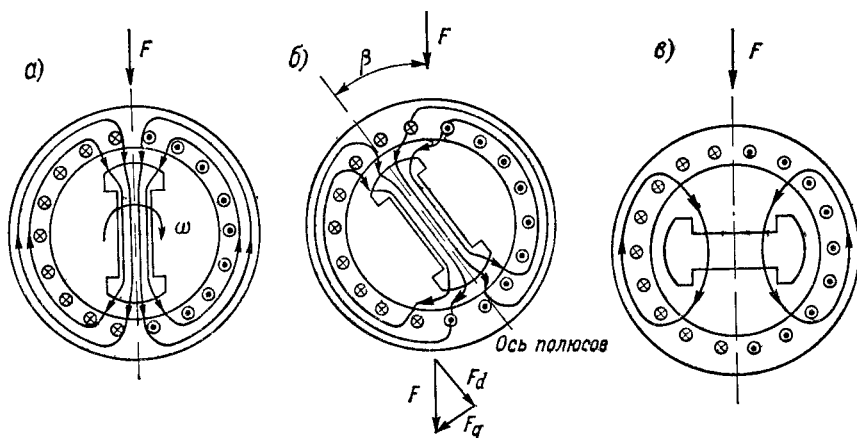


Рис. 15-5. Расположение ротора синхронной машины относительно м. д. с., создаваемого токами статора: а — при $\psi = \pi/2$; б — при $\psi = \pi/2 - \beta$, в — при $\psi = 0$

ного сопротивления x_p от потока рассеяния. Аналогично сопротивление x_q для составляющей I_q состоит из сопротивлений x_{aq} и x_p :

$$x_d = x_{ad} + x_p; \quad x_q = x_{aq} + x_p.$$

Пренебрегая активными сопротивлениями обмоток, получим, что вектор напряжения U на зажимах каждой из фазных обмоток статора будет равен геометрической сумме напряжений $I_d x_d$ и $I_q x_q$:

$$U = j x_d I_d + j x_q I_q.$$

На основании приведенных соображений на рис. 15-6 построена упрощенная векторная диаграмма реактивного синхронного двигателя.

В предположении отсутствия потерь в статоре активная электромагнитная мощность фазы равна произведению напряжения U на ток I и на $\cos(\psi + \theta)$. Эту мощность можно также определить как алгебраическую сумму мощностей, равных соответственно произведению напряжения продольной оси $I_d x_d$ на ток поперечной оси I_q и произведению $I_q x_q$ на I_d .

Из векторной диаграммы следует, что электромагнитная мощность трехфазного двигателя, передаваемая от статора на ротор,

$$\begin{aligned} P_{эм} &= 3 (I_d I_q x_d - I_d I_q x_q) = 3 \left(\frac{U \sin \theta}{x_q} U \cos \theta - \frac{U \cos \theta}{x_d} U \sin \theta \right) = \\ &= \frac{3}{2} U^2 \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta, \end{aligned} \quad (15-6)$$

Вращающий момент (в ньютон-метрах) при пренебрежении потерями двигателя определяется выражением

$$M = \frac{3}{2} \frac{p}{\omega} U^2 \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta, \quad (15-7)$$

где ω/p — синхронная частота вращения ротора.

Вращающий момент и мощность реактивного двигателя пропорциональны $\sin 2\theta$ и имеют наибольшее значение при $\theta = 45^\circ$ в отличие от неявнополюсного двигателя (рис. 15-7, а). Наибольший реактивный момент имеет значение порядка десятков процентов от наибольшего момента обычного синхронного двигателя.

Вращающий момент M всякой синхронной машины с явными полюсами складывается из момента M_c , в предположении неявнополюсного ротора, и реактивного момента M_p (рис. 15-7, б). Вследствие наличия реактивного момента кривая зависимости $M = f(\theta)$ для машины с явными полюсами отклоняется от синусоиды

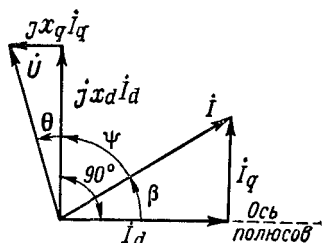


Рис 15 6. Векторная диаграмма реактивного синхронного двигателя

Реактивные двигатели, как это следует из векторной диаграммы на рис. 15-6, работают при низком значении $\cos \varphi$ и с небольшими к. п. д. Поэтому находят применение реактивные двигатели только малой мощности, простоту устройства которых (отсутствие возбуждения ротора) предпочитают высоким эксплуатационным показателям обычных двигателей. Реактивные машины, магнитный поток которых возникает под действием м. д. с. реакции статора, могут работать также в качестве генераторов.

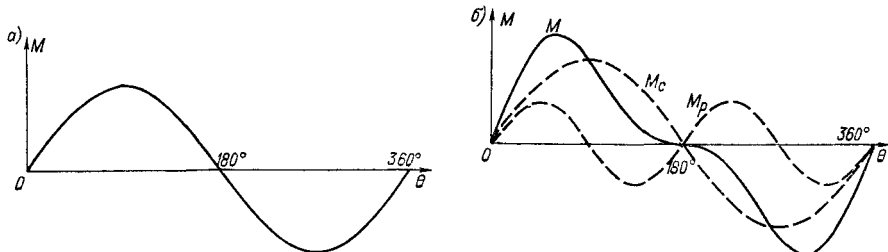


Рис. 15-7. Зависимость вращающего момента синхронного двигателя от угла θ : а — для неявнополюсного ротора, б — для явнополюсного ротора

При питании от однофазной сети применяют двигатели с двумя обмотками, одна из которых включена непосредственно на напряжение сети, а другая — через конденсатор.

Для пуска двигателей служат пусковые клетки роторов. Синхронные реактивные двигатели при наличии пусковой клетки, как и обычные двигатели, работают при пуске до входа в синхронизм как асинхронные.

Двигатели с постоянными магнитами имеют статоры с трехфазной или двухфазной обмоткой, выполняются с роторами, на которых вместо полюсов с обмотками, возбуждаемыми постоянным током, имеются постоянные магниты. Постоянные магниты надо считать как бы имеющими обмотку возбуждения, обтекаемую постоянным током, что следует из теории магнетизма. Поэтому рассчитываемые двигатели могут развивать больший вращающий момент по сравнению с обычными реактивными, состоящий из собственно реактивного момента, пропорционального $\sin 2\theta$, и момента, пропорционального $\sin \theta$, как показано на рис. 15-7.

Благодаря этому свойству и простоте исполнения маломощные синхронные двигатели с постоянными магнитами получили широкое распространение. Двигатели выпускаются серийно нашей промышленностью.

Гистерезисный двигатель имеет также трехфазную или двухфазную обмотку статора. Ротор выполняется в виде сплошного цилиндра из меди или мягкой стали, на который напрессован полый цилиндр из магнитотвердого материала. Двигатель разгоняется как асинхронный под действием момента, создаваемого при взаимодействии вращающегося поля на вихревые токи, индуцируемые в сплошном цилиндре. При подсинхронной частоте вращения двигатель втягивается в синхронизм и начинает вращаться синхронно с вращающимся полем под действием момента, обусловленного взаимодействием вращающегося поля с остаточным магнитным потоком магнитотвердого наружного цилиндра.

Редукторные реактивные двигатели служат для получения малых скоростей вращения без применения редукторов, что устраняет шум от механической передачи и делает привод более компактным.

В простейшем виде это — двигатель, статор и ротор которого набраны из штампованных листов электротехнической стали. Статор имеет трехфазную или двухфазную обмотку, пазы статора открытые; пазы ротора также открытые и без обмотки. Разность чисел пазов статора z_1 и ротора z_2 должна быть кратной двойному числу пар полюсов p_1 обмотки статора. На рис. 15-8 изображена часть магнитной системы статора и ротора для $z_1 = 16$, $z_2 = 18$ и $p_1 = 1$. В показанном положении против зубца 1 статора расположен зубец 1' ротора и магнитное сопротивление для потока наименьшее. В это положение ротор стремится установиться, когда ось магнитного поля вертикальна. Зубцовый шаг для статора $360^\circ/16 = 22,5^\circ$, а для ротора $360^\circ/18 = 20^\circ$. Когда ось вращающегося магнитного потока повернется по часовой стрелке на угол $22,5^\circ$, то положение, которое стремится занять ротор, и наименьшее магнитное

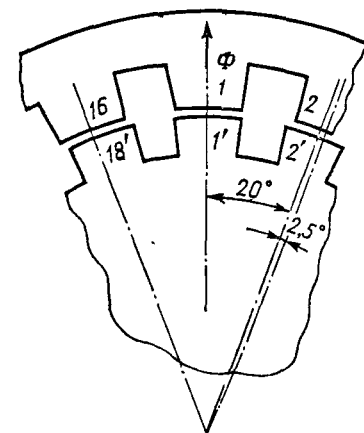


Рис. 15-8. Часть магнитной системы статора и ротора редукторного двигателя

сопротивление будут тогда, когда против зубца статора 2 расположится зубец 2' ротора. Следовательно, при повороте магнитного поля на угол $22,5^\circ$ ротор повернется на угол $2,5^\circ$ — в положение, соответствующее наименьшему магнитному сопротивлению, т. е. на угол в 9 раз меньший. Из приведенных соображений можно заключить, что ротор будет вращаться медленнее магнитного поля в $i = z_2/(z_2 - z_1)$ раз. Число зубцов статора может быть и больше числа зубцов ротора. Предположим для примера, что $p_1 = 1$, $z_1 = 198$ и $z_2 = 200$. Тогда ротор будет вращаться медленнее вращающегося двухполюсного поля в 100 раз: $z_2/(z_2 - z_1) = 200/(200 - 198)$, т. е. при частоте $f = 50$ Гц со скоростью 30 об/мин.

Редукторные двигатели обычно имеют пусковые устройства в виде короткозамкнутой клетки или пусковой обмотки на роторе. Если двигатель предназначен для работы при легких условиях пуска, то пусковое устройство может отсутствовать.

Шаговые двигатели служат для поворота приводимого механизма на определенный угловой шаг при подаче импульсов тока в обмотку статора. Статор двигателя имеет трехфазную или двухфазную обмотку; ротор из ферромагнитного сплошного металла выполняется с открытыми пазами или с магнитами, которые крепятся к ротору. Вследствие того что числа зубцов ротора и статора различные, магнитные сопротивления системы ротор—статор имеют наименьшие значения в определенных положениях ее. При подаче различных по значению токов в фазы обмотки статора ось магнитного поля будет занимать различные положения относительно статора, а ротор будет устанавливаться в положения, дающие наимень-

шее магнитное сопротивление. Электронный или другой коммутатор обеспечивает в течение каждого такта подачу таких импульсов тока в обмотку статора, что ротор поворачивается на один шаг, величина которого составляет обычно единицы угловых градусов.

15-3. Сельсины

В системах передачи на расстояние угла поворота прибора или аппарата, в следящих системах, а также в электромеханических вычислительных устройствах широко применяются сельсины.

Сельсин является машиной малой мощности, выполняемой подобно асинхронной. Обычным является исполнение сельсина с контактными кольцами, однофазной обмоткой явнополюсного ротора и трехфазной обмоткой статора. Однофазная обмотка ротора получает питание от сети переменного тока, ток к обмотке ротора подводится через контактные кольца. Магнитные системы статора и ротора набраны из изолированных листов электротехнической стали.

Сельсины изготавливаются и с однофазной обмоткой явнополюсного статора, и трехфазной распределенной обмоткой ротора. Применяются также бесконтактные сельсины, описанные в конце параграфа.

Обычно сельсины предназначены для работы при непрерывном вращении, что имеет место в режиме непрерывного слежения следящих систем. Сельсины могут работать и при периодических поворотах в пределах некоторого угла.

Выведем выражения э. д. с., индуцированных в обмотке статора при питании однофазной обмотки ротора от сети переменного тока (рис. 15-9). При этом в расточке статора возникает пульсирующий переменный магнитный поток с неизменной амплитудой. Этот поток индуцирует в трехфазных обмотках статора э. д. с. той же частоты, находящиеся в фазе друг с другом и отстающие по фазе на $\pi/2$ от переменного потока.

Если оси обмотки ротора и одной из фазных обмоток статора совпадают при некотором положении ротора, то в данной обмотке статора индуцируется наибольшая переменная э. д. с.; если угол между осями обмоток равен α , то при синусоидальном распределении магнитного потока в зазоре действующие индуцированные э. д. с. и их амплитуда будут пропорциональны $\cos \alpha$.

Выражение для мгновенной э. д. с., индуцированной, например, в обмотке A при синусоидальном изменении магнитного потока, имеет вид $e_A = E_m \cos \alpha \sin \omega t$, где $E_m \cos \alpha$ — амплитудное значение э. д. с.; ω — угловая частота переменного потока.

Учитывая сдвиг в пространстве фазных обмоток статора относительно друг друга на угол 120 электрических градусов, можно написать выражения для действующих э. д. с. обмоток статора, находящихся в фазе:

$$E_A = E \cos \alpha; E_B = E \cos \left(\alpha - \frac{2\pi}{3} \right); E_C = E \cos \left(\alpha - \frac{4\pi}{3} \right), \quad (15-8)$$

где E — действующая э. д. с., индуцированная в фазе обмотки статора, когда оси обмоток статора и ротора совпадают ($\alpha = 0$).

В соответствии с выражением (15-8) э. д. с. обмотки A , например, изменяется по косинусоиде. В пределах угла $90^\circ < \alpha < 270^\circ$ э. д. с. $E_A < 0$. Это соответствует изменению фазы э. д. с. на π по сравнению с фазой при $90^\circ > \alpha > 270^\circ$.

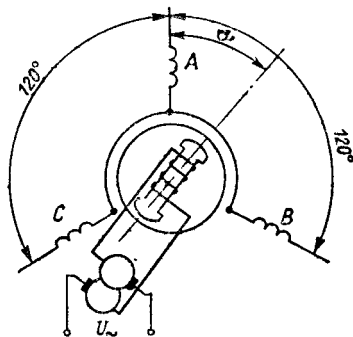


Рис. 15-9. Схема сельсина с однофазным ротором

В *индикаторном режиме*, например при дистанционной передаче угла поворота измерительного прибора, имеются сельсин-датчик, который задает угол поворота α , и сельсин-приемник, ротор которого поворачивается на угол α' , равный приблизительно углу поворота сельсина-датчика (рис. 15-10). От одного сельсина-датчика может передаваться угол на несколько приемников. При этом напряжения роторов, как следует из рис. 15-10, одинаковые, а коэффициенты трансформации с ротора на статор должны быть также одинаковы для обоих сельсинов, что обеспечивает равенство э. д. с. по фазам статора в согласованном

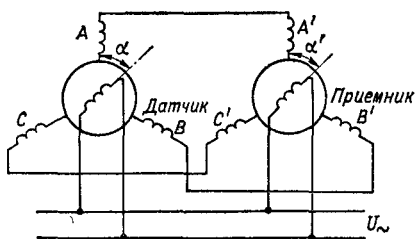


Рис. 15-10. Схема дистанционной передачи угла при помощи сельсинов

положении роторов. Если ротор сельсина-приемника находится в положении, повернутом относительно исходного на угол α' , а ротор сельсина-датчика повернут на угол α из исходного положения, когда ось фазы A совпала с осью обмотки ротора, э. д. с. обмоток статоров сельсина-датчика и приемника взаимно не уравновешиваются и в обмотках статоров протекают токи, определяющиеся разностью э. д. с. при угле рассогласования $\theta = \alpha - \alpha'$.

На роторы сельсина-датчика и сельсина-приемника действуют вращающие моменты, обусловленные взаимодействием магнитных полей и токов проводников обмоток ротора. Вращающий момент, действующий на ротор сельсина-датчика, уравновешивается моментом задающего устройства, а вращающий момент, действующий на ротор сельсина-приемника, стремится повернуть ротор приемника на угол, равный углу поворота ротора сельсина-датчика. Когда угол $\theta = \alpha - \alpha'$ будет равен нулю, э. д. с. обмоток статоров уравновесятся. Э. д. с., действующая в цепях обмоток статоров, соединенных друг с другом, равна разности э. д. с. обмоток. Для обмоток A и A' , например,

$$\begin{aligned} \Delta E_A &= E'_A - E_A = E \cos \alpha' - E \cos \alpha = \\ &= -2E \sin \frac{\alpha + \alpha'}{2} \sin \frac{\alpha' - \alpha}{2} = 2E \sin \left(\alpha - \frac{\theta}{2} \right) \sin \frac{\theta}{2}. \end{aligned}$$

Аналогично для фаз B и C получим

$$\Delta E_B = 2E \sin \left(\alpha - \frac{\theta}{2} - 120^\circ \right) \sin \frac{\theta}{2};$$

$$\Delta E_C = 2E \sin \left(\alpha - \frac{\theta}{2} - 240^\circ \right) \sin \frac{\theta}{2}.$$

Результирующая э. д. с. зависит от угла θ , а токи в цепях статора сдвинуты на угол φ относительно этой э. д. с.

Можно показать, что вращающий момент сельсина определяется выражением

$$M = M_{\max} \sin \theta, \quad (15-9)$$

где M_{\max} — наибольший вращающий момент при $\theta = 90^\circ$ и данном значении угла сдвига φ .

Выражение вращающего момента получено для неявнополюсной машины. При учете реактивного момента, обусловленного наличием явных полюсов, кривая зависимости $M = f(\theta)$ отклоняется от синусоиды (рис. 15-11).

Под действием вращающего момента ротор приемника устанавливается в соответствующее положение. Некоторая неточность установки обусловлена моментом сопротивления приемника и уменьшением устанавливающего момента M при уменьшении угла рассогласования θ .

Сельсины разделяются по классам точности в соответствии со значением

собственной погрешности по углу при отсутствии нагрузочного момента сопротивления. Для сельсинов первого класса точности погрешность по углу не должна превосходить $\pm 0,25^\circ$.

Сельсины могут использоваться также для преобразования угла рассогласования в э. д. с. на выходе сельсина-приемника. Такая схема называется *трансформаторной схемой* соединения сельсинов (рис. 15-12). В ней угол поворота задается также сельсином-датчиком. Ротор сельсина-приемника связан обычно через редуктор с валом исполнительного механизма, которому задается угол поворота. Выходная э. д. с. $E_{\text{вых}}$ однофазной обмотки приемника служит для управления приводом исполнительного механизма.

М. д. с. обмотки статора сельсина-датчика, подобно м. д. с. вторичной обмотки трансформатора, действует навстречу м. д. с. однофазной обмотки. Поэтому расположение волны м. д. с. статора определяется положением ротора. Обмотки статоров сельсина-датчика и сельсина-приемника обтекаются одними и теми же токами; следовательно, волна м. д. с. трехфазной обмотки статора приемника будет иметь такое же расположение в пространстве, как и волна м. д. с. сельсина-датчика. Пренебрегая реакцией тока обмотки ротора при малой нагрузке, можно заключить, что распределение магнитного потока по окружности статора приемника будет таким же, как и распределение м. д. с. Если угол $\alpha - \alpha' = \theta = 0$, то в однофазной обмотке приемника будет индуцироваться наибольшая э. д. с.

Для синусоидального распределения магнитной индукции в зазоре вдоль окружности статора сельсина э. д. с. однофазной обмотки будет изменяться по гармоническому закону при изменении угла θ :

$$E_{\text{вых}} = E \cos \theta, \quad (15-10)$$

где $E_{\text{вых}}$ — выходная э. д. с. при $\theta = 0$.

Если отсчитывать угол от оси, перпендикулярной исходному положению оси ротора сельсина-датчика ($\theta' = 90^\circ + \alpha - \alpha' = 90^\circ + \theta$), то $\theta = \theta' - 90^\circ$ и $E_{\text{вых}} = E \sin \theta'$.

Рис. 15-12. Трансформаторная схема соединения сельсинов

Следовательно, выходная э. д. с. однофазной обмотки сельсина-приемника определяется углом рассогласования сельсина-датчика и вала исполнительного механизма. При подаче этой э. д. с. на вход системы управления производится автоматическая *отработка* — устранение рассогласования.

При включении трехфазной обмотки сельсина на напряжение трехфазного переменного тока получим *фазорегулятор*. Амплитудная и действующая э. д. с. однофазной обмотки будут практически неизменны, а фаза определяется углом поворота ротора на угол α в электрических градусах: $e = E_m \sin(\omega t + \alpha)$.

В автоматике находят применение *дифференциальные сельсины*. Эти сельсины имеют трехфазные обмотки статора и ротора и служат для промежуточного изменения передаваемого угла,

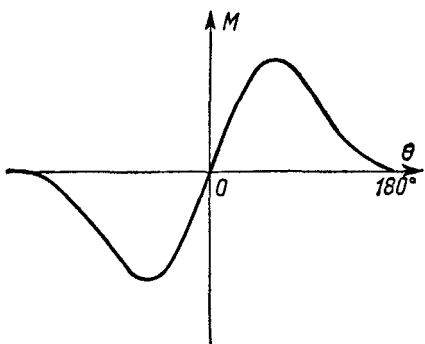
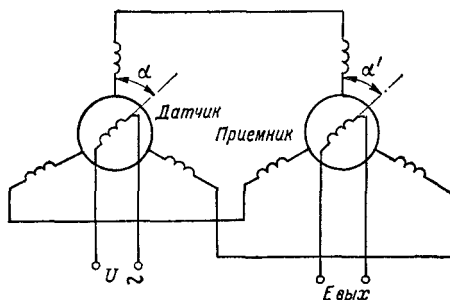


Рис. 15-11. Зависимость вращающего момента явн полюсного сельсина от угла рассогласования



Наша промышленность выпускает сельсины разных типов. Например, сельсины типов СС и Д11 выполняются обычно на напряжения 60 и 110 В переменного тока, мощность сельсинов в пределах 7—20 Вт. Для устранения вращающего момента, действующего на сельсины-датчики, последние могут выполняться сдвоенными в одном корпусе.

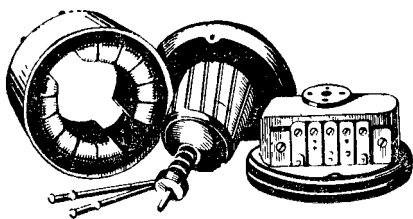


Рис. 15-13. Контактный сельсин с явнополюсным статором

По конструктивному исполнению сельсины подобны асинхронным двигателям малой мощности. На рис. 15-13 показан внешний вид явнополюсного статора сельсина, ротора, имеющего скошенные пазы, и подшипникового щита с выводами статора и ротора.

Для того чтобы устранить трение щеток о контактные кольца и сделать работу сельсина более надежной,

А. И. Иосифьян и Д. В. Свечарник предложили бесконтактный сельсин. У этого сельсина в пазах статора размещены трехфазная обмотка и коаксиально — однофазная обмотка, питаемая переменным током. Ориентировка магнитного поля задается ротором, имеющим несимметричную магнитную проводимость.

15-4. Вращающиеся трансформаторы

Вращающиеся трансформаторы, подобно сельсинам, служат для получения выходных напряжений переменного тока, пропорциональных гармоническим функциям угла поворота ротора, а также для построения векторов по составляющим.

По конструктивному выполнению вращающиеся трансформаторы подобны асинхронным машинам малой мощности с фазным ротором. Статор и ротор набраны из изолированных листов электротехнической стали. В пазах статора и ротора уложены обычно по две одинаковые фазные обмотки, расположенные под углом 90 электрических градусов друг к другу. Концы обмоток ротора соединены с контактными кольцами. Для двухфазной обмотки ротора число колец обычно равно трем: одно из колец соединено с общей точкой двух обмоток. Если по условиям работы угол поворота ротора меньше 360° , выводы роторной обмотки выполняются в виде гибких проводников с малой жесткостью для уменьшения момента сопротивления при повороте.

Определим выражение для э. д. с. обмотки ротора при включении обмотки статора на напряжение переменного тока U_c и наличии только одной обмотки статора и одной обмотки ротора (рис. 15-14). Угол поворота ротора α будем отсчитывать от оси, перпендикулярной оси обмотки статора.

Э. д. с. E_p , индуцированная в обмотке ротора переменным магнитным потоком, синусоидально распределенным в равномерном зазоре вдоль окружности статора, определяется выражением, подобным (15-10):

$$E_p = k U_c \sin \alpha, \quad (15-11)$$

где $k = \omega_p / \omega_c$ — коэффициент трансформации с обмотки статора на ротор; ω_p и ω_c — числа витков обмоток ротора и статора, одинаково распределенных

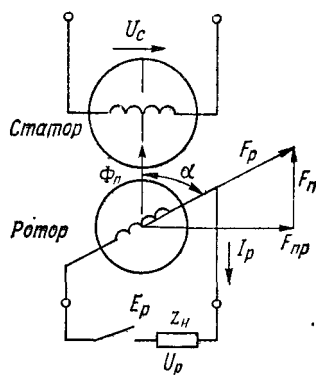


Рис. 15-14. Схема простейшего вращающегося трансформатора

по окружности статора; U_c — напряжение обмотки статора. Это выражение достаточно точно определяет э. д. с. ротора при отсутствии нагрузки, когда можно пренебречь падением напряжения в обмотке статора.

При включении нагрузки z_n в обмотке ротора протекает переменный ток I_p , создающий пульсирующую м. д. с. F_p по оси обмотки ротора. Эта м. д. с. может быть разложена на две составляющие: по продольной оси (F_{p1}) и по поперечной оси (F_{p2}). Пульсирующая м. д. с. продольной оси F_{p1} уравнивается м. д. с. обмотки статора подобно тому, как в трансформаторе м. д. с. вторичной обмотки уравнивается м. д. с. первичной обмотки. М. д. с. поперечной оси F_{p2} остается неуравновешенной и создает пульсирующий магнитный поток поперечной оси Φ_n . Этот переменный поток достаточно велик и индуцирует значительную э. д. с. в обмотке ротора, зависящую от угла α . Э. д. с. пропорциональна $\cos^2 \alpha$, так как $F_{p1} = F_p \cos \alpha$, а м. д. с. по оси обмотки ротора $F_{p1} \cos \alpha = c I_p^2 \cos^2 \alpha$. Эта э. д. с.

обуславливает значительное отклонение зависимости выходного напряжения от угла поворота при нагрузке от синусоидальной, и в таком случае вращающийся трансформатор не пригоден для воспроизведения гармонической функции. Заметим, что э. д. с., индуцированные в обмотках потоками рассеяния по продольной оси, очень невелики, как и сами потоки рассеяния.

Для получения достаточно точной гармонической зависимости выходного напряжения от угла поворота необходимо скомпенсировать поперечную м. д. с. F_{p2} . Эта компенсация выполняется путем введения дополнительной обмотки по поперечной оси или создания добавочной м. д. с., компенсирующей поперечную м. д. с. рабочей роторной обмотки. С этой целью статор и ротор выполняются обычно с двумя обмотками, расположенными друг к другу под углом 90° электрических градусов (рис. 15-15, а).

Дополнительная обмотка статора $C2$ выполняется обычно подобно рабочей обмотке $C1$, включенной на напряжение U_c . Если обмотку $C2$ замкнуть накоротко, то в ней будет индуцироваться переменный ток; м. д. с. от этого тока будет почти полностью уравниваться м. д. с. поперечной оси обмотки ротора. В этом случае поток поперечной оси Φ_n будет практически отсутствовать, если не считать небольших потоков рассеяния. Иногда для лучшей компенсации в цепь обмотки включают небольшое балластное сопротивление z_6 .

М. д. с. поперечной оси двух одинаковых обмоток ротора $P1$ и $P1$ взаимно компенсируются также при включении в цепи обмоток одинаковых сопротивлений $z_{r1} = z_{r2}$ (рис. 15-15, а).

М. д. с. F_{p1} обмотки $P1$ пропорциональна току обмотки I_{p1} и при неизменных сопротивлении z_{r1} и напряжении сети U_c пропорциональна э. д. с. E_{p1} [см. (15-11)]:

$$F_{p1} = c U_c \sin \alpha.$$

М. д. с. такой же обмотки $P2$ с осью под углом 90° к оси обмотки $P1$ пропорциональна $\cos \alpha$:

$$F_{p2} = c U_c \cos \alpha.$$

Составляющие м. д. с. по поперечной оси $F_{p,n1}$ и $F_{p,n2}$ действуют в разные стороны (рис. 15-15, б) и взаимно уравниваются:

$$F_{p,n1} - F_{p,n2} = F_{p1} \cos \alpha - F_{p2} \sin \alpha = c U_c (\sin \alpha \cos \alpha - \cos \alpha \sin \alpha) = 0.$$

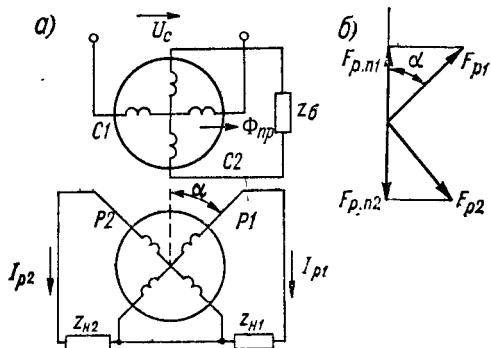


Рис. 15-15. Схема вращающегося трансформатора с двумя обмотками статора и ротора: а — схема включения; б — векторная диаграмма м. д. с.

Для компенсации потока поперечной оси Φ_{\perp} достаточно было бы применить один из способов компенсации. Обычно для вращающихся трансформаторов применяют одновременно оба способа компенсации, так как при нагрузке трансформатора трудно обеспечить равенство комплексных сопротивлений нагрузки $z_{H1} = z_{H2}$.

Трансформатор, выполненный по схеме рис. 15-15, а, является *синусно-косинусным вращающимся трансформатором* (СКВТ).

Если пренебречь относительно небольшой потерей напряжения в обмотке статора $C1$, получим, что э. д. с. E_{P1} и E_{P2} обмоток $P1$ и $P2$, а следовательно, токи обмоток и напряжения на зажимах неизменных сопротивлений z_{H1} и z_{H2} пропорциональны $\sin \alpha$ и $\cos \alpha$ соответственно:

$$E_{P1} = kU_c \sin \alpha; \quad E_{P2} = kU_c \cos \alpha, \quad (15-12)$$

где $k = \omega_o / \omega_c$ — коэффициент трансформации со статора на ротор.

Как было указано, две обмотки ротора, как и две обмотки статора, выполняются одинаковыми: $\omega_{c1} = \omega_{c2} = \omega_c$; $\omega_{p1} = \omega_{p2} = \omega_p$; кроме того, $z_{H1} = z_{H2}$.

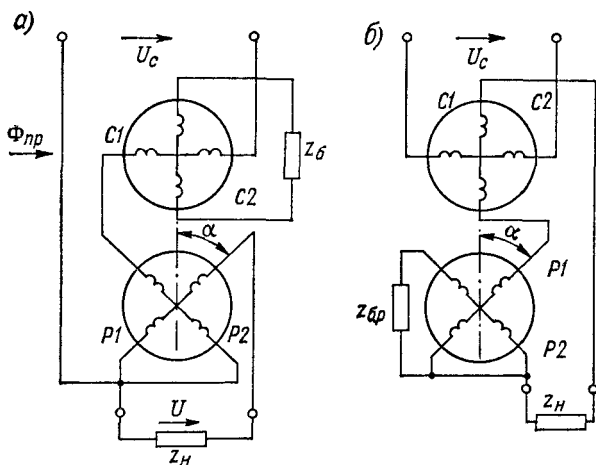


Рис. 15-16. Схемы включения линейных вращающихся трансформаторов

Напряжения на зажимах сопротивлений z_{H1} и z_{H2} меньше э. д. с. на значение падения напряжения в обмотках ротора.

Подобные СКВТ воспроизводят значения синуса и косинуса угла поворота в виде переменных напряжений с точностью до долей процента.

Если соединить вращающиеся трансформаторы по схемам рис. 15-16, получим линейный вращающийся трансформатор (ЛВТ). ЛВТ обеспечивает получение переменного напряжения, примерно пропорционального углу поворота ротора в пределах $\pm 30^\circ$, менее точно — до $\pm 60^\circ$. Это достигается за счет введения добавочных э. д. с. в выходное напряжение ЛВТ (например, на схеме рис. 15-16, б за счет введения э. д. с. обмотки ротора $P1$).

Для выходной э. д. с. ЛВТ (рис. 15-16, а) может быть написано выражение

$$E_p = kU_c \frac{\alpha}{1+k} = cU_c \alpha. \quad (15-13)$$

Напряжение U на зажимах нагрузочного сопротивления пропорционально и несколько меньше э. д. с. E_p .

Выходное напряжение пропорционально в некоторых пределах углу поворота α и для схемы рис. 15-16, б. В этой схеме комплексные сопротивления

в цепях обмоток $P1$ и $P2$ должны быть одинаковы:

$$Z_p + Z_{6.p} = Z_c + Z_p + Z_n$$

где Z_c и Z_p — комплексные сопротивления обмоток статора и ротора.

Вращающиеся трансформаторы обычно рассчитаны на небольшую мощность — порядка нескольких ватт. Они имеют большую точность по сравнению с сельсинами и широко применяются в вычислительных устройствах непрерывного действия, а также в следящих системах.

15-5. Электромашинные усилители

Электрические генераторы обладают свойством усиления: мощность, отдаваемая генератором, значительно больше мощности, подаваемой в цепь возбуждения.

Электромашинные усилители являются генераторами постоянного тока с независимым возбуждением, иногда с дополнительными обмотками самовозбуждения, рассчитанными для получения большого коэффициента усиления по мощности. Усилители применяются в мощных системах управления, где необходимо усиливать мощность, подаваемую от регулирующих и управляющих устройств. По выполнению ряд типов усилителей несколько отличается от обычных машин постоянного тока.

Электромашинные усилители обычно являются усилителями мощности, и основная их характеристика — коэффициент усиления по мощности.

Коэффициент усиления по мощности k_p генератора постоянного тока (рис. 15-17) определяется отношением мощности на зажимах генератора P к мощности в цепи возбуждения P_B :

$$k_p = \frac{P}{P_B} = \frac{UI}{I_B^2 r_B}, \quad (15-14)$$

где U — напряжение на зажимах генератора; I — ток нагрузки; I_B — ток возбуждения; r_B — сопротивление цепи возбуждения.

Выходная мощность и коэффициент усиления увеличиваются с током нагрузки. Коэффициент усиления растет с увеличением нагрузки до значения, при котором падение напряжения в генераторе равно напряжению на зажимах нагрузки, что имеет место при нагрузках, значительно превосходящих номинальную. Обычно коэффициент усиления определяют для номинальной мощности усилителя.

Из выражения (15-14) может быть получено другое выражение для коэффициента усиления:

$$k_p = 4 \frac{r_n + r_a}{r_n + r_a} f \frac{F_a}{F_B} \frac{\tau_B}{1 + \sigma}, \quad (15-15)$$

где $r_n + r_a$ — сопротивление приемника и цепи якоря; F_a/F_B — отношение м. д. с. реакции якоря к м. д. с. возбуждения на пару полюсов; f — частота э. д. с. якоря; $\tau_B = L_B/r_B$ — постоянная времени цепи возбуждения; $1 + \sigma$ — отношение магнитного потока полюсов к потоку, вступающему в якорь; σ — коэффициент рассеяния.

Коэффициент усиления генераторов постоянного тока независимого возбуждения имеет порядок десятков; наибольшее достижимое значение при специальном расчете 200—250.

При исследовании характеристик усилителей будем предполагать, что усилители приводятся при помощи двигателей с практически неизменной скоростью.

Рассмотрим процесс возбуждения ненасыщенного генератора постоянного тока при холостом ходе. Для цепи с индуктивностью можно написать

$$I_B + \tau_B \frac{dI_B}{dt} = \frac{U_B}{r_B}, \quad (15-16)$$

где $\tau_b = L_b/r_b$; $L_b = \Psi_b/I_b$ — индуктивность цепи возбуждения ненасыщенной машины.

Э. д. с. ненасыщенной электрической машины при неизменной скорости вращения пропорциональна току возбуждения:

$$E_r = k_b I_b.$$

Умножая обе части выражения (15-16) на коэффициент k_b , получим

$$E_r + \tau_b \frac{dE_r}{dt} = k U_b, \quad (15-17)$$

где $k = k_b/r_b$ — коэффициент усиления со входа возбуждения на выход генератора.

При включении обмотки возбуждения генератора на неизменное напряжение возбуждения выходная э. д. с. E_r возрастает по экспоненциальному закону (рис. 15-18).

Часто индуктивность цепи нагрузки невелика, и ток нагрузки можно считать пропорциональным э. д. с. генератора. При значительной индуктивности изменение тока нагрузки в процессе возбуждения описывается уравнением второго порядка.

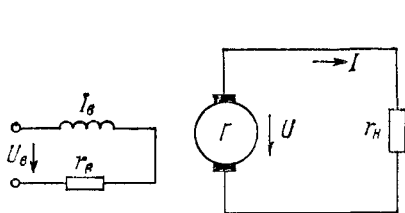


Рис. 15-17. Схема генератора постоянного тока независимого возбуждения

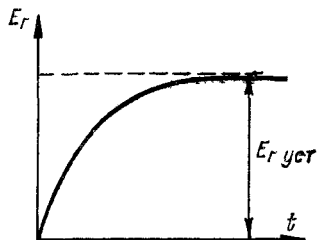


Рис. 15-18. График возрастания э. д. с. генератора при включении возбуждения

Постоянные времени цепей возбуждения генераторов постоянного тока находятся в пределах от сотых долей секунды до секунд при больших мощностях. Индуктивности цепей якоря генераторов невелики — в сотни и тысячи раз меньше индуктивностей цепей возбуждения.

Генераторы постоянного тока малой мощности, применяемые в качестве усилителей, обычно имеют до четырех обмоток возбуждения, служащих для более гибкого управления напряжением усилителя. Эти обмотки называют обмотками управления.

Можно показать, что для усилителя с n различными обмотками, связанными без рассеяния друг с другом, постоянная времени τ_Σ системы возбуждения равна сумме постоянных времени замкнутых обмоток управления:

$$\tau_\Sigma = \tau_1 + \tau_2 + \dots + \tau_s + \dots + \tau_n, \quad (15-18)$$

где $\tau_s = L_s/r_s$ — постоянная времени s -й цепи управления.

Магнитный поток полюсов и пропорциональная ему э. д. с. усилителя определяются результирующим током I_Σ обмоток управления, равным алгебраической сумме токов обмоток, приведенных к одной из обмоток, например к первой, принятой за исходную:

$$I_\Sigma = I_1 + I_2 \frac{w_2}{w_1} + I_3 \frac{w_3}{w_1} + \dots + I_s \frac{w_s}{w_1} + \dots + I_n \frac{w_n}{w_1}, \quad (15-19)$$

где I_s — ток s -й обмотки; w_s/w_1 — отношение числа витков s -й обмотки к числу витков исходной.

При напряжениях U_1, U_2, \dots, U_n , действующих в цепях обмоток, можно написать уравнение усилителя

$$E_y + \tau_\Sigma \frac{dE_y}{dt} = k \sum_{s=1}^n \frac{r_1}{r_s} \frac{\omega_s}{\omega_1} U_s, \quad (15-20)$$

где $k = k'/r_1$ — коэффициент усиления по напряжению со входа первой обмотки на выход усилителя; $k' = E_y/I_1$ — коэффициент пропорциональности э. д. с. E_y току первой обмотки; r_1 и r_s — сопротивления цепей первой и s -й обмоток.

Уравнение (15-20) является одним из основных при исследовании систем автоматики с электромашинными усилителями.

Напряжение U_y на зажимах усилителя меньше э. д. с. на значение падения напряжения в якоре усилителя.

В системах управления применяются однокаскадные усилители с параллельным и последовательным самовозбуждением, многокаскадные усилители и усилители с поперечным полем.

Усилители с самовозбуждением имеют больший коэффициент усиления по сравнению с усилителями независимого возбуждения, так как часть мощности возбуждения подается в обмотку самовозбуждения от самого усилителя.

Наибольшее распространение в системах автоматики получили *усилители с поперечным полем*, которые обеспечивают большое усиление и достаточно большое быстродействие. Они могут выполняться по различным схемам, например по схеме рис. 15-19 для усилителей малой и средней мощности. Щетки на коллекторе усилителя расположены под углом 90 электрических градусов друг к другу, т. е. число комплектов щеток в два раза больше, чем у обычной машины постоянного тока. У двухполюсного усилителя, следовательно, число комплектов щеток равно четырем.

Обмотки управления $ОУ$ возбуждают по продольной оси усилителя небольшой по значению магнитный поток. Число обмоток управления обычно не более четырех. Якорь вращается в этом магнитном поле с неизменной скоростью, и в нем индуцируется э. д. с., действующая между щетками поперечной оси (горизонтальные щетки на рис. 15-19), в цепь которых включена согласно последовательная обмотка $ПО$.

Ток, протекающий в поперечной цепи якоря и последовательной обмотке (эта обмотка может и отсутствовать), создает значительную м. д. с. и магнитный поток по поперечной оси. При вращении якоря в этом поле в его обмотке индуцируется э. д. с. рабочей цепи между щетками (на рис. 15-19 расположены по вертикали). Цепь якоря между зажимами A и B является рабочей, и нагрузка включается на эти зажимы.

М. д. с. обмоток управления невелика, а м. д. с. от тока нагрузки якоря по продольной оси велика. Для того чтобы уменьшить падение напряжения при нагрузке, обусловленное большим размагничивающим действием продольной м. д. с. от тока якоря, по продольной оси включается последовательная компенсационная обмотка $КО$, м. д. с. которой направлена навстречу продольной м. д. с. якоря и компенсирует ее с точностью до 2—3%. Усилители обычно имеют дополнительные полюсы (обмотка $ДП$) только по продольной оси. Усилители большой мощности имеют иногда полюсы и по поперечной оси. Для увеличения усиления в поперечную цепь якоря иногда включают согласно последовательную обмотку,

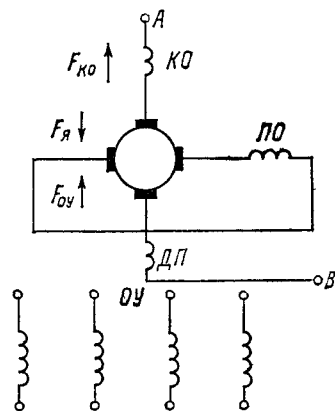


Рис. 15-19. Схема электромашиного усилителя с поперечным полем

расположенную на продольной оси; для этой же цели может служить и параллельная обмотка, включенная на зажимы якоря.

Рис. 15-20 дает представление о выполнении магнитной системы двухполюсного усилителя. Усилитель обычно изготавливается с неявными полюсами. Магнитопровод набирается из изолированных листов электротехнической стали.

Магнитный поток по продольной оси $\Phi_{пр}$ возбуждается обмотками управления, расположенными в больших пазах. Распределенная компенсационная обмотка помещена в пазах по окружности (на рис. 15-20 половина пазов заполнена обмоткой). Добавочные полюсы по продольной (рабочей) оси выполнены в виде зубцов.

В больших пазах, где уложена обмотка добавочных полюсов, расположена и последовательная обмотка поперечной оси, возбуждающая совместно с обмоткой якоря магнитный поток поперечной оси $\Phi_{п}$. Лобовые соединения обмоток есоду условно показаны линиями.

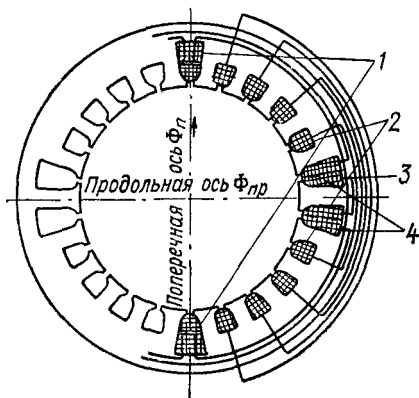


Рис. 15-20. Эскиз магнитной системы усилителя с поперечным полем

1 — обмотки управления; 2 — компенсационная обмотка; 3 — обмотка добавочных полюсов; 4 — последовательная обмотка поперечной оси

словенной отсутствием добавочных полюсов, а также гистерезиса и вихревых токов в стали якоря. Как показывает исследование этого вопроса, размагничивающая эквивалентная м. д. с. F_p зависит нелинейно от выходной э. д. с. E_y . Вследствие влияния размагничивающей м. д. с. F_p коэффициент усиления по мощности меньше возможного при отсутствии размагничивания и имеет значение порядка тысяч.

Рассмотрим уравнение э. д. с. усилителя при переходном процессе и отсутствии размагничивающего действия. По выражению (15-20) уравнение для э. д. с. поперечной оси E_n при напряжении U_1 , поданном на зажимы первой обмотки и остальных обмоток, замкнутых на сопротивления r_2, r_3, \dots, r_n , получается в виде

$$E_n + \tau_{\Sigma} \frac{dE_n}{dt} = k_1 U_1,$$

где $k_1 = k_n / r_n$ — коэффициент усиления по напряжению со входа первой обмотки на щетки поперечной цепи; $\tau_{\Sigma} = \tau_1 + \tau_2 + \dots + \tau_n$ — результирующая постоянная времени обмоток управления.

Изменение тока поперечной цепи I_n описывается уравнением

$$I_n + \tau_n \frac{dI_n}{dt} = \frac{E_n}{r_n},$$

где $\tau_n = L_n / r_n$ — постоянная времени поперечной цепи; r_n и L_n — сопротивление и индуктивность поперечной цепи,

Усилитель имеет две ступени усиления. Относительно малая мощность, подаваемая в обмотки управления, усиливается и преобразуется в мощность поперечной цепи, служащей для возбуждения поперечного потока. Отношение мощности на зажимах усилителя к мощности поперечной цепи является коэффициентом усиления по мощности второй ступени.

В первом приближении можно было бы считать, что коэффициент усиления по мощности усилителя равен квадрату коэффициента усиления генератора постоянного тока той же мощности, т. е. имеет значение 10 000—20 000. В действительности коэффициент усиления меньше вследствие размагничивающего действия реакции якоря, коммутационных токов поперечной оси при замедленной коммутации, обус-

Току поперечной цепи ненасыщенного усилителя пропорциональна э. д. с. усилителя:

$$E_y = k_{np} I_n.$$

Используя приведенные выше уравнения с учетом выражения э. д. с. E_y , для э. д. с. усилителя получим

$$\tau_\Sigma \tau_n \frac{d^2 E_y}{dt^2} + (\tau_\Sigma + \tau_n) \frac{dE_y}{dt} + E_y = \frac{k_n k_{np}}{r_1 r_n} U_1. \quad (5-21)$$

Действие размагничивающей м. д. с. F_p можно учесть отрицательной обратной связью по э. д. с. βE_y в правой части уравнения. Обозначая коэффициент усиления $k = \frac{k_n k_{np}}{r_1 r_n}$, получим для э. д. с. при отрицательной обратной связи выражение, подобное (15-20):

$$\tau_\Sigma \tau_n \frac{d^2 E_y}{dt^2} + (\tau_\Sigma + \tau_n) \frac{dE_y}{dt} + E_y = k \left(\sum_{s=1}^n \frac{r_1}{r_s} \frac{\omega_s}{\omega_1} U_s - \beta E_y \right).$$

Преобразовывая уравнение, получим

$$\frac{\tau_\Sigma \tau_n}{1 + k\beta} \frac{d^2 E_y}{dt^2} + \frac{\tau_\Sigma + \tau_n}{1 + k\beta} \frac{dE_y}{dt} + E_y = \frac{k}{1 + k\beta} \sum_{s=1}^n \frac{r_1}{r_s} \frac{\omega_s}{\omega_1} U_s. \quad (15-22)$$

Приведенные уравнения для э. д. с. E_y при холостом ходе показывают, что изменения э. д. с. описываются дифференциальным уравнением второго порядка. Выражение, подобное (15-22), может быть получено для нагруженного усилителя, когда появляется воздействие м. д. с. от рабочих токов,

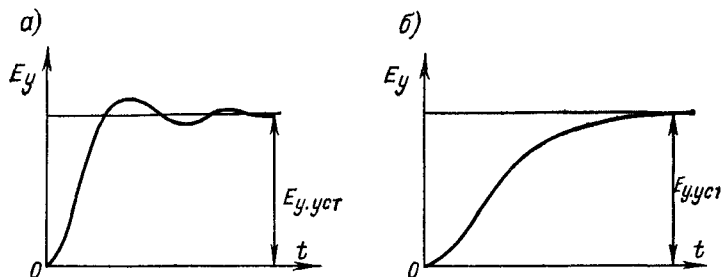


Рис. 15-21. Кривые э. д. с. усилителя поперечного поля при возбуждении: а — колебательный процесс; б — аperiodический процесс

Отметим, что размагничивающее действие F_p может быть велико и значение $1 + k\beta$ может достигать единиц. При сильном влиянии F_p в процессе возбуждения усилителя, для случая включения одной из обмоток на напряжение, могут быть колебания э. д. с. E_y , как это показано на рис. 15-21, а. Если это влияние невелико, имеет место аperiodический процесс (рис. 15-21, б).

Усилители поперечного поля выпускаются на напряжения от десятков до сотен вольт и мощностью от единиц ватт до десятков киловатт. Например, усилители типа ЭМУ выполняются для мощностей от 200 Вт до 11 кВт,

15-6. Одноякорные преобразователи

В ряде промышленных установок требуется преобразовывать переменный ток в постоянный и обратно. Это преобразование можно выполнять при помощи нонных, полупроводниковых, электромашинных и других преобразова-

телей. Электромашинный преобразователь состоит из двигателя переменного тока, сочлененного с генератором постоянного тока. При питании со стороны постоянного тока такой агрегат может служить и для обратного преобразования.

Более компактным и экономичным является одноякорный преобразователь, представляющий собой объединение в одной машине двигателя и генератора. Одноякорный преобразователь имеет полюсы, возбуждаемые постоянным током, и якорь машины постоянного тока с дополнительными контактными кольцами, соединенными с обмоткой якоря.

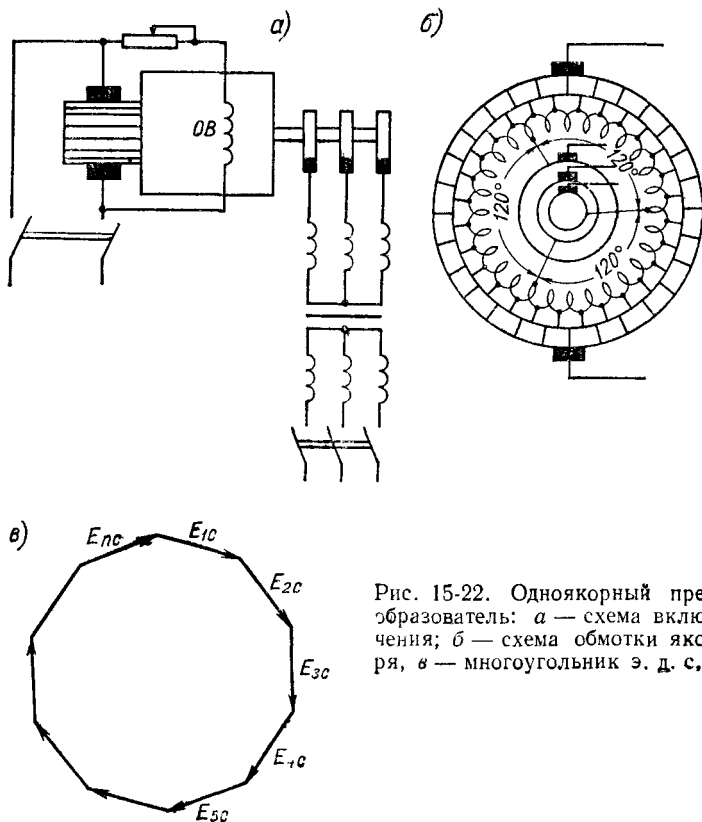


Рис. 15-22. Одноякорный преобразователь: а — схема включения; б — схема обмотки якоря, в — многоугольник э. д. с.

Схема трехфазного одноякорного преобразователя изображена на рис. 15-22, а. С одной стороны якоря преобразователя находится коллектор, а с другой — три контактных кольца, соединенные с трехфазной сетью. Обмотка возбуждения полюсов ОВ получает питание от независимого источника напряжения или с зажимов преобразователя. Контактные кольца преобразователя присоединены к трем точкам обмотки якоря, расположенным под углом 120 электрических градусов, как это показано для якоря с условной кольцевой обмоткой на рис. 15-22, б.

При вращении якоря в секциях обмотки индуцируются переменные э. д. с.; при суммировании векторов э. д. с. E_c замкнутой обмотки в предположении синусоидального изменения э. д. с. во времени получим замкнутый многоугольник (рис. 15-22, в). У трехфазного преобразователя замкнутая обмотка якоря включена в треугольник,

Одноякорный преобразователь со стороны колец якоря является синхронной машиной с неподвижными полюсами, возбуждаемыми постоянным током. Частота э. д. с., индуцированных в обмотке якоря, связана со скоростью вращения n известным соотношением $f = pn/60$, где p — число пар полюсов преобразователя. При частоте f переменного тока м. д. с. якоря будет вращаться относительно якоря в сторону, обратную вращению самого якоря, с той же скоростью $n = 60f/p$, т. е. м. д. с. якоря будет сохранять неизменное положение в пространстве относительно неподвижных полюсов.

При помощи коллектора со щетками происходит выпрямление переменных э. д. с. и тока машины, и со стороны щеток преобразователь является машиной постоянного тока. Напряжение на стороне переменного тока связано жестким соотношением с напряжением на стороне постоянного тока. Для того чтобы согласовать стандартные напряжения переменного тока со стандартными напряжениями постоянного тока, на стороне переменного тока обычно включают трансформатор (рис. 15-22, а). Преобразователи могут также выполняться с отдельными, изолированными друг от друга обмотками постоянного и переменного тока.

Заменим многоугольник э. д. с. секций (рис. 15-22, в) окружностью (рис. 15-23). Амплитуда переменной э. д. с. между кольцами трехфазного преобразователя определяется суммой э. д. с. секции, включенных между точками, расположенными под углом 120° , т. е. хордой потенциального круга (рис. 15-23). При соединении треугольником эта фазная э. д. с. равна линейной. С другой стороны, э. д. с. между щетками определяется суммой э. д. с. секций между щетками на коллекторе, расположенными диаметрально. Хорды окружности с центральным углом 120° равны: $AB = BC = CD = AD \sin(\pi/3)$.

Отношение действующей э. д. с. E_{\sim} между кольцами к э. д. с. E_{-} между щетками коллектора равно

$$\frac{E_{\sim}}{E_{-}} = \frac{\sin(\pi/3)}{\sqrt{2}}.$$

Для m -фазного преобразователя (для однофазного $m = 2$)

$$\frac{E_{\sim}}{E_{-}} = \frac{\sin(\pi/m)}{\sqrt{2}}. \quad (15-23)$$

Соотношения между значениями постоянного I_{-} и фазного I_{ϕ} токов выводится из условия равенства мощностей при отсутствии потерь в преобразователе в предположении, что отношение напряжений остается примерно таким же, как при холостом ходе:

$$E_{-} I_{-} = m E_{\sim} I_{\phi} \cos \psi,$$

где ψ — угол между переменной фазной э. д. с. и ток. Отсюда

$$I_{\phi} = I_{-} \frac{\sqrt{2}}{m \sin(\pi/m) \cos \psi}. \quad (15-24)$$

Линейный ток равен разности соответствующих фазных токов:

$$I_L = 2 I_{\phi} \sin \frac{\pi}{m} = \frac{2 \sqrt{2}}{m} \frac{I_{-}}{\cos \psi}. \quad (15-25)$$

В секциях обмотки якоря преобразователя протекает переменный и постоянный ток. Одноякорные преобразователи обычно рассчитываются для работы при

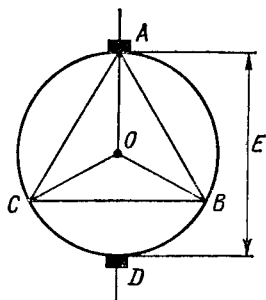


Рис. 15-23. Потенциальный круг э. д. с.

угле сдвига по фазе $\varphi = \varphi = 0$, когда результирующий ток в обмотке якоря, равный алгебраической сумме постоянного и переменного токов, будет наименьшим. При этом будут наименьшими падение напряжения и потери энергии в обмотке якоря при протекании результирующего тока.

Благодаря малым потерям в обмотке якоря одноякорные преобразователи имеют более высокий к. п. д. по сравнению с обычными электрическими машинами и тем более с преобразовательными агрегатами. При малых мощностях обычно применяются однофазные преобразователи, при больших — трехфазные и шести-фазные.

Пуск одноякорных преобразователей может производиться со стороны постоянного тока в качестве двигателей с последующей синхронизацией на стороне переменного тока или в качестве асинхронных двигателей — со стороны переменного тока.

Одноякорные преобразователи раньше широко применялись для преобразования переменного тока в постоянный. В настоящее время одноякорные преобразователи малой мощности используются в основном для питания систем автоматики и радиотехнических устройств.

15-7. Тахогенераторы

Тахогенераторы, служащие для измерения скорости вращающихся машин, являются электрическими генераторами, напряжение на зажимах которых должно быть достаточно точно пропорциональным скорости вращения машины, с которой сочленен тахогенератор. В качестве тахогенераторов применяются электрические машины малой мощности постоянного тока, синхронные и асинхронные.

Тахогенератор постоянного тока обычно представляет собой генератор постоянного тока малой мощности с независимым возбуждением (рис. 15-24) или с постоянными магнитами. Напряжение с зажимов тахогенератора, пропорциональное скорости, может подаваться на зажимы вольтметров, градуированных по скорости, для измерения скорости или в системы автоматического управления.

При неизменном магнитном потоке полюсов Φ э. д. с. якоря генератора пропорциональна скорости вращения n двигателя D , например:

$$E = c_e n \Phi.$$

При нагрузке тахогенератора даже на неизменное нагрузочное сопротивление нарушается линейная зависимость э. д. с. от скорости вследствие падения напряжения под щетками, нагрева обмоток и изменения магнитного потока при действии реакции якоря.

Для уменьшения искажения линейной зависимости э. д. с. от скорости тахогенераторы выполняются с сильно насыщенной магнитной цепью, ограничивается

Рис. 15-24. Схема включения тахогенератора постоянного тока независимого возбуждения

нагрузка тахогенератора, вместо обычных применяются металлические или металлизированные щетки.

Если требуется линейная зависимость выходного напряжения от напряжения возбуждения, тахогенераторы выполняются ненасыщенными.

Синхронные тахогенераторы являются однофазными генераторами малой мощности, обычно с постоянными магнитами на роторе. Статор тахогенератора собирается из изолированных листов стали, обмотка статора выполняется как для обычной машины переменного тока. Переменная э. д. с. генератора и ее частота пропорциональны скорости вращения при неизменном магнитном потоке,

Для повышения точности измерения ограничивается нагрузка тахогенератора. Получение постоянной полярности выходного напряжения обеспечивается включением выпрямителя на выходе тахогенератора.

Асинхронный тахогенератор (рис. 15-25) имеет на статоре две обмотки, размещенные под углом 90 электрических градусов. К обмотке 1 подводится напряжение U переменного тока неизменной частоты. Обмотка 2 является измерительной, напряжение с ее зажимов подается в систему управления или на измерительный прибор. Иногда напряжение измерительной обмотки выпрямляется при помощи полупроводниковых выпрямителей (рис. 15-25). Ротор тахогенератора выполнен в виде полого тонкостенного цилиндра.

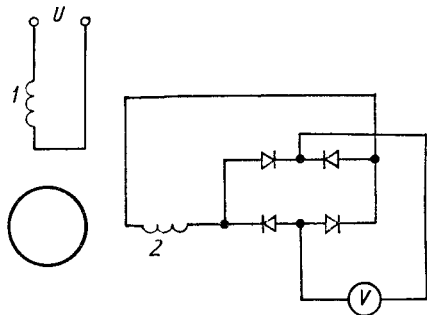


Рис. 15-25. Схема включения асинхронного тахогенератора

При вращении ротора в магнитном поле в роторе индуцируются переменные вихревые токи. У тонкостенного полого ротора с большим сопротивлением для вихревых токов ось м. д. с. этих токов будет достаточно точно перпендикулярна оси обмотки 1, а токи, индуцируемые при вращении, и создаваемый ими магнитный поток будут пропорциональны скорости вращения ротора. Токи, индуцируемые в роторе при изменениях магнитного потока, не оказывают существенного влияния на работу тахогенератора с тонкостенным ротором.

Переменный магнитный поток, создаваемый токами ротора по оси обмотки 2, индуцирует э. д. с., пропорциональную скорости вращения ротора при неизменных напряжении U и частоте.

На основании приведенных рассуждений магнитный поток Φ_2 по оси обмотки 2 пропорционален магнитному потоку Φ_1 по оси обмотки 1, скорости вращения n ротора и обратно пропорционален удельному сопротивлению ρ материала ротора:

$$\Phi_2 = c_1 \Phi_1 n \frac{1}{\rho}.$$

Э. д. с. выходной обмотки пропорциональна потоку Φ_2 и его частоте f :

$$E = c_2 f \Phi_2 = c_1 c_2 \frac{f \Phi_1}{\rho} n = c n. \quad (15-26)$$

Напряжение на зажимах обмотки будет мало отличаться от э. д. с. при ограниченной нагрузке. При изменении направления вращения ротора фаза э. д. с. изменяется на π .

ЭЛЕКТРОПРИВОД И ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ

Глава шестнадцатая

ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

16-1. Основные понятия и определения

Электрический привод, т. е. совокупность устройств, приводящих в движение производственные машины и установки при помощи электрических двигателей, используется очень широко. Если для привода и применяются другие двигатели, например гидравлические, то энергия, используемая для приведения в движение этих двигателей, практически всегда получается путем преобразования электрической энергии. Такое универсальное применение электропривода объясняется рядом его преимуществ, а также простотой и легкостью распределения и преобразования электрической энергии.

Как и любой другой привод, электрический привод состоит из самого двигателя, передаточного механизма для передачи движения от двигателя к рабочей машине (зубчатые колеса, червячные передачи и др.) и устройства управления, служащего для пуска, остановки и регулирования привода.

На заре развития промышленного производства — до середины XIX века — для привода производственных машин применялись паровые и гидравлические двигатели. При необходимости от общего двигателя движение передавалось одиночным механизмам или группам механизмов с помощью нескольких трансмиссий.

В начале развития электропривод был также *групповым*, или *трансмиссионным*, когда от общего двигателя движение передавалось обычно при помощи ременных передач отдельным механизмам *РМ1, РМ2, РМ3* и т. д. (рис. 16-1, а). При этом имели место значительные потери энергии в случае неполной загрузки оборудования, производственные помещения были загромождены трансмиссионными передачами с высоким уровнем шума. Следующим этапом развития было применение *одиночного привода*, когда для привода различных устройств одного механизма применялся отдельный двига-

тель, например, привод вращения шпинделя и движения суппорта токарного станка, как это схематически показано на рис. 16-1, б.

В современных рабочих машинах широко применяется *много-двигательный привод*, когда для привода различных механизмов одной рабочей машины используются отдельные двигатели. При этом обычно двигатели, число которых доходит до десятков на одну машину, органически входят в состав данной рабочей машины.

В СССР применение электропривода развивалось очень быстро. Уже в тридцатых годах произошло энергетическое перевооружение всего промышленного производства. К настоящему времени коэффициент электрификации, т. е. отношение установленной мощности электродвигателей к общей мощности всех двигателей, в промышленности более 99 % — выше, чем в любой капиталистической стране.

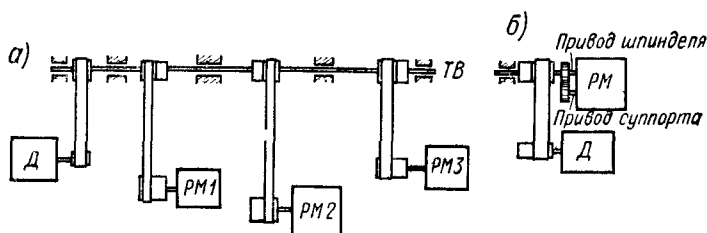


Рис. 16-1. Схемы приводов: а — групповой привод; б — одиночный привод

Д — двигатель; РМ — рабочий механизм; ТВ — трансмиссионный вал

Теория электропривода впервые оформилась как техническая дисциплина в СССР. Основоположником теории электропривода является проф. С. А. Ринкевич, книга которого «Электрическое распределение механической энергии» (1925 г.) была первым трудом по теории электропривода. Дальнейшее развитие теории связано с именами проф. В. К. Попова («Применение электродвигателей в промышленности», 1932—1939 гг.), проф. Д. П. Морозова, проф. М. Г. Чиликина и других ученых.

В кратком изложении основ теории электропривода следует рассмотреть сведения об электроприводах, методы регулирования приводов, уравнения движения и методику выбора мощности приводных двигателей.

16-2. Механические характеристики электродвигателей

Механической характеристикой механизма называется график или аналитическое выражение, связывающее скорость производственного механизма со значением нагрузочного момента, а механической характеристикой двигателя — зависимость скорости приводного двигателя от развиваемого им момента M . Механи-

ческие характеристики производственных механизмов в основном используются для построения нагрузочных диаграмм механизмов, механические характеристики приводных двигателей служат для исследования процессов в электроприводе и определения пригодности данного двигателя для привода заданного производственного механизма. Например, для обеспечения высокой производительности металлообрабатывающего станка требуется, чтобы скорость обработки изделия, а следовательно, и скорость двигателя не изменялись или мало изменялись с изменением толщины снимаемой стружки. Скорость вращения электроприводов n обычно выражают в оборотах в минуту.

Наиболее распространенными являются приводные электродвигатели постоянного тока независимого (параллельного) возбуждения и трехфазные асинхронные, в следящих системах находят широкое применение двухфазные асинхронные двигатели. Повторим основные понятия о механических характеристиках $n = f(M)$ для этих двигателей в режимах работы двигателем и при электрическом торможении.

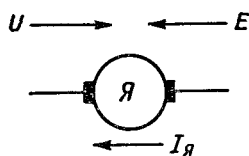


Рис. 16-2. Направление э. д. с. и тока в якоре двигателя постоянного тока

Электрическое торможение двигателей надежнее механического, так как последнее в большей степени зависит от случайных обстоятельств, например от состояния тормозных колодок. Поэтому в современных электроприводах часто применяется электрическое торможение, а механические тормоза служат обычно для торможения перед остановкой и фиксации положения неподвижного механизма, где это необходимо (например, в подъемных установках).

Различают следующие виды электрического торможения: торможение с возвратом энергии в электрическую сеть, динамическое торможение и торможение при противовключении (противоток).

При *торможении с возвратом энергии* электродвигатель работает в режиме генератора. Для электродвигателя постоянного тока, например, скорость при этом должна быть выше скорости холостого хода и э. д. с. якоря E больше напряжения сети U . Тогда ток в цепи якоря $I_{я}$ будет протекать в направлении э. д. с. Направления э. д. с. и токов показаны на рис. 16-2. Такой способ торможения применяется при спуске грузов на подъемной машине, в системе генератор — двигатель, где двигатель постоянного тока получает питание от генератора с регулируемым напряжением. В этих случаях потенциальная энергия опускаемого груза или запасенная кинетическая энергия вращающегося привода преобразовывается в электрическую и передается в электрическую сеть.

Динамическое торможение осуществляется путем включения вращающегося якоря возбужденного электродвигателя постоянного тока на сопротивление динамического торможения (рис. 16-3, б). В асинхронных двигателях обмотка статора переключается на посто-

янное напряжение и торможение происходит при вращении замкнутого ротора в неподвижном магнитном поле (рис. 16-5, б). При этом способе торможения запасенная кинетическая энергия преобразовывается в электрическую двигателем и рассеивается как тепловая в сопротивлении цепи якоря или цепи замкнутого ротора.

При противовключении якорь двигателя постоянного тока переключается и его э. д. с. действует согласно с приложенным напряжением (рис. 16-3, в). У асинхронного двигателя статор включается на другое направление вращения (рис. 16-5, а). Для такого включения момент двигателя будет иметь другое направление, т. е. станет тормозящим. В процессе торможения будет рассеиваться в виде тепла не только механическая энергия, доставляемая приводом, но и энергия, доставляемая из сети.

Механические характеристики двигателей постоянного тока независимого (параллельного) возбуждения. Схемы включения двигателя

при различных режимах работы даны на рис. 16-3. В обычной схеме у пускового реостата $ПР$ (рис. 16-3, а) имеется контактная пластина, с

которой соединен один из зажимов цепи возбуждения. Через скользящую щетку рычага пускового реостата на обмотку возбуждения подается полное напряжение сети, что обеспечивает пуск двигателя при значительном вращающем моменте, соответствующем полному магнитному потоку при допустимых токах якоря. Заметим, что пусковой реостат, рассчитанный на кратковременное протекание тока, не может служить для регулирования скорости. Для этой цели нужно применять регулировочные сопротивления, рассчитанные на длительное протекание тока. При динамическом торможении якорь двигателя отключается от сети и включается на сопротивление динамического торможения $r_{д.т}$ (рис. 16-3, б). Торможение противовключением может производиться при переключении обмотки возбуждения или якоря; обычно переключается якорь, обладающий значительно меньшей электромагнитной инерцией.

Рассмотрим механические характеристики двигателя при неизменном напряжении сети $U = \text{const}$ и неизменном токе возбуждения $I_b = \text{const}$, что соответствует работе без вмешательства обслуживающего персонала. В первом приближении обычно пренебрегают размагничивающим действием реакции якоря и считают, что при

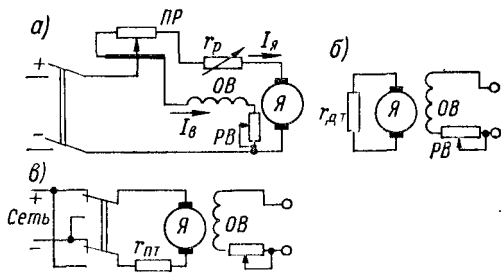


Рис. 16-3. Схемы включения двигателя постоянного тока параллельного возбуждения: а — схема включения двигателя; б — схема включения при динамическом торможении; в — схема для противовключения

$I_a = \text{const}$ приблизительно неизменен и магнитный поток Φ двигателя.

По известным выражениям (14-12) и (14-14) э. д. с. (в вольтах) и вращающий момент (в ньютон-метрах) двигателя определяются как

$$E = c\omega\Phi \quad \text{и} \quad M = cI\Phi,$$

где $c = \frac{p}{2\pi} \frac{N}{a}$; ω — частота вращения, рад/с.

В ряде случаев удобнее записать эти выражения для n (в оборотах в минуту) и M (в килограмм-силах-метрах). Тогда

$$E = \frac{2\pi}{60} cn\Phi = 0,1047cn\Phi = c'_en\Phi;$$

$$M = \frac{1}{9,81} cI\Phi = c'_m I\Phi, \quad (16-1)$$

где $c'_e = \frac{2\pi}{60} c = 0,1047c$; $c'_m = \frac{1}{9,81} c = 0,102c$.

При неизменном магнитном потоке Φ выражения для э. д. с. (в вольтах) и момента (в килограмм-силах-метрах) имеют вид

$$E = c'_e\Phi n = c_en \quad \text{и} \quad M = c'_m\Phi I = c_m I,$$

где c_e — постоянная э. д. с.; c_m — постоянная момента.

Постоянную момента c_m можно приближенно определять из паспорта двигателя как частное от деления номинального момента двигателя $M_{\text{ном}}$, кгс·м ($M_{\text{ном}} = 975 P_{\text{ном}}/n_{\text{ном}}$) на его номинальный ток $I_{\text{ном}}$. Это не совсем точно потому, что в (16-1) дано выражение для электромагнитного момента, который на несколько процентов больше момента на валу за счет наличия моментов трения в подшипниках, щеток о коллектор и вентиляционного момента.

При установившемся движении, когда момент нагрузки M_c равен моменту двигателя M , скорость двигателя

$$n = \frac{U - I(r_a + r_p)}{c_e} = \frac{U - (M/c_m)(r_a + r_p)}{c_e} = n_0 - \frac{M}{c_e c_m} (r_a + r_p), \quad (16-2)$$

где U — напряжение сети; r_p — регулировочное сопротивление; $n_0 = U/c_e$ — скорость идеального холостого хода ($M = 0$).

Выражение (16-2) определяет прямолинейные механические характеристики при работе машины двигателем ($M > 0$) и торможении с возвратом энергии в сеть ($M < 0$). При отсутствии сопротивления r_p в цепи якоря получаем естественную характеристику, при $r_p \neq 0$ имеем искусственные характеристики (1-й и 2-й квадранты рис. 16-4).

Введем понятия приращения момента M и скорости n в процентах от номинальных значений $M_{\text{ном}}$ и $n_{\text{ном}}$: $dM\%$ и $dn\%$. Тогда коэффициент жесткости β механической характеристики определится абсолютным значением котангенса угла наклона γ механической характеристики (в общем случае — угла на-

клона касательной):

$$\beta = \frac{dM_{\%}}{dn_{\%}} = \operatorname{ctg} \gamma.$$

Естественная механическая характеристика двигателя, достаточно жесткая, с увеличением сопротивления r_p становится мягче. В действительности механические характеристики не являются строго линейными. Обычно размагничивающее действие реакции якоря оказывает все большее влияние при возрастании нагрузки.

При динамическом торможении тормозной момент двигателя

$$M = c_m I_a = \frac{c_r c_m}{I_a + r_{д.т}} n. \quad (16-3)$$

В соответствии с этим выражением во 2-м квадранте ($M < 0$ и $n > 0$) рис. 16-4 построены механические характеристики для различных сопротивлений $r_{д.т}$.

При торможении противовключением в цепь якоря включают сопротивление $r_{п.т}$, которое ограничивает ток якоря значением не более 2—2,5-кратного номинального при практически двойном напряжении цепи. В случае противовключения э. д. с. действует согласно с напряжением, следовательно, в выражении (16-2) левая часть должна быть взята со знаком минус. Учитывая это, из (16-2) получим выражение для механической характеристики:

$$n = -n_0 + \frac{M}{c_e c_m} (r_a + r_{п.т}). \quad (16-4)$$

При $M = 0$ скорость $n = -n_0$, т. е. вращение в противоположном направлении происходит со скоростью n_0 ; при $n = 0$ получим

$$c_e n_0 = U = \frac{M}{c_m} (r_a + r_{п.т}),$$

т. е. все напряжение сети приложено к сопротивлению $r_a + r_{п.т}$; для $n = n_0$, т. е. при скорости холостого хода, напряжение на сопротивлении $r_a + r_{п.т}$ равно двойному напряжению сети U . Характеристики для двух сопротивлений $r_{п.т}$ даны во 2-м и 3-м квадрантах рис. 16-4.

Перевод электропривода из режима работы двигателем в режим торможения производится очень быстро, практически мгновенно, и скорость двигателя не изменяется при переходе, как это показано

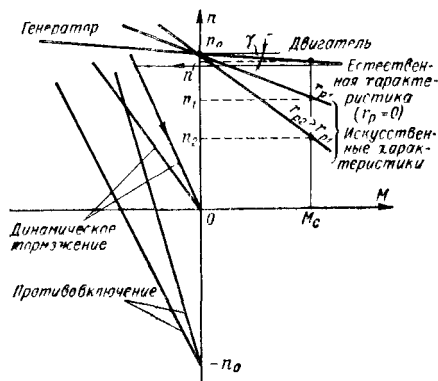


Рис. 16-4. Механические характеристики двигателя постоянного тока параллельного (независимого) возбуждения

на примере перехода от работы двигателем к динамическому торможению на рис. 16-4.

Наиболее выгодное торможение с возвратом энергии не всегда выполнимо, так как электропривод при этом должен иметь скорость выше скорости идеального холостого хода. Торможение противовключением обеспечивает получение значительных тормозных моментов в диапазоне скоростей от наибольшей до нуля, когда требуется отключить двигатель. Но расход энергии при таком способе торможения значительно больше, чем при менее эффективном динамическом торможении. Поэтому такой способ торможения применяется в относительно редких случаях, например при спуске груза на крюке подъемного крана. Часто применяют комбинированное торможение: динамическое при значи-

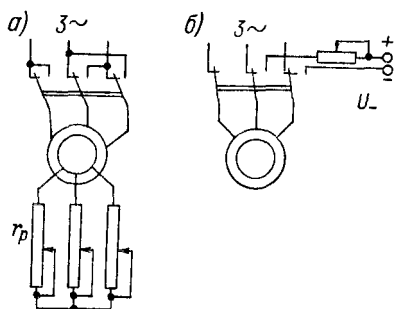


Рис. 16-5. Схемы включения трехфазного асинхронного двигателя: а — схема включения двигателя; б — схема включения при динамическом торможении

тельных скоростях (до 10—15% от номинальной) с переключением на противовключение при меньших скоростях.

Механические характеристики асинхронных трехфазных двигателей. Схема включения трехфазного асинхронного двигателя с фазным ротором дана на рис. 16-5, а. Перевод двигателя в режим торможения противовключением производится переключением трехполюсного переключателя. На рис. 16-5, б дана схема включения двигателя с короткозамкнутым ротором при динамическом торможении, когда две фазы статора включаются на постоянное напряжение, значение которого обычно составляет несколько процентов номинального напряжения переменного тока.

В соответствии с выражением зависимости вращающего момента двигателя от скольжения s механические характеристики двигателя при различных сопротивлениях в цепи ротора имеют вид, показанный на рис. 16-6, а. При скоростях выше синхронной ($n > n_0$) двигатель работает в режиме генератора, передавая

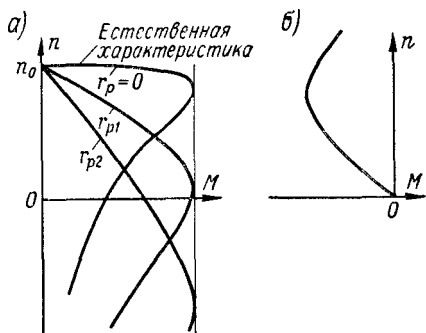


Рис. 16-6. Механические характеристики трехфазного асинхронного двигателя: а — механические характеристики двигателя; б — механическая характеристика при динамическом торможении

энергию в сеть, и вращающий момент будет тормозным. Характеристики двигателя нелинейные, но рабочей частью характеристик обычно является участок при относительно небольших скольжениях. Коэффициент жесткости для этого участка $\beta_{\text{ном}}$ можно считать приблизительно равным отношению номинального момента $M_{\text{ном}}$, принятому за 100%, к изменению скорости при номинальной нагрузке, равному номинальному скольжению в процентах $s_{\text{ном}}\%$:

$$\beta_{\text{ном}} = 100/s_{\text{ном}}\%. \quad (16-5)$$

Для искусственных характеристик жесткость

$$\beta = \beta_{\text{ном}} \frac{r_{\text{рот}}}{r_{\text{рот}} + r_{\text{р}}}, \quad (16-6)$$

где $r_{\text{рот}}$ — сопротивление фазной обмотки ротора; $r_{\text{р}}$ — регулировочное сопротивление в одной фазе.

При динамическом торможении ротор вращается в неподвижном магнитном поле, создаваемом постоянным током обмотки статора. В обмотке ротора индуцируется э. д. с. и протекают токи, тормозящие ротор. Можно показать, что механическая характеристика двигателя с короткозамкнутым ротором при торможении имеет вид, изображенный на рис. 16-6, б.

Характеристики для противовключения представляют собой характеристики двигателя при другом направлении вращения, продолженные во втором квадранте. Противовключение производится обычно при введении больших сопротивлений в цепь ротора, когда характеристики в диапазоне скоростей от $-n_0$ до n_0 можно считать линейными.

Переход с рабочей характеристики на тормозную, как и для двигателей постоянного тока, происходит практически мгновенно.

Механические характеристики двухфазных асинхронных двигателей рассмотрены в § 15-1.

16-3. Понятия о расчете и выборе пусковых реостатов

Пусковые реостаты служат для ограничения токов при пуске двигателей и обеспечения пуска при изменениях пускового момента в заданных пределах. Прямой пуск, т. е. пуск двигателей при включении на полное напряжение сети, применяется только для двигателей малой мощности, а также для асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором, если это допустимо для сети, от которой питается двигатель.

Для расчета ступеней сопротивлений пускового реостата применяются формулы, полученные из исследования процессов пуска; распространены также простые и наглядные графоаналитические методы, применение одного из которых покажем на примере расчета.

В зависимости от условий пуска выбираются пределы изменений вращающего момента в процессе пуска, при этом наименьшее значение пускового момента при пуске под нагрузкой должно быть не менее чем на несколько десятков процентов больше момента нагрузки. Считается, что вращающий момент двигателя постоянного тока пропорционален току якоря (при неизменном токе возбуждения), а момент асинхронного двигателя — току ротора (при больших сопротивлениях). Расчет процесса пуска продолжается до значений скорости, соответствующих выходу двигателя на естественную характеристику. Для примера приведем расчет реостата трехфазного асинхронного двигателя с контактными кольцами.

Пример. Рассчитаем сопротивления ступеней пускового реостата кранового трехфазного двигателя типа МТ 42-8 (рис. 16-7, а). Данные двигателя: номинальная мощность $P_{\text{ном}} = 16$ кВт, напряжение $U_{\text{ном}} = 380$ В, номинальный линейный ток $I_{\text{ном}} = 42,5$ А, номинальная скорость $n_{\text{ном}} = 718$ об/мин, коэффициент мощности $\cos \varphi_{\text{ном}} = 0,69$, ток ротора при номинальной нагрузке $I_{\text{ном.рот}} = 46,3$ А, напряжение между кольцами разомкнутого неподвижного ротора при номинальном напряжении статора $E_{\text{ном.рот}} = 222$ В, сопротивление фазы ротора $r_{\text{рот}} = 0,118$ Ом.

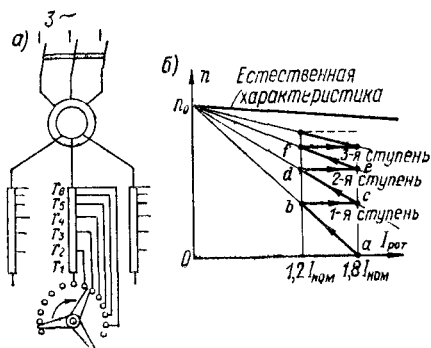


Рис. 16-7. К расчету пускового реостата: а — схема включения; б — механические характеристики

от $1,8 \cdot 46,3 = 83$ А до $1,2 \cdot 46,3 = 55,6$ А. Будем считать, что магнитный поток двигателя меняется при нагрузке очень незначительно и, следовательно, э. д. с., индуцированная в роторе, пропорциональна скольжению.

Построим прямолинейную естественную механическую характеристику (рис. 16-7, б) в координатах $I_{\text{рот}}, n$ по точкам: $I_{\text{рот}} = 0$; $n = n_0 = 750$ об/мин и $I_{\text{ном.рот}} = 46,3$ А; $n = 718$ об/мин, а также две линии $I_{\text{рот}} = 55,6$ и 83 А, ограничивающие пусковые характеристики.

При полностью включенном пусковом реостате механическая характеристика должна проходить через точки n_0 и $n = 0$ при наибольшем выбранном токе ротора $I_{\text{макс.рот}} = 83$ А. Поэтому полное сопротивление фазы пускового реостата при включении его звездой равно

$$r_{\text{реост}} + r_{\text{рот}} = \frac{E_{\text{ном.рот}}}{\sqrt{3} I_{\text{макс.рот}}} = \frac{222}{\sqrt{3} \cdot 83} = 1,54 \text{ Ом.}$$

При этом сопротивлении происходит разгон двигателя до точки б характеристики (рис. 16-7, б), которая соответствует выключению первой ступени реостата и переходу на характеристику n_0c . Скорость n_b в точке б и э. д. с. $E_{b\text{рот}}$ находим следующим образом:

$$n_b = \frac{1,8 - 1,2}{1,8} n_0 = 250 \text{ об/мин;}$$

$$E_{b\text{рот}} = \frac{n_0 - n_b}{n_0} E_{\text{ном.рот}} = \frac{500}{750} \cdot 222 = 148 \text{ В,}$$

Для этой э. д. с. и наибольшего расчетного тока ротора $I_{\text{макс. рот}}$ определяем сопротивление цепи ротора выключения первой ступени r_1 :

$$r_{\text{реост}} + r_{\text{рот}} - r_1 = \frac{E_{d \text{ рот}}}{\sqrt{3} I_{\text{макс. рот}}} = \frac{148}{\sqrt{3} \cdot 83} = 1,03 \text{ Ом.}$$

Сопротивление первой ступени $r_1 = 1,54 - 1,03 = 0,51 \text{ Ом.}$

Скорость n_d в точке d и э. д. с. ротора $E_{d \text{ рот}}$ после разгона при выключенной первой ступени r_1 :

$$n_d = n_b + \frac{1,8 - 1,2}{1,8} (n_0 - n_b) = 417 \text{ об/мин;}$$

$$E_{d \text{ рот}} = \frac{n_0 - n_d}{n_0} E_{\text{ном. рот}} = \frac{333}{750} \cdot 222 = 99 \text{ В.}$$

Сопротивление цепи ротора после выключения второй ступени r_2 :

$$r_{\text{реост}} + r_{\text{рот}} - r_1 - r_2 = \frac{E_{d \text{ рот}}}{\sqrt{3} I_{\text{макс. рот}}} = \frac{99}{\sqrt{3} \cdot 83} = 0,69 \text{ Ом.}$$

Сопротивление второй ступени $r_2 = 1,03 - 0,69 = 0,34 \text{ Ом.}$

Аналогично рассчитываются сопротивления последующих ступеней. При этом расчете получены следующие значения сопротивлений ступеней:

$$r_3 = 0,23 \text{ Ом; } r_4 = 0,154 \text{ Ом; } r_5 = 0,102 \text{ Ом; } r_6 = 0,078 \text{ Ом.}$$

Общее сопротивление ступеней реостата $r_{\text{реост}} = r_1 + r_2 + r_3 + r_4 + r_5 + r_6 = 1,414 \text{ Ом}$, а общее сопротивление цепи ротора $r_{\text{реост}} + r_{\text{рот}} = 1,414 + 0,118 = 1,532 \text{ Ом}$, что практически совпадает с результатом, полученным в начале расчета: $r_{\text{реост}} + r_{\text{рот}} = 1,54 \text{ Ом.}$

Следовательно, для пуска при заданном диапазоне изменения пускового момента можно использовать реостат с шестью ступенями. На рис. 16-7, а показана схема присоединения пусковых сопротивлений одной фазы к контактам пускового реостата.

Заметим, что по каталогу для пуска такого двигателя следует выбрать пусковой реостат с масляным охлаждением типа ПР-17,5, который может служить для пуска двигателей мощностью до 17,5 кВт при номинальном токе до 75 А. Число ступеней реостата 5 — меньше рассчитанного нами, что определит больший диапазон изменения вращающего момента при пуске.

Иногда при расчете реостатов предусматривают еще одну начальную ступень — предварительную; при введении сопротивления этой ступени развивается начальный момент порядка $(0,3 \div 0,5) M_{\text{ном}}$. Эта ступень может служить для предварительной выборки зазоров в механизме, а также при торможении противовключением. Сопротивления рассчитываются по допустимому нагреву для 4—6 пусков подряд. Расчет реостатов двигателей постоянного тока производится подобно расчету реостатов асинхронных двигателей.

16-4. Регулирование скорости электродвигателей

Для ряда приводов требуется регулировать скорость. Примерами могут служить приводы прокатных станов, скорость прокатки в которых должна изменяться в зависимости от обжатия металла; металлообрабатывающие станки, где в зависимости от толщины стружки должна изменяться скорость резания, и другие приводы. Ступенчатое регулирование скорости при помощи шкивов и коробок передач имеет ограниченное применение. В этих случаях регулирование в диапазоне каждой ступени также дает значительные выгоды.

Различные способы регулирования характеризуются рядом основных качественных показателей:

а) диапазоном устойчивого регулирования скорости k_d , который определяется отношением наибольшей устойчивой, т. е. мало изменяющейся с нагрузкой, скорости привода n_{\max} к наименьшей устойчивой скорости n_{\min} :

$$k_d = n_{\max}/n_{\min};$$

в современных автоматизированных приводах можно получить диапазон регулирования до нескольких тысяч;

б) экономичностью регулирования, которая определяется отношением полезно используемой мощности к потребляемой мощности;

в) плавностью регулирования, т. е. относительно малым изменением скорости при переходе от одной характеристики к другой.

Рассмотрим способы регулирования скорости наиболее распространенных двигателей постоянного тока и трехфазных асинхронных.

Регулирование скорости двигателя постоянного тока независимого возбуждения. Пользуясь формулами (16-1) и (16-2), напомним выражение для скорости двигателя:

$$n = \frac{U - I_a(r_a + r_p)}{c'_e \Phi}, \quad (16-7)$$

где $c'_e = \frac{p}{60} \frac{N}{a}$.

При установившемся движении ток цепи якоря для $\Phi = \text{const}$, например, определяется моментом нагрузки: $I_a = M_c/c_m$. Поэтому регулирование скорости возможно путем изменения сопротивления в цепи якоря r_p при неизменных напряжении U и потоке Φ . При неизменных напряжении и сопротивлении цепи якоря регулирование возможно путем изменения магнитного потока, а при неизменных r_a и Φ — путем изменения подведенного напряжения U . Возможно и комбинированное регулирование — при одновременном изменении двух или трех параметров.

При введении сопротивления r_p в цепь якоря (см. рис. 16-3, а) можно получать различные скорости при заданном моменте нагрузки M_c (см. рис. 16-4); с увеличением сопротивления r_p характеристики становятся все более мягкими и более крутыми — скорость сильно изменяется при изменении момента нагрузки. Из выражения $UI_a = EI_a + I_a^2(r_a + r_p)$ можно установить, что потеря мощности Δp в регулировочном сопротивлении приблизительно равна

$$\Delta p \approx \frac{n_0 - n}{n_0} P_1, \quad (16-8)$$

где $P_1 = UI_a$ — подведенная мощность; n_0 — скорость идеального холостого хода; n — скорость для заданного момента нагрузки M_c на искусственной характеристике (см. рис. 16-4). Следовательно, в регулировочном сопротивлении теряется значительная часть под-

водимой мощности, равная приблизительно отношению уменьшения скорости $n_0 - n$ к скорости при холостом ходе.

Несмотря на то, что такой способ регулирования вниз от скорости на естественной характеристике неэкономичен и не обеспечивает получения стабильных характеристик, он благодаря своей простоте находит некоторое применение для регулирования приводов.

Обычно электродвигатели работают при наибольшем возможном магнитном потоке и токе возбуждения, который определяется с запасом в 10—15% сопротивлением цепи возбуждения для данного напряжения сети.

Возможно регулирование скорости двигателя в сторону увеличения ее путем уменьшения тока возбуждения I_v , а следовательно, и магнитного потока. Известно, что при этом мы получаем кривые зависимости $n = f(I_v)$ гиперболического вида для различных моментов нагрузки, как это показано на рис. 16-8, а для холостого хода и некоторого момента нагрузки. Механические характеристики для токов возбуждения, соответствующих точкам a и b характеристики холостого хода, показаны на рис. 16-8, б. Очевидно, что механические характеристики с уменьшением тока возбуждения становятся все более мягкими.

Такой способ регулирования экономичен, так как потери в регулируемом сопротивлении цепи возбуждения невелики; механические характеристики достаточно стабильные. Вместе с тем для значительного повышения скорости по сравнению с основной этот способ регулирования нельзя применять, потому что из условий механической прочности наибольшая скорость для обычных двигателей ограничена значением $(1,2 \div 1,3) n_{\text{ном}}$, а для двигателей большой мощности — значением $(1,05 \div 1,1) n_{\text{ном}}$, что специально оговаривается в каталогах. Наша промышленность выпускает специальные двигатели с диапазоном регулирования 3 : 1; дальнейшее увеличение диапазона нецелесообразно, так как двигатели получаются чрезмерно тяжелыми: двигатель мощностью P с диапазоном регулирования k_d имеет габариты и массу, как двигатель мощностью $k_d P$.

Широкое распространение получил способ регулирования путем изменения подведенного напряжения. Для этой цели необходим источник энергии постоянного тока с регулируемым напряжением. Раньше в этих случаях применялись почти исключительно системы генератор — двигатель (Г — Д); схема такой системы дана на рис. 16-9. Для питания приводов могут применяться устройства с магнитными усилителями, для малых мощностей — устройства

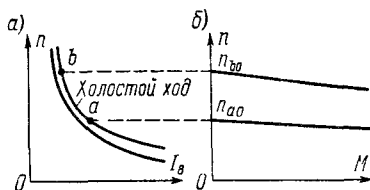


Рис. 16-8. Характеристики двигателя постоянного тока независимого возбуждения при изменении тока возбуждения. a — регулировочные; b — механические

с электронными усилителями. В настоящее время все большее применение получают управляемые и неуправляемые ионные и полупроводниковые преобразователи.

Генератор постоянного тока Γ системы генератор — двигатель может приводиться любым двигателем, не только электрическим. В большинстве случаев этот двигатель электрический: синхронный или асинхронный (ДА на рис. 16-9, а). Напряжение генератора регулируется при помощи регулировочного реостата $РГ$ в цепи возбуждения, знак напряжения генератора изменяется путем переключения обмотки возбуждения $ОВГ$

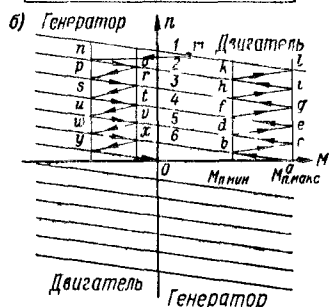
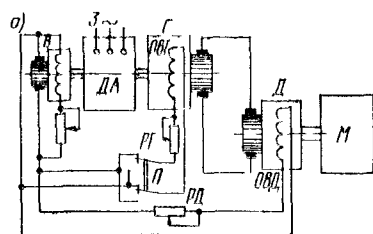


Рис. 16-9. Система генератор — двигатель а — схема системы, б — характеристики

характеристик в 4-м и 3-м квадрантах. Если реостат $РГ$ дает непрерывное регулирование тока возбуждения, то получаем множество характеристик, расположенных между характеристиками для наибольшей и наименьшей скоростей.

Пуск приводного двигателя до требующейся скорости производится увеличением тока возбуждения генератора. Для случая пуска двигателя до наибольшей основной скорости в 1-м квадранте рис. 16-9, б дана кривая $a-l$ пуска. Пуск производится путем последовательных переходов с одной механической характеристики на другую при изменениях пускового момента в пределах от $M_{п \cdot макс}$ до $M_{п \cdot мин}$. Дальнейшее повышение скорости осуществляется, если это предусмотрено, уменьшением тока возбуждения двигателя.

Торможение в системе $\Gamma - Д$ производится с возвратом энергии в сеть при последовательном уменьшении тока возбуждения генератора, как это показано на рис. 16-9, б (кривая $m - y - O$ во 2-м квадранте для случая применения ступенчатого реостата $РГ$).

переключателем $П$. Для расширения диапазона регулирования иногда предусматривается и регулирование тока возбуждения приводного двигателя $Д$ при помощи реостата $РД$. Двигатель приводит в действие механизм $М$. Мощные системы генератор — двигатель часто выполняются с независимым возбудителем $В$, служащим для питания цепей возбуждения. Этот возбудитель может приводиться отдельным двигателем или сочленяться с двигателем $ДА$ генератора.

Если реостат $РГ$ имеет, предположим, пять секций, соединенных с шестью контактами, то для этих положений рукоятки реостата получим шесть механических характеристик при одном направлении вращения в 1-м и 2-м квадрантах рис. 16-9, б, а при другом — шесть

При уменьшении тока возбуждения генератора до значения, соответствующего характеристике 2, его э. д. с. станет меньше э. д. с. двигателя, изменится направление тока главной цепи, а также знак момента двигателя и мы перейдем на тормозную часть характеристики 2. Торможение в дальнейшем должно производиться при переходе с одной характеристики на другую во 2-м квадранте. При этом двигатель передает энергию генератору Г. Этот генератор по валу будет передавать механическую энергию двигателю ДА, через который энергия возвращается в сеть. Инерция цепей возбуждения обуславливает замедленные переходы с одной характеристики на другую; скорость двигателя за время перехода изменяется, как это показано на рисунке.

Падение напряжения в цепи якорей генератора и двигателя при наибольшем допусаемом токе ($2 \div 2,5$) $I_{я,ном}$ составляет около 8—10% от номинального напряжения генератора. Учитывая также неконтролируемую остаточную э. д. с. генератора, получим, что скорость холостого хода $n_{0,мин}$ наиболее низкой характеристики должна быть не менее 10—12% от наибольшей с тем, чтобы двигатель при нагрузке не останавливался. Поэтому диапазон устойчивого регулирования скорости системы $k_d = 1/(0,1 \div 0,12) = 8 \div 10$. Если применяется регулирование путем изменения тока возбуждения, этот диапазон может быть увеличен для простой системы Г—Д до 25—30. Введение автоматического регулирования может обеспечить расширение диапазона до нескольких сотен.

Система Г—Д экономична в эксплуатации, так как в ней нет существенных потерь в регулировочных сопротивлениях; при торможении энергия возвращается в сеть. Недостатком системы является необходимость устанавливать по крайней мере три электрические машины примерно одинаковой мощности — два двигателя и генератор.

Регулирование скорости трехфазного асинхронного двигателя. Рассмотрим выражение для скорости вращения n двигателя

$$n = \frac{60f(1-s)}{p},$$

где s — скольжение при данной нагрузке; f — частота переменного тока; p — число пар полюсов двигателя.

Из этого выражения следует, что скорость вращения двигателя можно регулировать переключением обмоток на разное число пар полюсов (ступенчатое регулирование), искусственным изменением скольжения при данной нагрузке и изменением частоты питающей сети, а также комбинируя эти способы.

Первый способ регулирования — путем включения обмоток статора, выполненных на разное число пар полюсов, или переключений одной обмотки статора на разное число пар полюсов — был рассмотрен в гл. 12. Роторы таких двигателей выполняются с короткозамкнутой клеткой, которую не нужно переключать.

Уже такой способ регулирования ступенями, соответствующими различным p , в значительной степени решает проблему регулирования привода для металлообрабатывающих станков; при необходимости промежуточные скорости в пределах каждого узкого диапазона могут быть получены при помощи сравнительно простых механических устройств. Наша промышленность по преимуществу для привода станков выпускает двух-, трех- и четырехскоростные двигатели.

Регулирование путем искусственного изменения скольжения осуществляется при введении в цепь фазного ротора регулировочных сопротивлений (см. рис. 16-5). С увеличением сопротивления в цепи ротора характеристики становятся более мягкими (см. рис. 16-6). Такой способ регулирования неэкономичен; относительная потеря мощности в регулировочных сопротивлениях приблизительно равна относительному уменьшению скорости $(n_0 - n)/n_0$ как это может быть показано подобно выводу выражения (16-8) для двигателя постоянного тока.

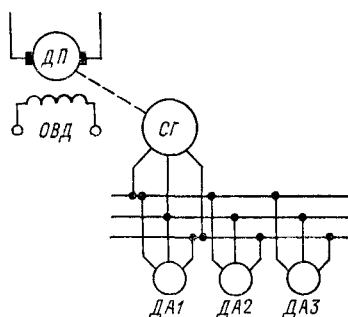


Рис. 16-10. Схема регулирования скорости асинхронных двигателей путем изменения частоты источника питания

Несмотря на недостатки, этот способ регулирования благодаря своей простоте находит применение, например для привода лебедок и шахтных подъемных машин средней мощности.

Для регулирования скорости при помощи изменения частоты применяются системы с независимым синхронным генератором СГ, который приводится регулируемым двигателем

постоянного тока ДП. При регулировании скорости двигателя изменяются частота переменного тока генератора и скорость вращения двигателей ДА, получающих питание от генератора (рис. 16-10). Отметим, что для поддержания неизменными магнитных потоков электродвигателей требуется, чтобы отношение напряжения генератора U_r к частоте f было примерно неизменным: $U_r/f \approx \approx \text{const}$. Такой способ регулирования с использованием преобразовательных полупроводниковых устройств в настоящее время находит применение в ряде приводов.

На протяжении десятков лет проблема регулирования скорости асинхронных двигателей электроприводов была важнейшей. Некоторое распространение получили ионные регулируемые устройства. Для получения трех скоростей применялась система двух сочлененных асинхронных двигателей с разным числом пар полюсов. Две скорости получались путем раздельного включения двух двигателей, третья скорость — при каскадном включении, когда обмотки роторов соединялись последовательно, к одной обмотке статора подключалось питание, а вторая включалась на пусковое сопротивление.

Регулирование скорости может осуществляться при помощи электромагнитной муфты. При уменьшении тока возбуждения муфты увеличивается скольжение ротора, как у асинхронного двигателя, и при неизменной или мало изменяющейся скорости двигателя уменьшается скорость вращения механизма. Некоторое распространение в двадцатых-тридцатых годах получили коллекторные двигатели переменного тока; практика эксплуатации таких двигателей выявила ряд их недостатков. Для мощных приводов применялись каскады асинхронных двигателей с включенными через выпрямители двигателями постоянного тока, с коллекторными двигателями переменного тока и другими устройствами.

Допустимые мощности при регулировании. В электроприводе различают регулирование при *неизменном моменте* и *неизменной мощности* или, более точно, при допустимых значениях моментов и мощностей.

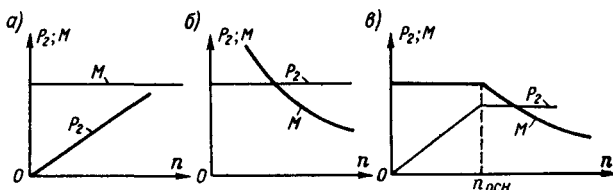


Рис. 16-11. Зависимость мощности и вращающего момента от скорости при различных способах регулирования: а — при неизменном моменте; б — при неизменной мощности; в — смешанное регулирование

В наиболее чистом виде это различие прослеживается у двигателей постоянного тока. Предположим, что ток возбуждения двигателя поддерживается неизменным, а допустимый ток якоря (номинальный или наибольший) можно считать неизменным во всем диапазоне регулирования скорости, пренебрегая влиянием изменяющихся условий охлаждения. Тогда допустимый вращающий момент M будет неизменен во всем диапазоне скоростей, а мощность P_2 на валу возрастает пропорционально скорости n (рис. 16-11, а). Это имеет место при регулировании скорости двигателя системы Г — Д вплоть до основной, регулировании скорости двигателей путем изменения сопротивлений в цепи якоря или ротора, регулировании при изменении частоты. Неизменный допустимый момент требуется для подъемной машины, прокатного стана в начале процесса прокатки и в других случаях.

Если регулируется ток возбуждения двигателя постоянного тока, то при неизменном напряжении на зажимах и неизменном допустимом токе якоря неизменны допустимая подводимая мощность и, в предположении малого изменения к. п. д., мощность на валу в данном диапазоне скоростей. Допустимый вращающий момент обратно пропорционален скорости (рис. 16-11, б). Это

может иметь место, кроме указанного случая, приближенно для двигателей с переключением на разное число пар полюсов. Практически можно применять такой способ регулирования для станков, если толщина снимаемой ими стружки уменьшается с увеличением скорости резания, для прокатных станов при последних пропусках металла.

Для системы Г — Д, например, в случае комбинированного регулирования до основной скорости $n_{осн}$ при неизменном моменте, а выше основной — при неизменной мощности получим характеристики, показанные на рис. 16-11, в.

16-5. Основные понятия о динамике электропривода

Установившееся движение электропривода наблюдается при неизменных нагрузке, напряжении на зажимах электродвигателя и токе возбуждения двигателя постоянного тока, неизменных нагрузке, частоте и напряжении источника питания электроприводов переменного тока. Установившееся движение рассматривалось нами в предыдущих параграфах. Практически можно считать установившимся и процесс при медленных изменениях указанных величин.

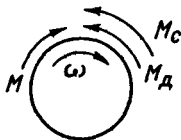


Рис. 16-12. Направление действия вращающихся моментов: M — двигателя; M_c — нагрузки и M_d — динамического

Если изменяется хотя бы одна из указанных величин, электропривод переходит из одного состояния в другое, имеет место *переходный процесс*, который описывается дифференциальными уравнениями и является *динамическим* в отличие от *статического*, установившегося.

Предположим, что происходит ускорение электропривода. На валу электродвигателя действует развиваемый им вращающий момент M , который преодолевает момент нагрузки M_c и динамический момент M_d , обусловленный инерцией ускоряющихся масс (рис. 16-12). Запас кинетической энергии электропривода можно определить как половину произведения момента инерции масс J относительно оси вращения электродвигателя на квадрат частоты вращения ω , т. е. $W_m = J\omega^2/2$.

Мощность, требующаяся для изменений кинетической энергии,

$$P = \frac{dW_m}{dt} = J\omega \frac{d\omega}{dt}.$$

Следовательно, динамический момент, обуславливающий изменение скорости,

$$M_d = \frac{P}{\omega} = J \frac{d\omega}{dt} = J\varepsilon, \quad (16-9)$$

где M_d — динамический момент, кгс·м; J — момент инерции, кгс·м·с²; ε — угловое ускорение, рад/с².

Динамический момент можно выразить также через производную скорости (в оборотах в минуту) и маховой момент привода GD^2 :

$$M_d = J \frac{d\omega}{dt} = mR^2 \frac{2\pi}{60} \frac{dn}{dt} = \frac{GD^2}{4g} \frac{2\pi}{60} \frac{dn}{dt} = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt}, \quad (16-10)$$

где G — вес вращающихся частей, кгс; $m = G/g$ — масса; $g \approx 9,81$ м/с² — ускорение силы тяжести; D — диаметр инерции вращающихся частей относительно оси вращения, м; n — скорость, об/мин.

В каталогах двигателей обычно приводятся значения маховых моментов; для приведенного значения GD^2 момент инерции $J = GD^2/(4g) \approx GD^2/39,2$ кгс·м·с².

Для выражения динамического момента M_d в ньютон-метрах равенство (16-10) надо умножить на 9,81.

Было показано, что динамический момент электропривода M_d при ускорении привода равен разности $M - M_c$ (рис. 16-12). Если имеет место торможение, то вращающий момент двигателей действует не по направлению вращения, а против него, т. е. будет противоположного знака. При спуске груза на подъемнике меняет знак и момент сопротивления, так как он будет действовать по направлению вращения электропривода. Учитывая это, следует написать основное уравнение движения электропривода в общем виде:

$$M_d = \pm M \mp M_c. \quad (16-11a)$$

Если рабочий орган механизма или выходное звено привода движутся возвратно-поступательно, можно найти уравнение движения для сил:

$$F_d = \pm F \mp F_c. \quad (16-11б)$$

Исследование этих уравнений позволяет найти закон движения электропривода. Заметим, что при $M_d > 0$ имеет место ускорение, при $M_d < 0$ — замедление электропривода и при $M_d = 0$ — установившееся движение.

Воспользуемся уравнением (16-11a) для определения времени Δt изменения скорости от n_1 до n_2 при неизменных моменте M , развиваемом двигателем, и моменте нагрузки M_c :

$$\frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt} = M - M_c, \quad (16-12)$$

откуда

$$\Delta t = \frac{GD^2}{375} \frac{n_2 - n_1}{M - M_c}.$$

Покажем применение полученного выражения для приближенного определения времени пуска электропривода. Предположим, что пуск асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором происходит при неизменном моменте нагрузки M_c . Заменим механическую характеристику $n = f(M)$ двигателя ломаной линией

$a-h$ (рис. 16-13, а), приближенно воспроизводящей характеристику. Тогда на участках bc , de и fh разности $M - M_c$ можно считать неизменными (заштрихованные прямоугольники 1, 2 и 3). Время разгона Δt_1 от $n = 0$ до скорости n_f в точке f , например, равно $\Delta t_1 = \frac{GD^2}{375} \frac{n_f}{M - M_c}$; так же определяются и отрезки времени Δt_2 и Δt_3 .

Время пуска Δt равно сумме $\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3$. При замене механической характеристики ломаной линией с большим числом изломов получим более точное определение времени пуска. Заметим, что точка a пересечения характеристик $n = f(M)$ и $M_c = f(n)$ определяет установившееся движение, когда $M = M_c$.

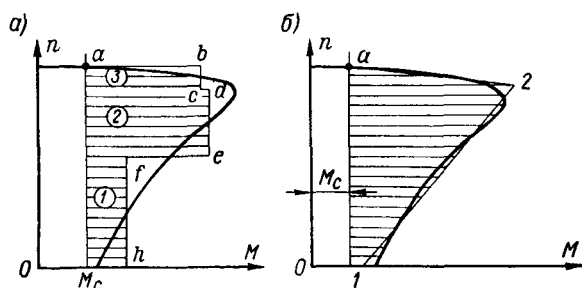


Рис. 16-13. К определению времени разгона двигателя: а — для неизменной разности моментов $M - M_c$; б — для разности $M - M_c$, изменяющейся линейно в зависимости от скорости

Время разгона до скорости n_a в точке a теоретически очень велико, как это следует, например, из выражения (16-17); практически рассчитывается время пуска до скорости, равной 0,95—0,98 установившейся.

Если заменить участки механической характеристики и характеристики $M_c = f(n)$ секущими 1—2 и 2— a , как это показано на рис. 16-13, б для случая $M_c = \text{const}$, разность $M - M_c$ на отдельных участках будет линейно зависеть от скорости. Для этого случая можно вывести выражение

$$\Delta t = \frac{GD^2}{375} \frac{n_2 - n_1}{(M - M_c)_1 - (M - M_c)_2} \ln \frac{(M - M_c)_1}{(M - M_c)_2}, \quad (16-13)$$

где $(M - M_c)_1$ — разность моментов при меньшей скорости n_1 ; $(M - M_c)_2$ — то же, при n_2 .

Приведенными выражениями можно пользоваться для определения времени при разгоне, когда $M_c < 0$, при торможении, когда $M < 0$, и в других случаях; следует только правильно определить знаки моментов M и M_c .

В большинстве случаев электродвигатели связаны с приводимыми механизмами через понижающие червячные, зубчатые и дру-

гие передачи. Определим моменты нагрузки механизмов $M_{с.м.}$, приведенные к валу двигателя, т. е. значения моментов на валу двигателя M_c , эквивалентные действию моментов $M_{с.м.}$, ограничившись случаем вращательного движения механизмов.

Если механизм связан с приводным двигателем D передачей P с передаточным отношением i (рис. 16-14), то момент M_c на валу двигателя определится как

$$M_c = \frac{M_{с.м.}}{\eta_{пер} i}, \quad (16-14)$$

где $\eta_{пер}$ — к. п. д. передачи.

Кинетическая энергия привода с вращательным движением может быть определена как половина произведения эквивалентного

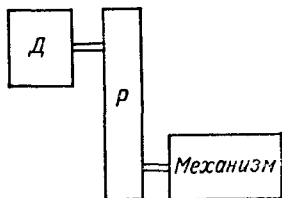


Рис. 16-14. Схема привода механизма

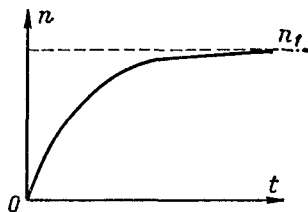


Рис. 16-15. Возрастание скорости двигателя постоянно-го тока при включении якоря на неизменное напряжение

момента инерции, приведенного к валу двигателя, на квадрат частоты вращения двигателя $\omega_{дв.}$, равная сумме кинетических энергий звеньев передачи 1, 2, ..., n и механизма:

$$W_m = \frac{J \omega_{дв.}^2}{2} = \frac{1}{2} (J_{дв.} \omega_{дв.}^2 + J_1 \omega_1^2 + \dots + J_n \omega_n^2 + J_{мх} \omega_{мх}^2).$$

Разделим обе части этого выражения на $\omega_{дв.}^2$. Учтем, что отношения квадратов частот вращения равны величинам, обратным квадратам передаточных отношений между данным звеном и двигателем:

$$\left(\frac{\omega_1}{\omega_{дв.}} \right)^2 = \frac{1}{i_1^2}; \quad \left(\frac{\omega_2}{\omega_{дв.}} \right)^2 = \frac{1}{i_2^2}; \quad \dots; \quad \left(\frac{\omega_{мх}}{\omega_{дв.}} \right)^2 = \frac{1}{i^2}.$$

Тогда значение момента инерции J , приведенного к валу двигателя, равно

$$J = J_{дв.} + \frac{J_1}{i_1^2} + \frac{J_2}{i_2^2} + \dots + \frac{J_n}{i_n^2} + \frac{J_{мх}}{i^2}. \quad (16-15)$$

Аналогично для момента инерции J' , приведенного к валу механизма, получим

$$J' = J_{дв.} i^2 + J_1 \frac{i^2}{i_1^2} + J_2 \frac{i^2}{i_2^2} + \dots + J_n \frac{i^2}{i_n^2} + J_{мх}. \quad (16-16)$$

При расчетах процессов в электроприводах следует всегда учитывать *эквивалентный, приведенный момент инерции*.

Исследуем переходный процесс при включении скачком двигателя постоянного тока с неизменным возбуждением, нагруженного неизменным моментом M_c , на неизменное напряжение U . Пренебрежем относительно небольшой индуктивностью цепи якоря, как это обычно делают для упрощения выводов. Напряжение U следует считать равным сумме э. д. с. двигателя $E = c_e n$ (c_e — постоянная э. д. с.) и падения напряжения в сопротивлении r_α цепи якоря: $U = c_e n + I_\alpha r_\alpha$. Ток якоря определяется суммой моментов M и M_c , деленной на постоянную момента c_m . Учитывая это, получим

$$U = c_e n + \frac{M_c + M_d}{c_m} r_\alpha = c_e n + \frac{M_c}{c_m} r_\alpha + \frac{GD^2}{375} \frac{r_\alpha}{c_m} \frac{dn}{dt},$$

откуда

$$c_e \left(n + \frac{GD^2}{375} \frac{r_\alpha}{c_e c_m} \frac{dn}{dt} \right) = U - \frac{M_c}{c_m} r_\alpha = U_1.$$

Получено дифференциальное уравнение для включения двигателя на напряжение $U_1 = U - \frac{M_c}{c_m} r_\alpha$.

Величина $\tau_m = \frac{GD^2}{375} \frac{r_\alpha}{c_e c_m}$ измеряется в единицах времени, как это легко показать, и называется *электромеханической постоянной времени*. Эта постоянная времени определяет инерционность привода. Скорость двигателя определится суммой частного и общего решений однородного уравнения: $n = n_{\text{част}} + n_{\text{общ}}$.

Пользуясь методами, изложенными в гл. 5, определим частное и общее решения:

$$n = n_{\text{част}} + n_{\text{общ}} = \frac{U_1}{c_e} + A e^{\alpha t} = n_1 + A e^{\alpha t},$$

где n_1 — установившаяся скорость для момента M_c ; $\alpha = -1/\tau_m$ — корень характеристического бинома $1 + \tau_m \alpha = 0$.

Если был включен неподвижный двигатель, то $n(0) = n_1 + A = 0$, откуда $A = -n_1$.

Окончательно получим

$$n = n_1 (1 - e^{-t/\tau_m}). \quad (16-17)$$

Скорость двигателя возрастает по экспоненциальному закону (рис. 16-15). Установившаяся скорость вращения будет иметь место при $t \rightarrow \infty$; практически скорость устанавливается при $t = (3 \div 4) \tau$.

Рассмотрим процесс при скачкообразном изменении момента нагрузки двигателя от M_{c1} до $M_{c2} > M_{c1}$. Независимо от того, будет ли рассматриваемый двигатель асинхронным, двигателем постоянного тока или другим, его механическую характеристику можно считать приблизительно линейной в некотором диапазоне

нагрузки для относительно медленных изменений момента M двигателя (рис. 16-16, а).

Основное уравнение движения (16-11а) для данного случая имеет вид

$$\frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt} = M - M_{c2}.$$

Вращающие моменты и скорость выразим через относительные изменения скорости $s = (n - n_0)/n_0$ (рис. 16-16, а):

$$M = \frac{s}{s_{ном}} M_{ном}; \quad M_{c2} = s_{c2} \frac{M_{ном}}{s_{ном}}; \quad n = n_0 (1 - s),$$

где $M_{ном}$, $s_{ном}$ — номинальный вращающий момент и соответствующее ему относительное изменение скорости; s_{c2} — соответствующее моменту нагрузки M_{c2} изменение скорости; n_0 — скорость идеального холостого хода.

Перепишем основное уравнение:

$$-\frac{GD^2}{375} n_0 \frac{ds}{dt} = \frac{M_{ном}}{s_{ном}} (s - s_{c2})$$

или

$$s + \frac{GD^2}{375} \frac{n_0 s_{ном}}{M_{ном}} \frac{ds}{dt} = s_{c2}.$$

Величина $\tau_m = \frac{GD^2}{375} \frac{n_0 s_{ном}}{M_{ном}}$ = $J \frac{\omega_0 s_{ном}}{M_{ном}}$ является электро-механической постоянной времени привода, выраженной по-иному. Частное решение уравнения $s_{част} = s_{c2}$, общее решение $s_{общ} = Ae^{-t/\tau_m}$. Если в начале процесса $s = s_{c1}$, то постоянная интегрирования A находится из условия

$$s(0) = s_{c1} = s_{част}(0) + s_{общ}(0) = s_{c2} + A,$$

откуда $A = s_{c1} - s_{c2}$.

Окончательно получим

$$s = s_{част} + s_{общ} = s_{c1} e^{-t/\tau_m} + s_{c2} (1 - e^{-t/\tau_m}). \quad (16-18)$$

Скорость соответственно изменяется от значения n_1 до n_2 :

$$n = n_1 e^{-t/\tau_m} + n_2 (1 - e^{-t/\tau_m}) \quad (16-19)$$

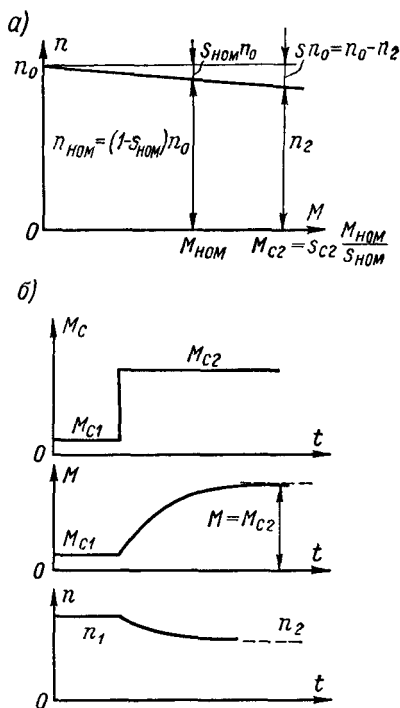


Рис. 16-16. Механическая характеристика (а) и графики изменения вращающего момента и скорости при скачкообразном изменении нагрузки (б)

Вращающий момент, развиваемый двигателем,

$$M = M_{c1}e^{-t/\tau_m} + M_{c2}(1 - e^{-t/\tau_m}). \quad (16-20)$$

Графики изменения момента нагрузки, скорости и момента M даны на рис. 16-16, б. Как следует из выражений и графиков, при изменении нагрузки двигатель не сразу начинает развивать требующийся вращающий момент: вращающий момент и скорость изменяются по экспоненциальному закону. При возрастании нагрузки часть момента нагрузки вначале покрывается за счет изменения кинетической энергии. Подобные выражения получаем и для уменьшения нагрузки.

16-6. Нагрев электрических машин

Электрические машины при работе нагреваются за счет потерь энергии в них. Для того чтобы изоляция обмоток сохранила изолирующую способность и оставалась достаточно эластичной в течение срока службы машины, температура нагрева изоляции и самих обмоток при длительной работе должна быть ограничена. Кратковременные и не особенно высокие перегревы не приведут к выходу из строя электрической машины, но сократят срок ее службы. Допустимая нагрузка обычно определяется нагревом наиболее чувствительного элемента — изоляции обмоток — в предположении, что нагрев всех частей машины: подшипников, стали магнитопроводов, коллектора и других частей — не превосходит допустимого.

Приведем значения допустимых температур нагрева для некоторых, наиболее распространенных видов изоляции.

Класс А — хлопчатобумажное волокно, шелк, электрокартон, древесина, пропитанные лаками на основе природных смол и масел; лакоткани и лакобумаги, эмали на основе полиамидных смол (допустимая температура $t_{\text{доп}} = 105^\circ\text{C}$).

Класс В — стекловолокно, асбест, стеклоткань, миканит, пропитанные битумами, синтетическими и эпоксидными смолами ($t_{\text{доп}} = 130^\circ\text{C}$).

Класс Н — стекловолокно, асбест, стеклоткань, миканит, кремнийорганический каучук, пропитанные кремнийорганическими смолами ($t_{\text{доп}} = 180^\circ\text{C}$).

Нормирование допустимых температур привело бы к значительным трудностям в эксплуатации: один и тот же двигатель, например, зимой при низкой температуре может развивать большую мощность, чем летом при более высокой температуре воздуха. Вместе с тем следует ориентироваться на работу при худших условиях охлаждения летом. Поэтому для различных частей двигателей нормируются *допустимые превышения температуры* Θ над температурой окружающей среды $t_{\text{окр}}$ — *допустимые перегревы*. Эти допустимые перегревы не должны быть превышены при работе с полной номинальной мощностью в течение сколь угодно длительного времени или при

других стандартных режимах работы (см. § 16-8):

$$\Theta = t_{\text{доп}} - t_{\text{окр}}. \quad (16-21)$$

В качестве стандартной температуры окружающей среды для умеренного климата принята температура $t_{\text{окр}} = 35^\circ\text{C}$. Для двигателей и генераторов, работающих с искусственным охлаждением, расчетная температура может быть ниже ($t_{\text{окр}} = 20 \div 25^\circ\text{C}$). Для жаркого климата $t_{\text{окр}}$ принимается выше 35°C , а для холодного — ниже. При нормировании допустимых температур оговариваются условия измерений; например, для более точного измерения температур при помощи термопар или термометров сопротивления, помещенных внутри обмотки, разрешаются большие превышения, чем для менее точного измерения термометром на поверхности.

Условия нагрева различных частей машины разные: нагрев подшипников определяется в основном потерями энергии в них и мало зависит от нагрева обмоток; нагрев обмотки статора определяется не только потерями энергии в самой обмотке, но и потерями в обмотке ротора и в стали магнитопроводов, то же имеет место и для других частей машины. В целом исследование нагрева различных частей машины, обусловленного не только потерями в данной части, но и потерями в других частях, является очень сложной задачей. Поэтому для приближенного исследования нагрева пользуются простейшей моделью нагрева однородного тела, потери энергии в котором равны потерям в данной электрической машине. Такая модель может служить целям практического исследования процессов нагрева.

Предположим, что потери мощности в электрической машине, включая все потери, равны p ; тогда за элементарный промежуток времени потери энергии составят pdt . Если машина имеет теплоемкость C , то энергия, идущая на нагрев тела, при элементарном повышении температуры $d\Theta$ составит $Cd\Theta$. Другая часть этой энергии отдается в окружающую среду, например окружающему воздушному пространству. Тепловая энергия отдается в окружающую среду путем прямой теплопередачи, путем излучения и конвекции.

Отдача теплоты зависит от разности температур нагретого тела и окружающего пространства, превышения температуры Θ и площади охлаждаемой поверхности S . Отдача теплоты прямой теплопередачей пропорциональна Θ . Количество теплоты, отдаваемой излучением, для абсолютно черного тела пропорционально разности температур нагретого тела и окружающей среды в четвертой степени. В сравнительно узком диапазоне температур можно считать отдачу теплоты приблизительно пропорциональной Θ . Отдача теплоты конвекцией изменяется по сложному закону с изменением Θ ; в узком диапазоне температур можно также считать отдачу теплоты пропорциональной Θ . При этих упрощениях можно определить отдачу теплоты телом за элементарный промежуток времени $kS\Theta dt$, где k — коэффициент теплоотдачи, равный количеству энергии в джоулях, отдаваемой с охлаждающейся поверхности пло-

щадью 1 м^2 за одну секунду при превышении температуры $\Theta = 1^\circ\text{C}$.

В соответствии с приведенными соображениями напомним уравнение нагрева однородного тела:

$$p \, dt = C \, d\Theta + kS \Theta \, dt.$$

Разделив обе части уравнения на $kS \, dt$, получим

$$\Theta + \frac{C}{kS} \frac{d\Theta}{dt} = \frac{p}{kS}.$$

По окончании процесса изменения температуры $d\Theta/dt = 0$ и $\Theta_{\text{уст}} = p/(kS)$, т. е. правая часть последнего выражения при $p = \text{const}$ определяет установившееся превышение температуры $\Theta_{\text{уст}}$.

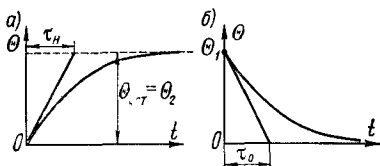


Рис. 16-17. Изменение превышения температуры двигателя: а — при нагрузке для полностью охлажденного двигателя; б — при охлаждении

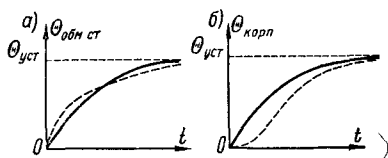


Рис. 16-18. Сравнение кривых нагрева однородного тела и двигателя: а — превышение температуры обмотки статора; б — то же, на поверхности корпуса

Величину $C/(kS)$, измеряемую в $\text{Дж} \cdot ^\circ\text{C} \cdot \text{м}^2 \cdot \text{с} / (^\circ\text{C} \cdot \text{Дж} \cdot \text{м}^2) = \text{с}$, назовем постоянной времени нагрева τ_n . С учетом этих замечаний получим

$$\Theta + \tau_n \frac{d\Theta}{dt} = \Theta_{\text{уст}}. \quad (16-22)$$

Решение этого уравнения подобно решению уравнения (16-18):

$$\Theta = \Theta_1 e^{-t/\tau_n} + \Theta_2 (1 - e^{-t/\tau_n}), \quad (16-23a)$$

где Θ_1 — начальное превышение температуры тела; Θ_2 — конечное установившееся превышение температуры при данных потерях p .

Если $\Theta_1 = 0$, т. е. температура электрической машины в начале работы не отличалась от температуры окружающей среды, машина к началу работы полностью охладилась и выражение для Θ имеет вид

$$\Theta = \Theta_2 (1 - e^{-t/\tau_n}). \quad (16-23б)$$

Превышение температуры при работе возрастает по экспоненциальному закону, постоянная времени τ_n может быть определена графическим построением (рис. 16-17, а). Установившееся превышение температуры достигается при $t \rightarrow \infty$, практически температура устанавливается по истечении времени $t = (3 \div 4)\tau_n$. Постоянные

времени нагрева имеют значение от минут — для очень малых двигателей до нескольких часов — для мощных двигателей.

Уравнение (16-23а) описывает не только процесс нагрева, но и процесс охлаждения электрической машины, когда ее нагрузка уменьшается и $\Theta_2 < \Theta_1$. Для частного случая $\Theta_2 = 0$, т. е. когда электрическая машина выключается и начинает охлаждаться до температуры окружающей среды, получим

$$\Theta = \Theta_1 e^{-t/\tau_0}, \quad (16-24)$$

где τ_0 — постоянная времени при охлаждении, бо́льшая по сравнению с τ_n за счет ухудшения условий охлаждения при остановке. Кривая для этого выражения дана на рис. 16-17, б.

Полученные из опыта кривые нагрева показывают, как и следовало ожидать, что, например, обмотка статора вначале нагревается быстрее ($\Theta_{\text{обм. ст.}}$), чем это определяется выражениями (16-23), а температура на поверхности корпуса $\Theta_{\text{корп}}$ растет вначале медленнее (штриховые кривые на рис. 16-18).

16-7. Выбор приводных электродвигателей

Выбор электродвигателей для данного привода обычно начинается с определения необходимой номинальной мощности. Для определения мощности служат нагрузочные диаграммы приводимых механизмов и двигателей.

Нагрузочная диаграмма механизма является зависимостью момента нагрузки (сопротивления) механизма от времени: $M_{с.м} = f(t)$. Момент $M_{с.м}$ обычно определяется как нагрузочный момент на выходном валу передачи. Этот момент может определяться по измерениям на аналогичной действующей установке или по расчетам. Часто из расчета находят зависимость $M_{с.м}$ от пути l или угла поворота α механизма, например $M_{с.м} = f(\alpha)$ для привода ножниц, разрезающих прокат на мерные длины, от скорости (привод регулируемого компрессора), а также от ряда других параметров. Для заданных кинематической схемы и режима работы производится пересчет этих нагрузочных диаграмм на диаграммы $M_{с.м} = f(t)$.

В отличие от этих нагрузочных диаграмм *нагрузочная диаграмма двигателей* является зависимостью вращающего момента M , развиваемого двигателем, мощности на валу P или тока I от времени. Обычно пользуются диаграммой моментов

$$M = M_c + M_d = \frac{M_{с.м}}{\eta_{\text{пер}} i} + M_d = f(t), \quad (16-25)$$

где $M_c = \frac{M_{с.м}}{\eta_{\text{пер}} i}$ — момент сопротивления, приведенный к валу двигателя; $\eta_{\text{пер}}$, i — к. п. д. и передаточное отношение передачи; $M_d = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt} = J \frac{d\omega}{dt}$ — динамический момент нагрузки; $J = J_{\text{дв}} + J_{\text{пер}} + J_{\text{мх}}/i^2$ — моменты инерции двигателя, передачи и механизма, приведенные к валу двигателя.

Рассмотрим классическую нагрузочную диаграмму подъемника с концевым грузом G и барабаном с диаметром навивки каната D (рис. 16-19, а). Предположим, что при небольшом изменении

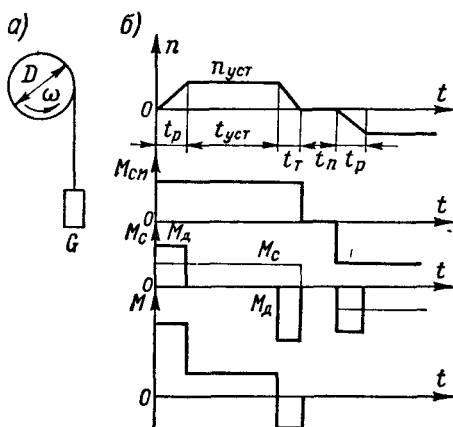


Рис. 16-19. Нагрузочная диаграмма подъемника: а — схематичное изображение барабана с грузом; б — тахограмма и нагрузочные диаграммы

высоты груза можно пренебречь изменением веса каната при подъеме и опускании груза. Тогда момент нагрузки механизма $M_{с.м} = GD/2$, кгс·м. Предположим, что задана трапецеидальная тахограмма (зависимость скорости от времени). В соответствии с тахограммой привод равномерно ускоряется до скорости $n_{уст}$ в течение времени t_p , затем движется с установившейся скоростью в течение времени $t_{уст}$ и равномерно замедляется в течение времени t_t , после чего следует пауза t_n , а затем пуск в другую сторону (рис. 16-19, б). Практически тахограмма всегда несколько от-

личается от идеализированной: ускорения и замедления могут несколько изменяться при разгоне и торможении, имеет место плавный выход на установившуюся скорость и т. п. Момент M , развиваемый двигателем, находится из выражений:

при установившемся движении

$$M = \frac{M_{с.м}}{\eta_{пер}^t};$$

при разгоне

$$M = \frac{M_{с.м}}{\eta_{пер}^t} + \frac{GD^2}{375} \frac{n_{уст}}{t_p};$$

при торможении

$$M = \frac{M_{с.м}}{\eta_{пер}^t} - \frac{GD^2}{375} \frac{n_{уст}}{t_t}.$$

Тахограмма, нагрузочная диаграмма механизма $M_{с.м} = f(t)$, зависимости моментов M_c и M_d от времени и нагрузочная диаграмма электропривода $M = M_c + M_d = f(t)$ показаны на рис. 16-19, б.

В ряде случаев следящий электропривод движется по гармоническому закону $n = n_m \sin \omega t$, где ω — угловая частота качки (рис. 16-20). Момент M_c , по предположению неизменный по абсолютному значению, изменяет свой знак при изменении направления вращения. Динамический момент $M_d = \frac{GD^2}{375} n_m \omega \cos \omega t$ пропорционален ускорению привода. На рис. 16-20 показаны диаграммы n , M_c , M_d и M в зависимости от времени.

Если электропривод работает при неизменной скорости n и неизменном нагрузочном моменте M_c (в килограмм-силах-метрах) в течение всего рабочего времени, то $M_d = 0$ и мощность привода

$$P = \frac{\omega M_c}{102} = \frac{2\pi}{60 \cdot 102} M_c n = 1,026 M_c n \cdot 10^{-3}. \quad (16-26)$$

Номинальная мощность $P_{\text{ном}}$ двигателя должна быть выбрана с некоторым запасом в зависимости от точности расчета. Тогда при сколь угодно длительной работе перегревы частей двигателя не превысят допустимых.

Определение мощности двигателя при моменте нагрузки и скорости, изменяющихся во времени, сводится к расчету некоторой неизменной нагрузки, при которой нагрев двигателя будет таким же, по крайней мере с небольшими отклонениями, как и при заданном режиме работы.

Для определения мощности применяются различные методы. Наиболее простым и удобным является метод эквивалентного момента. В основу метода положены допущения, что момент, развиваемый двигателем, пропорционален току нагрузки и потери в двигателе состоят из неизменных потерь, не зависящих от нагрузки, и потерь в обмотках, пропорциональных квадрату тока нагрузки.

Эти предположения практически точно справедливы для двигателей постоянного тока с неизменным возбуждением, работающих при неизменной скорости, и только в грубом приближении могут быть приняты для других двигателей. Благодаря своей простоте этот метод находит все же широкое применение для приближенных расчетов мощности двигателей всех видов.

Эквивалентный момент M_s , соответствующий эквивалентному нагрузочному току, который определяет потери в обмотках двигателя, находится как среднеквадратический момент:

$$M_s = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T M dt}, \quad (16-27)$$

где T — цикл работы привода.

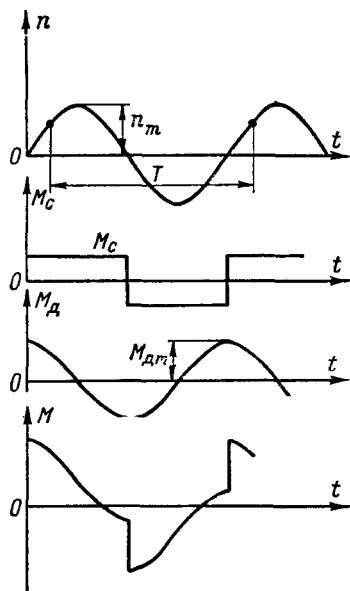


Рис. 16-20. Нагрузочные диаграммы при гармоническом движении привода

В соответствии с этим определением для нагрузочной диаграммы по рис. 16-19 получим

$$M_9 = \sqrt{\frac{(M_c + M_{д.р})^2 t_p + M_c^2 t_{уст} + (M_c - M_{д.т})^2 t_t}{t_p + t_{уст} + t_t + t_n}}.$$

Учитывая ухудшенные условия охлаждения, иногда умножают время t_p и t_t на коэффициент 0,75 и t_n на 0,5:

$$M_9 = \sqrt{\frac{(M_c + M_{д.р})^2 t_p + M_c^2 t_{уст} + (M_c - M_{д.т})^2 t_t}{t_{уст} + 0,75 (t_p + t_t) + 0,5 t_n}}.$$

Для нагрузочной диаграммы (рис. 16-20) получим

$$M_9 = \sqrt{M_c^2 + \frac{M_{д.м}^2}{2}}.$$

Номинальная мощность $P_{ном}$ двигателя должна быть выбрана с некоторым запасом по сравнению с эквивалентной $P_9 = 1,025 M_9 n_{ном} \times 10^{-3}$, кВт.

Двигатель, выбранный по условиям нагрева с номинальным моментом $M_{ном} > M_9$, должен быть проверен на перегрузку с тем, чтобы отношение наибольшего нагрузочного момента $M_{макс}$, например $M_{макс} = (M_c + M_{д.т})_{макс}$ (рис. 16-19, б), к номинальному не превышало перегрузочной способности γ для выбранного двигателя:

$$(M_c + M_{д.т})_{макс} / M_{ном} < \gamma.$$

Род тока двигателя определяется предполагаемым источником питания. Обычно это трехфазный переменный ток промышленной частоты, постоянный ток в системе Г — Д или ток повышенной частоты 400, 500 или 1000 Гц.

Номинальное напряжение двигателя, как правило, стандартное и определяется предполагаемым источником питания. Для питания маломощных двигателей могут применяться и напряжения 24, 36 и 60 В. Напряжения свыше 11 кВ для мощных двигателей, получающих питание от индивидуальных трансформаторов, могут быть и нестандартными.

Номинальная скорость двигателя определяется в соответствии со скоростью приводимого механизма для заданного передаточного отношения механической передачи, обычно понижающей, от двигателя к механизму. Механическая передача выбирается по совокупности технико-экономических показателей, а для реверсивных приводов — обычно из условия получения наименьших динамических моментов.

Исполнение двигателей. Обычно двигатели выполняются для горизонтальной установки; изготавливаются двигатели и для вертикальной установки, например для привода насосов с вертикальным валом.

В соответствии с требованиями к защите от воздействий окружающей среды двигатели выполняются защищенными, закрытыми и взрывобезопасными.

Защищенные двигатели имеют щитки, которые защищают обмотки, а иногда и другие токоведущие части от попадания на них капель дождя, опилок и других посторонних предметов. Эти двигатели устанавливаются в сухих и непыльных помещениях.

Закрытые двигатели устанавливаются в сырых и пыльных помещениях, цехах химических заводов и других помещениях, где пыль, влага или другие вещества могут попадать на токоведущие части и обмотки. Охлаждение осуществляется путем подвода охлаждающего и отвода нагретого воздуха по воздуховодам через специальные отверстия в закрытом корпусе, путем наружного обдува или естественного охлаждения корпуса.

Взрывобезопасные двигатели устанавливаются на мельницах, шахтах, опасных по газу и пыли, и в других взрывоопасных помещениях. Закрытый корпус двигателей рассчитывается на давление, которое может возникнуть внутри при взрыве.

16-8. Режимы работы электродвигателей

Из возможных режимов работы двигателей различают три основных: длительной, повторно-кратковременной и кратковременной работы. Наибольшее число двигателей выпускается для режима длительной работы. Значительно меньше выпускается двигателей

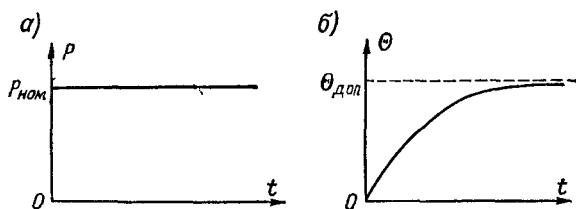


Рис. 16-21. Кривые мощности (а) и нагрева (б) при длительной номинальной нагрузке

$\Theta_{\text{доп}}$ — допустимое превышение температуры

для двух других режимов работы; у этих двигателей на щитке наряду с мощностью указывается режим работы, на который они рассчитаны при данной мощности.

Двигатели, предназначенные для *длительной работы*, могут работать при мощности, не превосходящей номинальной $P_{\text{ном}}$, указанной на щитке, в течение длительного времени. Кривые неизменной мощности двигателя и превышения температуры в зависимости от времени показаны на рис. 16-21.

Двигатели, предназначенные для *повторно-кратковременной работы*, могут работать при мощности, не превосходящей номинальной $P_{\text{ном}}$, указанной на щитке, в течение времени t_p каждого из повторяющихся циклов (рис. 16-22, а) при указанной относительной продолжительности включения $\text{ПВ}\% = \frac{t_p}{t_p + t_n} 100$, где t_n —

время паузы. При этом длительность цикла T ограничена временем 10 мин.

При работе двигателя в этом режиме периоды нагрева t_p перемежаются с периодами охлаждения t_n . По истечении достаточно большого времени превышение температуры будет изменяться в пределах от Θ_{\min} до Θ_{\max} (рис. 16-22, б).

Мощность двигателя при неизменной скорости пропорциональна вращающему моменту, поэтому произведение квадрата допустимой мощности P_k на соответствующую продолжительность включения ПВ% $_k$ должно быть неизменным, что следует из выражения для

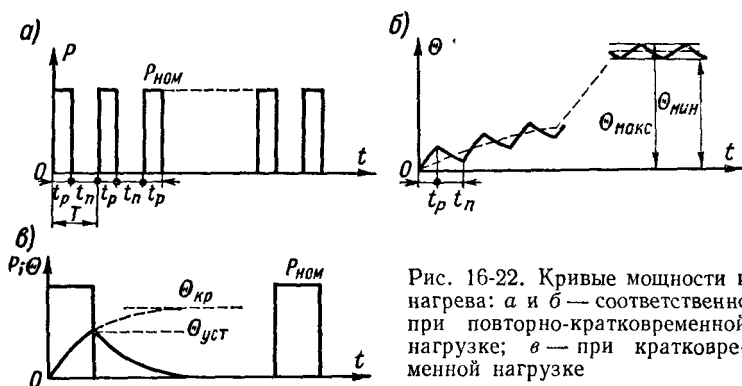


Рис. 16-22. Кривые мощности и нагрева: а и б — соответственно при повторно-кратковременной нагрузке; в — при кратковременной нагрузке

эквивалентного момента. Наша промышленность выпускает двигатели с различными номинальными мощностями при ПВ% = 15, 25 и 40. Допустимая мощность P_1 при ПВ% $_1$, отличной от указанной на щитке ПВ% $_{\text{ном}}$, приближенно определяется исходя из выражения ПВ% $_{\text{ном}}$ $P_{\text{ном}}^2 = \text{ПВ}\%_1 P_1^2$, откуда

$$P_1 = P_{\text{ном}} \sqrt{\frac{\text{ПВ}\%_{\text{ном}}}{\text{ПВ}\%_1}}. \quad (16-28)$$

На щитке двигателя, работающего в режиме *кратковременной нагрузки*, указывается мощность $P_{\text{ном}}$, которую он может развивать в течение указанного времени (часа, получаса). После работы в течение указанного времени двигатель должен охлаждаться с тем, чтобы к началу нового цикла работы он полностью охладился, т. е. превышение температуры практически было равно нулю. Графики нагрузки двигателя и превышения температуры даны на рис. 16-22, в. Такой график работы могут иметь двигатели приводов разводных мостов, шлюзовых затворов и др.

Выведем приближенное выражение для отношения мощности двигателя при длительной работе $P_{\text{дл}}$ к мощности при кратковременной работе $P_{\text{кр}}$.

Если превышение температуры при длительной работе с мощностью для кратковременной работы равно $\Theta_{\text{кр}}$, то допустимое

превышение температуры будет по истечении времени $t_{кр}$ [см. выражение (16-23)]:

$$\Theta_{доп} = \Theta_{кр} (1 - e^{-t_{кр}/\tau_n}).$$

Если двигатель отдавал мощность $P_{дл}$ в течение длительного времени, то допустимое превышение температуры $\Theta_{доп} = \Theta_{уст}$ было бы получено практически по истечении времени $(3 \div 4)\tau_n$ (штриховая прямая на рис. 16-22, в). Превышения температуры обмоток пропорциональны квадратам токов или приблизительно квадратам мощностей, поэтому

$$P_{дл}^2 = P_{кр}^2 (1 - e^{-t_{кр}/\tau_n}),$$

откуда

$$P_{дл}/P_{кр} = \sqrt{1 - e^{-t_{кр}/\tau_n}}. \quad (16-29)$$

Глава семнадцатая

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ И ЭЛЕМЕНТЫ

17-1. Резисторы и потенциометры

В схемах автоматики нашли широкое применение электрические резисторы, изготавливаемые из материалов с высоким удельным электрическим сопротивлением (никелин, реотан, никель и др.).

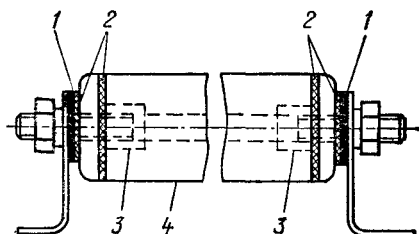


Рис. 17-1. Резистор электрический проволочный эмалированный типа ПЭ

1 — шайба механическая; 2 — шайба асбестовая, 3 — втулка фарфоровая, 4 — резистор трубчатый

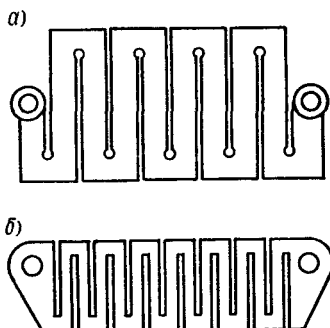


Рис. 17-2. Элемент сопротивления: а — чугунный литой; б — штампованный из электротехнической стали

Трубчатые резисторы типа ПЭ применяются в электроаппаратуре и схемах управления низкого напряжения в качестве пусковых и тормозных резисторов для двигателей мощностью до 3—4 кВт.

Резистор представляет собой керамическую трубку, на которую намотана проволока из константана или нихрома, покрытая предохранительным слоем

эмали (рис. 17-1). Значение сопротивления одного элемента составляет 1 Ом — 50 кОм при номинальной мощности 15—150 Вт и номинальном токе 55 мА — 2,9 А.

В цепях якоря, статора и ротора двигателей мощностью 1—10 кВт и в цепях возбуждения более мощных двигателей используются трубчатые резисторы типа ЦФ и рамочные элементы типа СН. В последних проволока или лента из константана наматывается на полцилиндрические фарфоровые изоляторы, закрепленные на боковых ребрах стальной пластины-держателя. Из резисторных элементов комплектуются ящики резисторов серий ЯС и СН, допускающие нагрузку до 5,8 кВт.

Для двигателей постоянного и переменного тока мощностью более 3 кВт применяются ящики резисторов с *литыми* чугунными (рис. 17-2, а) или *штампованными* из электротехнической стали (рис. 17-2, б) элементами. Элементы затягиваются гайками на двух стержнях, изолированных нагревостойкими гильзами. Для получения контакта концы элементов имеют утолщенные ушки. В соответствующих местах между ушками закладываются слюдяные шайбы и пластинчатые башмаки с наконечниками, чем осуществляется нужная схема соединений элементов. Для тех же мощностей используются ящики типа КФ с пятью рамочными фехралевыми элементами. В мощных установках применяются рамочные проволочные элементы большой мощности. В зависимости от типа и назначения элемента его сопротивление может составлять 0,005—525 Ом при допустимом токе 0,38—215 А и номинальной мощности 75—3500 Вт.

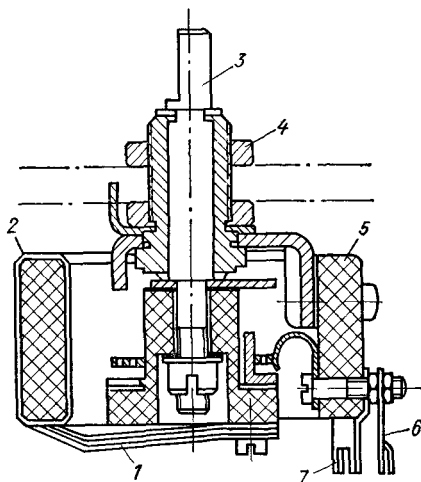


Рис. 17-3. Конструкция потенциометра РП-25

1 — щетка; 2 — провод; 3 — валик; 4 — гайка для крепления; 5 — каркас; 6 — вывод подвижного контакта; 7 — начальный и конечный выводы

В маломощных цепях связи, телемеханики и радиотехники применяются *проволочные эмалированные влагостойкие* трубчатые резисторы с передвижным хомутиком (ПЭВ-Х) для подгонки значения сопротивления.

Потенциометры (делители напряжения) служат для регулирования напряжения в цепях постоянного и переменного тока. Часто они используются также для линейного или функционального (по определенному закону) преобразования перемещения движка в электрическое напряжение. Потенциометр представляет собой резистор с подвижным скользящим контактом. Потенциометры с *непрерывной намоткой* (рис. 17-3) имеют движок, перемещающийся непосредственно по виткам проволоки, намотанной на изоляционный каркас. У *ламельных* потенциометров движок перемещается по ламелям, к которым присоединены нерегулируемые резисторы. В маломощных схемах применяются непроволочные графитовые потенциометры.

У *функциональных* потенциометров снимаемое напряжение $U_{\text{вых}}$ является определенной функцией угла поворота. Это достигается соответствующим расчетом профиля каркаса или шунтированием отдельных частей потенциометра специально подобранными добавочными резисторами (*электрическое профилирование*).

17-2. Конденсаторы

Основными параметрами каждого конденсатора являются его емкость, значение и род рабочего напряжения (постоянное, переменное, импульсное).

В мощных цепях для повышения коэффициента мощности промышленных установок применяются конденсаторы с обкладками из алюминиевой рулонной фольги, разделенными конденсаторной бумагой, пропитанной трансформаторным маслом или другим жидким диэлектриком. Секции конденсатора помещаются в герметический прямоугольный корпус из листовой стали с фарфоровыми выводами (рис. 17-4). Некоторые конденсаторы допускают частичное включение ступеней емкости и имеют искусственное водяное охлаждение.

В силовых импульсных и выпрямительных устройствах применяются импульсные конденсаторы.

Высоковольтные конденсаторы имеют фарфоровый корпус.

В цепях управления систем автоматического регулирования широко используются малогабаритные бумажные, слюдяные, пленочные, керамические и стеклоэмалевые конденсаторы.

Электролитические конденсаторы предназначены для работы только в цепях с постоянным или пульсирующим напряжением. Диэлектриком в них служит тонкий слой окиси, нанесенный на ленту из фольги электрическим способом. Эта лента является одной из обкладок конденсатора. Другой обкладкой служит вторая, неокисленная, лента из фольги. Между ними располагается бумажная лента, пропитанная электролитом.

Емкость конденсаторов колеблется от нескольких пикофард до 2000 мкФ, рабочее напряжение высоковольтных конденсаторов доходит до 77 кВ.

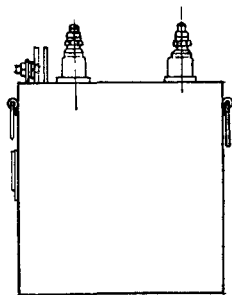


Рис. 17-4. Герметический конденсатор серии ЭМВ

17-3. Рубильники и переключатели

Рубильники являются простейшими ручными коммутационными аппаратами, предназначенными для включения и отключения электрических цепей.

Помимо однополюсных, применяются двух- (рис. 17-5) и трехполюсные рубильники, ножи которых объединяются изоляционной планкой.

В низковольтных (до 220 В) рубильниках переменного тока на средние и малые токи гашение дуги происходит при быстрой деионизации газов в околоскатном пространстве, когда ток становится равным нулю. Эффективной мерой в этих случаях является применение дугогасительной решетки, состоящей из набора медных или стальных пластин, изолированных друг от друга и от остальных частей аппарата. Дуга действующими на нее силами направляется в дугогасительную решетку, где разбивается на ряд коротких дуг между пластинами и быстро гаснет.

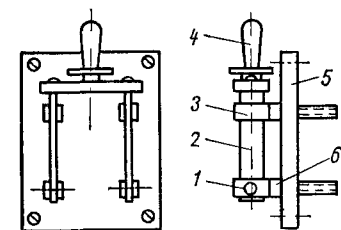


Рис. 17-5. Двухполюсный рубильник

1 — ось; 2 — нож; 3 — губки; 4 — тонкоутка; 5 — основание; 6 — стойки

Конструкция *переключателей* аналогична конструкции рубильников с тем отличием, что они имеют двойной комплект губок. Переводя ножи из одного положения в другое, можно стойки соединять электрически с любым комплектом.

17-4. Кнопки управления, универсальные переключатели и пакетные выключатели

Кнопки управления применяются для дистанционного управления электромагнитными аппаратами. Они служат для относительно редких включений и выключений и могут выполняться с самовозвратом в исходное положение

и без него. Кнопка имеет один или два контакта мостикового типа. Несколько кнопок, объединенных в едином корпусе, образуют кнопочный пост. На рис. 17-6 показано устройство кнопки типа КУ-1500 утопленного исполнения.

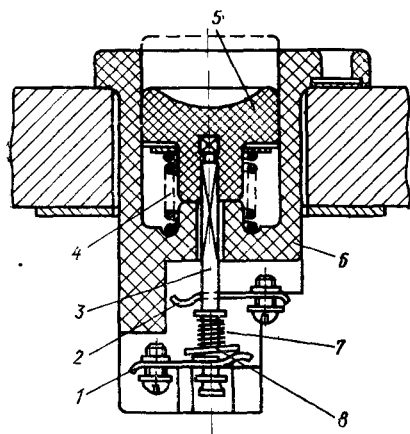


Рис. 17-6. Кнопка управления типа КУ-1500

1 — замыкающие контакты; 2 — размыкающие контакты; 3 — металлический стержень; 4 — возвратная пружина, 5 — кнопка; 6 — корпус; 7 — контактная пружина, 8 — контактный перешеек

Универсальные переключатели устанавливаются на щитах и пульты управления для ручного переключения цепей управления и силовых цепей

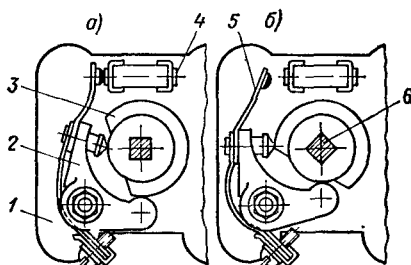


Рис. 17-7. Секция универсального переключателя

1 — изоляционное основание; 2 — скоба включения; 3 — кулачковая шайба, 4 — неподвижный контакт; 5 — подвижный контакт; 6 — валик с рукояткой

малой мощности. Они позволяют получить любую последовательность переключений применительно к различным условиям работы. На рис. 17-7 показана секция универсального переключателя при двух положениях валика 6.

Широкое применение получили *пакетные выключатели и переключатели* (пакетники), используемые для пуска мелких двигателей постоянного тока и асинхронных короткозамкнутых двигателей, а также для переключения цепей управления (рис. 17-8).

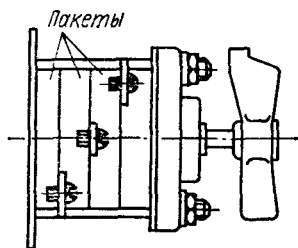


Рис. 17-8. Пакетный выключатель

тушку, подвижный якорь, систему главных контактов, устройство для дугогашения и часто снабжается комплектом вспомогательных контактов. Главные контакты рассчитаны на включение и отключение относительно больших токов — до 1000 А. Втягивающие катушки, имеющие небольшие рабочие токи, включаются и отключаются дистанционно. Основными величинами, характеризующими контактор, помимо номинального тока, являются: время срабатывания (0,06—0,32 с), время отпускания якоря (0,03—0,5 с) и напряжение втягивающей катушки (24—380 В).

17-5. Электромагнитные контакторы, автоматы и таймтакторы

Частые включения и выключения мощных электрических цепей с напряжением до 500—600 В при нормальном режиме работы обычно производятся *электромагнитными контакторами*. В некоторых случаях контакторы вместе с реле могут попутно осуществлять защиту электрических установок. Электромагнитный контактор (рис. 17-9) имеет втягивающую катушку

Вспомогательные контакты контактора, используемые для вспомогательных переключений в различных цепях управления, могут быть рычажного или мостикового типа. Наиболее употребительными являются мостиковые вспомога-

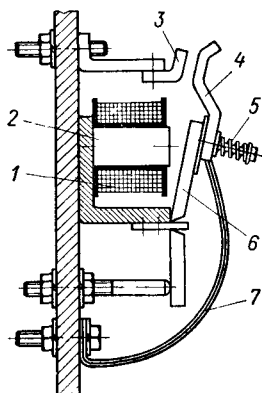


Рис. 17-9. Контактор постоянного тока

1 — втягивающая катушка; 2 — сердечник; 3 — неподвижный контакт; 4 — подвижный контакт; 5 — демпфирующая пружина; 6 — якорь; 7 — гибкий токоподвод

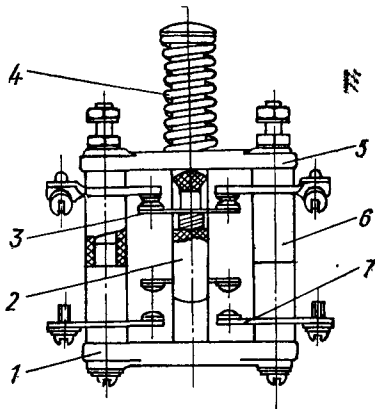


Рис. 17-10. Вспомогательные контакты мостикового типа

1 — крышка; 2 — пластмассовая траверса; 3 — подвижные контактные перешейки; 4 — фиксирующая пружина; 5 — основание; 6 — стойки; 7 — неподвижные контакты

тельные контакты, часто изготавливаемые в виде готового элемента, пристраиваемого к контактору (рис. 17-10).

Магнитная система (якорь 5 и сердечник 2) контактора переменного тока (рис. 17-11) набирается из листов электротехнической стали, обычно Ш-образной формы. На части поверхности одного или двух сердечников помещены короткозамкнутые витки 1. В тот момент, когда магнитный поток в части сердечника, не охваченной витком, становится равным нулю, поток в части, охваченной витком, будет поддерживаться током, индуктируемым в витке. В результате в любой момент сила, притягивающая якорь, будет отлична от нуля.

В тех случаях, когда не допускается отключение контактора переменного тока при исчезновении напряжения на зажимах включающей катушки, используются контакторы с защелкой, которая освобождается при действии особого электромагнита.

Для автоматического размыкания цепей постоянного и переменного тока при нарушении нормального режима работы, а также для нечастых замыканий и размыканий тех же цепей при нормальных условиях служат *автоматические воздушные выключатели* (автоматы). Для защиты главных контактов от обгорания автомат снабжается легко заменяемыми предварительными и дугогасительными контактами. При отключении сначала размыкаются главные, за-

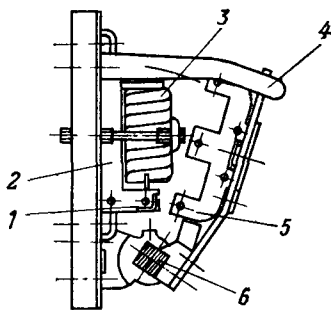


Рис. 17-11. Магнитная система контактора переменного тока

1 — короткозамкнутый виток; 2 — сердечник; 3 — втягивающая катушка; 4 — упор; 5 — якорь; 6 — вал

тем предварительные и последними — дугогасительные контакты. Замыкание контактов при включении происходит в обратном порядке. Основным узлом ав-

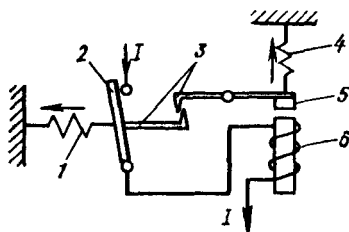


Рис. 17-12. Устройство автомата максимального тока

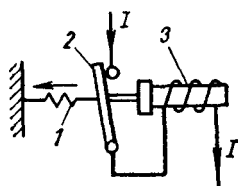


Рис. 17-13. Устройство автомата минимального тока

томата является механизм свободного расцепления, приводимый в действие биметаллическим тепловым (реагирующим на перегрузку) или электромагнитным (реагирующим на ток короткого замыкания или снижение напряжения) элементом, переводящим систему рычагов через мертвое положение.

На рис. 17-12 показана схема устройства автомата максимального тока. Когда ток становится больше заданного значения, электромагнит 6, притягивая якорь 5, преодолевает усилие противодействующей пружины 4 и освобождает защелку 3. Под действием возвратной пружины 1 происходит быстрое размыкание контактов 2. На рис. 17-13 представлена схема автомата минимального тока. Уменьшение тока в катушке 3 ниже определенного значения приводит к размыканию контакта 2, так как сила притягивания якоря становится меньше усилия, развиваемого пружиной 1.

Таймтактор является своеобразным контактором с выдержкой времени при включении (рис. 17-14). Он имеет две магнитные системы — удерживающую 1 и втягивающую 6 с катушками 3 и 4. При включении вначале получает питание удерживающая катушка 3. Якорь притягивается к ее сердечнику 2 и сжимает пружину 15, стремящуюся оторвать его. При этом размыкается собственный вспомогательный контакт таймтактора (на рисунке не показан) в цепи втягивающей катушки, чем предотвращается возможность ее включения. Одновременно размыкается второй вспомогательный контакт в цепи удерживающей катушки (тоже не показан). Поток начинает сравнительно медленно затухать, так как на сердечнике 2 размещена сплошная демпфирующая металлическая гильза 14. При этом будет падать значение удерживающего момента, и как только он станет меньше отрывающего момента пружины 15, якорь займет первоначальное положение. Собственный вспомогательный контакт замкнет цепь втягивающей

Рис. 17-14. Устройство таймтактора

1 — удерживающая магнитная система; 2 — сердечник удерживающей катушки; 3 — удерживающая катушка; 4 — втягивающая катушка; 5 — сердечник втягивающей катушки; 6 — втягивающая магнитная система; 7 — неподвижный контакт; 8 — подвижный контакт; 9 — пружина демпфирующая; 10 — гибкий токоподвод; 11 — возвратная пружина; 12 — якорь; 13 — немагнитная прокладка для грубой регулировки выдержки времени; 14 — металлическая гильза; 15 — пружина для тонкой регулировки выдержки времени

станет меньше отрывающего момента пружины 15, якорь займет первоначальное положение. Собственный вспомогательный контакт замкнет цепь втягивающей

катушки, таймтактор включится и замкнет свои главные контакты. Гашение дуги в таймтакторах осуществляется в камерах с магнитным дутьем. Время срабатывания регулируется до 5 с.

17-6. Контроллеры

Контроллеры служат для пуска, реверсирования и регулирования скорости электродвигателей постоянного и переменного тока мощностью до 100 кВт.

На рис. 17-15 показаны внешний вид контроллера и устройство его контактных элементов, число которых достигает нескольких десятков. При повороте вала 6 с помощью штурвала или рукоятки выступ кулачковой шайбы 7 нажимает

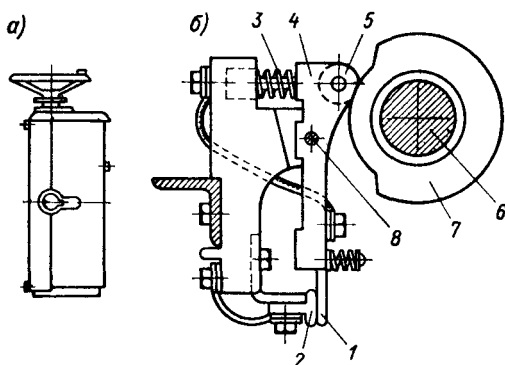


Рис. 17-15. Контроллер типа НТ-50: а — внешний вид; б — коммутающее устройство

на ролик 5, поворачивая рычаг 4 вокруг оси 8. Контакты 1 и 2 при этом размыкаются. Замыкание контактов происходит под действием пружины 3 при обратном (или дальнейшем) повороте шайбы, когда ролик 5 сойдет с выступа шайбы 7. Для регулирования возбуждения машин большой мощности применяются плоские контроллеры с моторным приводом, которые имеют большое число контактов.

17-7. Командоконтроллеры

Для дистанционного управления мощными электрическими машинами и аппаратами в цепях постоянного и переменного тока используются командоконтроллеры, включающие и выключающие катушки контакторов и других аппаратов. На рис. 17-16 показано коммутающее устройство многоцепного командоконтроллера. Замыкание контактов 4 контактным перешейком 3 происходит под действием пружины 1, когда ролик 7 заходит в выемку контактной шайбы 9. Размыкание контактов осуществляется в принудительном порядке давлением кулачка шайбы на ролик.

17-8. Путевые и конечные выключатели (переключатели)

Путевые и конечные выключатели относятся к аппаратам регулируемого типа и применяются для управления электродвигателями механизмов, имеющих вполне определенный рабочий ход. Управление производится путем включения и выключения катушек контакторов и реле. Выключатели приводятся от вала механизма (иногда через редуктор) или же срабатывают при

нажатии упоров после прохождения механизмом определенного пути (рис. 17-17). Кулачок 1, закрепленный на рабочем органе, движущемся вверх, при определенной величине хода последнего воздействует на нажимную скобу 2 путевого выключателя, передающую давление на шток 3. В результате левые контакты 4 размыкаются, а правые — замыкаются.

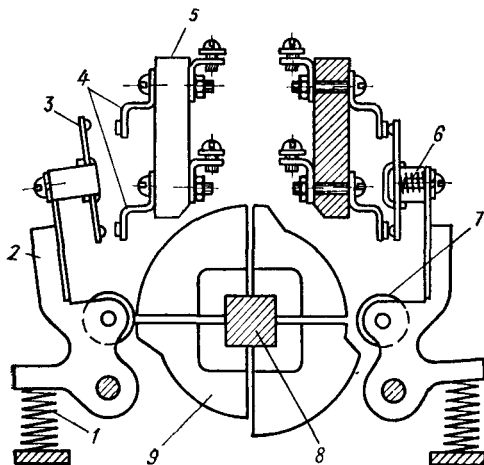


Рис. 17-16. Коммутирующее устройство многоцепных командоконтроллеров

1 — включающая пружина; 2 — рычаг; 3 — контактный перешеек; 4 — неподвижные контакты; 5 — изоляционные планки; 6 — пружина подвижного контакта; 7 — ролик; 8 — вал; 9 — контактная шайба

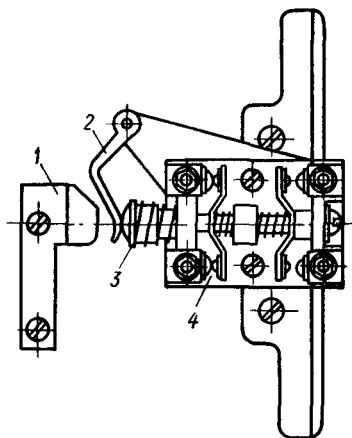


Рис. 17-17. Путьевой выключатель ПВК-11

Путевые выключатели, вал которых сочленен с валом механизма, производят замыкание и размыкание мостиковых контактов при воздействии кулачков контактных шайб на контактные рычаги, имеющие контактные перешейки.

17-9. Реле защиты

Реле защиты управляют (воздействуя на контакторы, выключатели и регулирующие органы) режимом работы всех ответственных элементов электрической системы: генераторов, трансформаторов, двигателей, линий передачи электрической энергии. При нарушении нормального режима работы реле посылает импульс, приводящий в действие аппаратуру автоматического управления, которая восстанавливает нормальные условия или отключает поврежденный участок. По тому, на изменение какой физической величины реагирует реле, различают следующие виды защит: а) токовую, реагирующую на изменение значения или направления тока, б) по напряжению, которая реагирует на изменение напряжения; в) направленную, реагирующую на изменение значения и направления мощности; г) реагирующую на изменение соотношения между током и напряжением; д) от замыканий на землю; е) частотную, реагирующую на изменение частоты; ж) специального назначения.

По принципу действия различают реле: электромагнитные, индукционные, магнитоэлектрические, электродинамические и электронные. У первичных реле обмотка включается непосредственно в основную цепь защищаемого объекта; у вторичных — во вторичные цепи измерительных трансформаторов тока и напряжения.

Для облегчения работы контактов основного реле и увеличения числа замыкаемых им цепей применяются *промежуточные реле*, обмотки которых включаются на напряжение независимого источника контактами основного реле. Для получения постоянной выдержки времени при срабатывании используются специальные *реле времени*.

Реле могут реагировать на изменение любых электромагнитных, а также и неэлектрических величин (температура, уровень, давление и т. д.). По тому, каким образом реле реагирует на измеряемую величину, различают реле: а) мак-

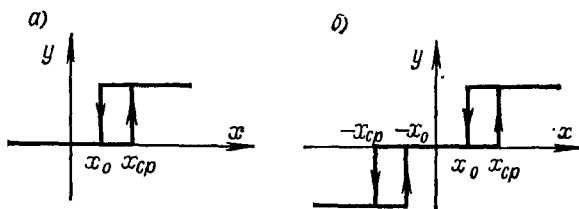


Рис. 17-18. Характеристики реле: а — непolarизованное реле; б — поляризованное реле

симальные; б) минимальные; в) направленного действия; г) дифференциальные, реагирующие на разность нескольких величин; д) балансные, в которых складываются или вычитаются силы, создаваемые несколькими измерительными элементами.

Характеристика реле представляет собой зависимость между входной x и выходной y величинами. Для обычного непolarизованного реле, реагирующего только на изменение входной величины x , она имеет вид, показанный на рис. 17-18, а. Реле срабатывает (притягивает якорь) при определенном значении входной величины x_{cp} , а возвращается в исходное состояние (отпускает якорь) при значении x_0 , которое меньше x_{cp} . У поляризованного реле (рис. 17-18, б) при изменении знака входной величины меняется знак выходной величины.

Одной из основных величин, характеризующих реле, является коэффициент возврата

$$K_v = x_0/x_{cp}. \quad (17-1)$$

Значение K_v у различных реле колеблется в пределах от 0,4 до 0,95.

Второй основной величиной любого реле является время срабатывания t_{cp} — промежуток между моментом появления импульса, воздействующего на измерительный элемент, и моментом замыкания контактов реле. По времени срабатывания различают реле: быстродействующие (до 0,05 с), нормальные (до 0,15 с), замедленные (до 1 с) и с выдержкой времени (больше 1 с).

На рис. 17-19 показано принципиальное устройство электромагнитного реле максимального тока ЭТ-523 мгновенного действия. В обесточенном состоянии подвижный контактный перешеек замыкает неподвижные контакты 5 и 7. При появлении тока, превышающего ток срабатывания, Z-образный якорь поворачивается, в результате чего контакты 5 и 7 размыкаются, а 1 и 3 — замыкаются. Значение тока срабатывания устанавливается изменением натяжения противодействующей пружины. Заменой катушек токовое реле может быть легко превращено в реле напряжения.

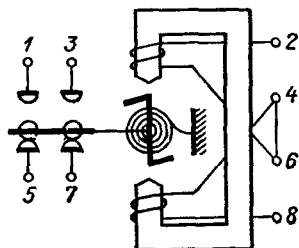


Рис. 17-19. Электромагнитное реле тока ЭТ-523

17-10. Реле управления и автоматики

Реле управления и автоматики предназначены для автоматического управления электроприводами и другими электротехническими устройствами. Они являются первичными реле и могут также служить для защиты установки. Срабатывание реле управления может происходить при втягивании или отпускании якоря. В последнем случае время срабатывания определяется с момента прекращения питания втягивающей катушки до момента первого касания замыкающих контактов или до момента появления напряжения между размыкающими контактами. Реле управления мгновенного действия имеют время срабатывания не более 0,5 с. У реле с выдержкой времени последнее обычно более 0,1 с.

Большинство реле управления работает на электромагнитном принципе — подвижная часть (якорь) притягивается к сердечнику с катушкой или поворачивается в магнитном поле.

Выдержка времени любого электромагнитного реле может быть получена за счет магнитного демпфирования. Помимо рабочей катушки, магнитная система имеет в этом случае демпферную катушку, замкнутую накоротко. При включении

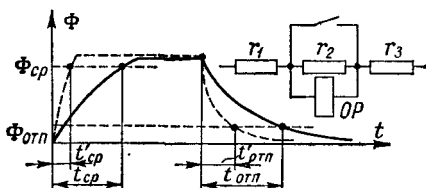


Рис. 17-20. Получение выдержки времени за счет магнитного демпфирования

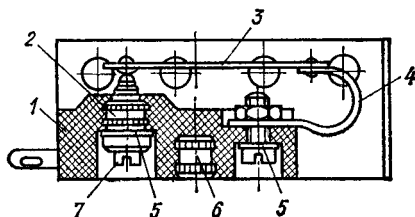


Рис. 17-21. Тепловое реле

1 — пластмассовое основание; 2 — буква регулировочного винта; 3 — контактная пластина; 4 — биметаллический элемент; 5 — контактные лепестки; 6 — буква для крепления реле; 7 — регулировочный винт с контактом

и отключения рабочей катушки поток (сплошная кривая на рис. 17-20) нарастает и спадает медленно, так как его изменению препятствует ток, возникающий в короткозамкнутой обмотке. Соответствующие выдержки времени t_{cp} и $t_{отп}$ получаются значительными. При отсутствии короткозамкнутой обмотки изменения потока (штриховая кривая) происходят быстрее и промежутки времени t'_{cp} , $t'_{отп}$ будут значительно меньше. В ряде случаев выдержка времени при отпускании якоря получается путем замыкания рабочей катушки ОП накоротко (схема на рис. 17-20 справа сверху).

Для защиты электрических установок от перегрузок применяются тепловые биметаллические реле (рис. 17-21). При повышении температуры сверх заданной биметаллический элемент разгибается, главные контакты размыкаются, а контакты, включенные в цепь управления и сигнализации, замыкаются.

В схемах автоматического управления применяются реле, конструкция которых аналогична конструкциям контакторов и таймтакторов.

17-11. Шаговые искатели и счетчики импульсов

В автоматических системах управления определенные операции часто выполняются после получения заданного числа импульсов. В этих случаях применяются шаговые искатели и реле счета импульсов. Шаговые искатели широко распространены в схемах автоматических телефонных станций, позволяя осуществлять автоматическое соединение абонентов друг с другом в результате послышки

определенной комбинации импульсов тока. Реле счета импульсов нашли разнообразное применение в промышленных установках для контроля производственных процессов (учет числа деталей и т. п.).

На рис. 17-22 показано устройство шагового искателя с вращательным движением. При посылке кратковременного импульса тока в обмотку 1 электромагнита притягивается якорь и его собачка 2 переходит на следующий зубец храпового колеса 8. После исчезновения тока последнее поворачивается на один зубец под действием пружины 3. Скрепленные с храповиком щетки 5 перемещаются с одного неподвижного контакта 6 на другой. Для подвода тока к вращающимся щеткам служат контактные перья 4, скользящие по кольцу у основания щеток. Искатели могут иметь пятнадцать и более контактов. Для предотвращения поворота щеток в обратном направлении служит стопор 7. Перемещение якоря сопровождается размыканием и замыканием вспомогательного контакта И1 (их может быть несколько). Передвижение рабочей части шагового искателя может быть линейным при воздействии собачки на зубчатую рейку.

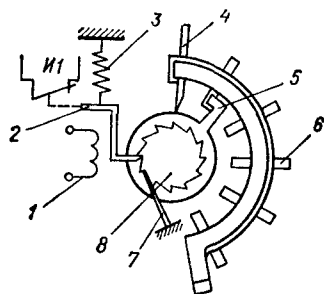


Рис. 17-22. Устройство шагового искателя

17-12. Блоки, магнитные пускатели и станции

Для осуществления определенной программы автоматического управления электроприводами используются блоки управляющей аппаратуры, магнитные пускатели и станции различного назначения.

Наиболее простые операции (пуск, остановка, реверс двигателей и др.) производятся с помощью *блоков и пускателей*. На рис. 17-23, а показан блок реверсирования асинхронного двигателя, состоящий из трех двухполюсных контакторов. Вращение двигателя в одном направлении обеспечивается включением контакторов $K1$ и $K2$. Реверс производится отключением контактора $K2$ и включением контактора $K3$. При использовании блока из двух трехполюсных контакторов (рис. 17-23, б) реверс осуществляется отключением работающего контактора и включением другого. На постоянном токе используется блок, состоящий из четырех однополюсных или двух двухполюсных контакторов (рис. 17-24). Нужная полярность щеток якоря обеспечивается включением контакторов $1В$, $2В$ или $1Н$, $2Н$.

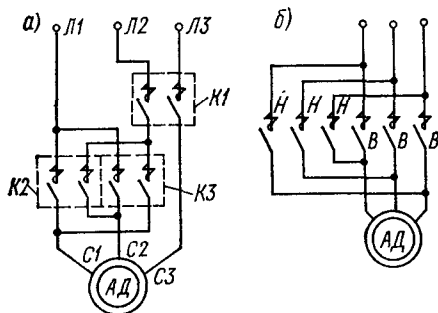


Рис. 17-23. Узлы реверса двигателей переменного тока

кнопочного поста, который встраивается в пускатель или располагается отдельно. Большинство магнитных пускателей имеет встроенные тепловые реле, защищающие двигатели от перегрузок. Для защиты двигателей от токов короткого замыкания в главной цепи пускателя устанавливаются плавкие предохранители. Каждый пускатель имеет один или несколько вспомогательных контактов, используемых для самоблокировки, сигнализации и других целей. Все магнитные пускатели

Для дистанционного управления электродвигателями малой и средней мощности (2,5—75 кВт) служат *магнитные пускатели*, основным элементом которых является контактор (один или два). Управление осуществляется при помощи

осуществляют нулевую защиту электродвигателей. При снижении напряжения на 30% и более включающая катушка не может удержать якорь и двигатель отключается. На рис. 17-25 показана схема включения асинхронного двигателя с помощью пускателя переменного тока. При нажатии кнопки «Пуск» срабатывает контактор Л и на зажимы С1, С2 и С3 статора двигателя подается напряжение. Замкнувшийся вспомогательный контакт Л4 шунтирует кнопку «Пуск», которую можно отпустить. Для остановки двигателя достаточно нажать кнопку «Стоп».

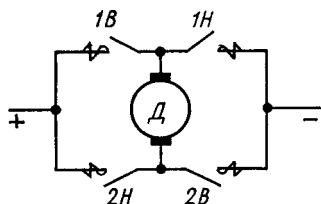


Рис. 17-24. Узел реверса двигателей постоянного тока

зашелкивающим механизмом. Гашение поля осуществляется нажатием кнопки «Откл.» или замыканием контакта реле защиты РЗ. В обоих случаях получает питание обмотка промежуточного реле РП, которое срабатывает и подает питание на отключающую катушку контактора КГ (о). Последний приводит в действие отключающий механизм, и контактор КГ возвращается в исходное положение, вначале замыкая контакт, подключающий сопротивление гашения СГ, а затем

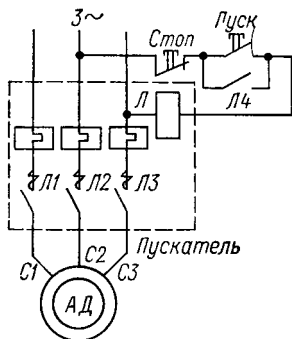


Рис. 17-25. Схема управления асинхронным трехфазным двигателем с помощью магнитного пускателя

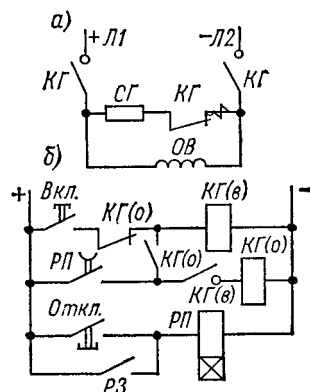


Рис. 17-26. Электрическая схема блока Б-3306: а — силовая цепь; б — цепь управления

размыкая силовые контакты в цепи обмотки возбуждения. Реле РП с выдержкой времени размыкает свой контакт в цепи отключающей катушки, после чего вся схема возвращается в исходное состояние. Размещение элементов блока на панели условно показано на рис. 17-27.

Более сложные операции управления электроприводами осуществляются с помощью комплектных станций управления или магнитных станций. Существуют станции, производящие, например, автоматическое аварийное переключение потребителей, управление главными электроприводами и вспомогательными механизмами прокатных станов, управление электроприводом шахтных подъемных машин и буровых лебедок и т. д. В станциях управления используются

различные электрические аппараты: контакторы, реле, предохранители, рубильники, резисторы, переключатели и др. Число аппаратов и их взаимосвязь опре-

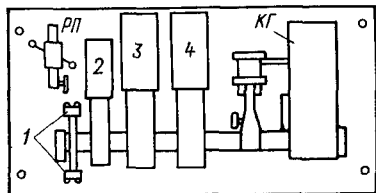


Рис. 17-27. Панель управления блока Б-3306

1—вспомогательные контакты; 2—силовой контакт контактора КГ в цепи сопротивления гашения поля; 3, 4 — линейные силовые контакты контактора гашения КГ

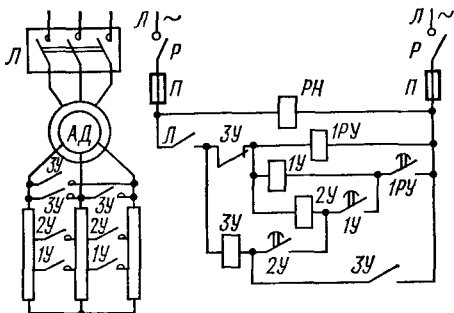


Рис. 17-28. Электрическая схема станции П-1803

деляются схемой управления. Все аппараты комплектуются на общей асбцементной или текстолитовой панели или располагаются в ячейках.

На рис. 17-28 показана схема трехступенчатого пуска мощного высоковольтного асинхронного двигателя с фазным ротором (станция управления П-1803). Обмотка статора двигателя подключается к сети масляным выключателем Л; ротор разгоняется до небольшой скорости, так как в его цепь включен пусковой резистор с большим сопротивлением. Одновременно замыкается вспомогательный контакт Л масляного выключателя и подается питание на обмотку реле ускорения 1РУ, которое замыкает свой контакт, подавая питание на обмотку 1У первого контактора ускорения. Последний шунтирует первую ступень пускового резистора и замыкается с выдержкой времени своим вспомогательным контактом, включая обмотку контактора 2У. Контактор 2У шунтирует вторую ступень пускового резистора и своим вспомогательным контактом с выдержкой времени включает обмотку третьего контактора 3У, который шунтирует последнюю ступень пускового резистора. Одновременно контактор 3У своим замыкающим вспомогательным контактом осуществляет самоблокировку, а размыканием другого вспомогательного контакта отключает катушки 1РУ, 1У и 2У. Панель станции П-1803 показана на рис. 17-29.

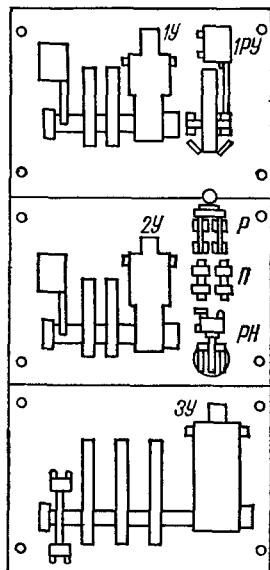


Рис. 17-29. Панель станции П-1803

17-13. Преобразователи

Для измерения широко используются преобразователи различных видов. Преобразователь воспринимает величину, характеризующую протекание регулируемого процесса, и преобразует ее в величину, удобную для усиления и передачи на расстояние (дистанционная передача). Преобразователи характеризуются статической характеристикой, которая представляет собой зависимость

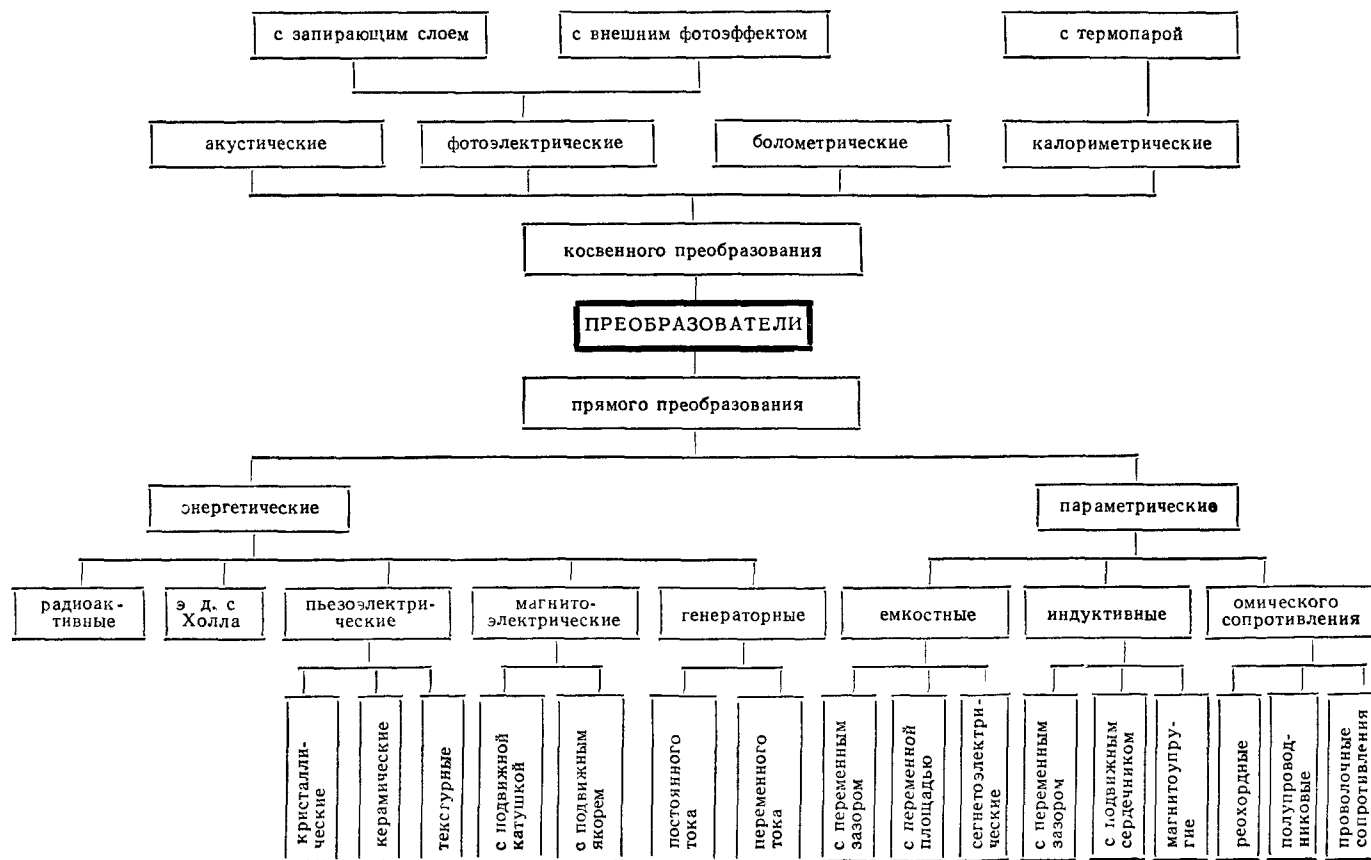


Рис. 17-30. Классификация преобразователей

выходной величины y от входной величины x :

$$y = f(x). \quad (17-2)$$

Чувствительность преобразователя S определяется крутизной наклона статической характеристики:

$$S = \Delta y / \Delta x. \quad (17-3)$$

Поведение преобразователя при быстрых изменениях входной величины определяется *динамической характеристикой*, которая может быть представлена в различных видах. Часто рассматривают кривую переходного процесса, которая дает изменение выходной величины y с течением времени при внезапном приложении входной величины $x = a$:

$$y = f(t) \quad (17-4)$$

для случая $x = 0$ при $t < 0$; $x = a$ при $t \geq 0$.

Требования, предъявляемые к преобразователям, определяются условиями их применения. Наиболее существенными из них являются: однозначная и жела-

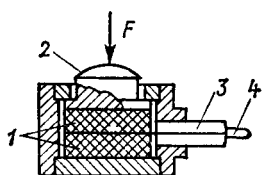


Рис. 17-31. Пьезоэлектрический преобразователь

1 — кварц; 2 — пуансон;
3 — изолятор; 4 — вывод

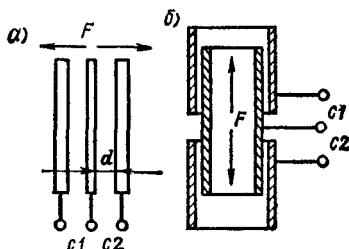


Рис. 17-32. Емкостные преобразователи: а — с переменным зазором, б — с переменной площадью

тельно линейная зависимость выходной величины от входной, высокая чувствительность, стабильность характеристик во времени, определенная динамическая характеристика, высокая перегрузочная способность, минимальное влияние внешних факторов.

Классификация преобразователей в настоящее время еще не установилась и не является общепринятой. Наиболее общей и охватывающей подавляющее большинство преобразователей является классификация (рис. 17-30) по принципу преобразования неэлектрической входной величины в электрическую выходную. Параметрические преобразователи основаны на изменении электрических параметров (сопротивление, индуктивность и емкость); энергетические заимствуют энергию преобразования от измеряемого объекта. Условно к этому типу преобразователей могут быть отнесены радиоактивные преобразователи и преобразователи э. д. с. Холла. Преобразователи косвенного преобразования являются более сложными и подразделяются на несколько классов. В них входная величина преобразуется в изменение звука, света или количества теплоты, а затем уже в электрическую величину на выходе. В болометрических преобразователях изменение количества теплоты приводит к изменению электрического сопротивления на выходе, а в калориметрических — к изменению какой-либо другой электрической величины, отличной от сопротивления.

Рассмотрим некоторые виды преобразователей прямого преобразования. На рис. 17-31 показано устройство пьезоэлектрического преобразователя усилий. При появлении усилия F , действующего на пуансон 2, на поверхности кварцевых пластин 1 появляется заряд, пропорциональный усилию:

$$Q = kF. \quad (17-5)$$

Электроды преобразователя являются листок фольги 4, заложенный между кварцевыми пластинами, и корпус (пуансон). Пьезопреобразователи обладают высокой чувствительностью и широко применяются при измерении быстропотекающих процессов.

Рис. 17-32 дает представление о принципе действия емкостных преобразователей. При изменении положения подвижной обкладки меняется зазор d или площадь s обкладок плоского или цилиндрического конденсаторов. Соответственно изменяются их емкости.

Принцип действия индуктивных преобразователей поясняется на рис. 17-33. Перемещение подвижного сердечника (рис. 17-33, а) приводит к изменению зазоров δ_1 , δ_2 и индуктивностей катушек $L1$, $L2$, включенных в мостовую схему. В преобразователе, изображенном на рис. 17-33, б, катушка 1 питается переменным током и создает переменный поток. При отклонении сердечника от среднего положения на выходе появляется напряжение, так как э. д. с. катушек 2 и 3, направленные встречно, будут неодинаковыми.

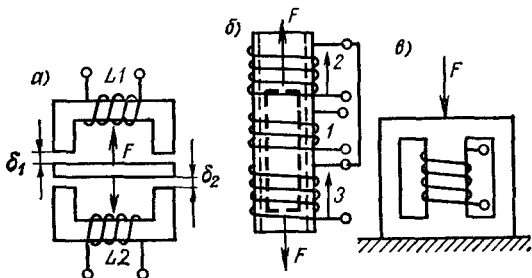


Рис. 17-33. Индуктивные преобразователи: а — с переменным зазором; б — с подвижным сердечником; в — магнитоупругий

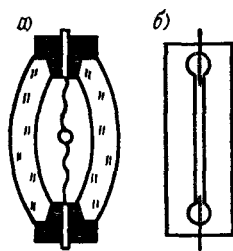


Рис. 17-34. Полупроводниковые преобразователи омического сопротивления: а — термистор; б — тензометрический

В магнитоупругом преобразователе (рис. 17-33, в) используется изменение магнитной проницаемости железоникелевых сплавов, например пермаллоя, при деформации сердечника. Это приводит к изменению его магнитного сопротивления, а следовательно, и индуктивности катушки.

На рис. 17-34, а показано устройство термистора, представляющего собой шарик из смеси двуокиси титана с окислами магния, кобальта и ванадия, заключенный в защитную оболочку. При нагревании термистора изменяется его сопротивление. На рис. 17-34, б изображен полупроводниковый тензометрический преобразователь деформации. Термически обработанная тензолитовая нить из смеси графита с шеллаком (канифолью) или смеси сажи с бакелитом наклеивается непосредственно или с бумажной подкладкой на деталь. Деформация детали приводит к изменению длины, сечения и структуры материала нити, что вызывает изменение ее сопротивления.

17-14. Диэлектрические элементы

В последнее время все большее распространение получают элементы, основанные на применении сегнетоэлектриков — материалов, диэлектрическая проницаемость которых зависит от напряженности электрического поля. К ним относятся: сегнетова соль, титанаты бария, свинца и висмута, соединения лития с ниобием или танталом, триглицинсульфат и др. Зависимость между электрическим смещением D и напряженностью E у этих материалов нелинейна и имеет вид гистерезисной петли. Сегнетоэлектрики, применяемые для изготовления диэлектрических элементов систем автоматики и вычислительной техники, тем со-

вершеннее, чем выше у них остаточная поляризация P , ниже коэрцитивная напряженность E_c и выше коэффициент прямоугольности петли гистерезиса $K_p = P/D_{\text{макс}}$, где $D_{\text{макс}}$ — максимальное электрическое смещение, соответствующее вершине гистерезисного цикла (P , E_c и $D_{\text{макс}}$ определяются для предельного цикла).

Рис. 17-35 иллюстрирует принцип действия простейшего диэлектрического усилителя. При изменении напряжения $U_{\text{вх}}$ меняются напряженность электри-

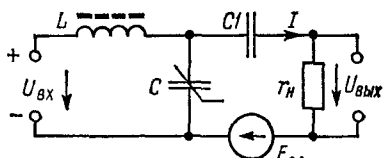


Рис. 17-35. Схема диэлектрического усилителя

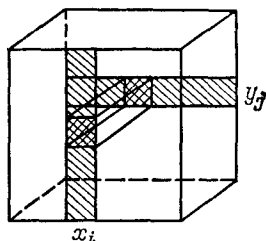


Рис. 17-36. Диэлектрическая матрица запоминающего устройства

ческого поля, диэлектрическая проницаемость и емкость конденсатора C с сегнетоэлектриком. Это сопровождается изменением тока I , напряжения $U_{\text{вых}}$ и мощности нагрузки r_H . Катушка индуктивности L включена для подавления тока во входной цепи от источника гармонической э. д. с. E_{\sim} . Конденсатор $C1$ препятствует появлению постоянного тока в цепи нагрузки от источника $U_{\text{вх}}$.

На рис. 17-36 схематически показано выполнение матричного запоминающего устройства. На поверхность пластин сегнетоэлектрика наносятся металлические электроды в виде узких горизонтальных и вертикальных полос (на рисунке показано по одной полосе x_i и y_j). Подача кратковременного импульса напряжения на соответствующие электроды приводит к местной поляризации небольшого объема сегнетоэлектрика. В дальнейшем на заштрихованных в клетку площадках сохраняется остаточный заряд, который несет информацию о полярности импульса и его адресе.

На рис. 17-37, а изображен диэлектрический фильтр. Два сегнетоэлектрических конденсатора склеены вместе и образуют сплошную электромеханическую колебательную систему. Входной гармонический сигнал $U_{\text{вх}}$ создает механические колебания системы за счет обратного пьезоэлектрического эффекта. Между зажимами a — b второго конденсатора при этом возникает напряжение $U_{\text{вых}}$ за счет прямого пьезоэффекта. Чем ближе будет частота входного сигнала к собственной (резонансной) частоте $f_{\text{рез}}$ механических колебаний системы, тем больше будут амплитуда этих колебаний и значение $U_{\text{вых}}$. На рис. 17-37, б показана зависимость коэффициента передачи по напряжению $k = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ от частоты входного сигнала. Параметр $\lambda = d_1 d_2$, где коэффициенты прямого и обратного пьезоэффектов d_1 и d_2 определяются выражением $d = P/P_{\text{пред}}$ (P — остаточная поляризация в рабочем режиме; $P_{\text{пред}}$ — она же, определенная по предельному циклу).

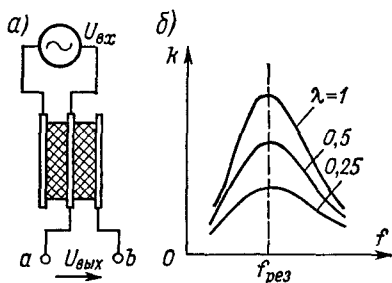


Рис. 17-37. Диэлектрический фильтр: а — устройство фильтра; б — характеристики фильтра

При наклеике электродов на грани многогранных кристаллов сегнетоэлектрика (рис. 17-38) получают диэлектрические элементы, обладающие весьма разнообразными специфическими свойствами. Воздействуя на такой кристалл различными по характеру и значению напряжениями между его электродами, можно получить *многофункциональные* элементы.

Диэлектрические элементы находят широкое применение в генераторах автоколебаний, генераторах субгармонических (низкочастотных) колебаний,

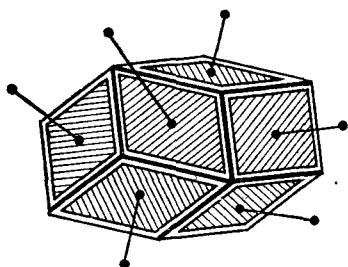


Рис. 17-38. Многофункциональный диэлектрический элемент

устройствах с перемежающимся (периодически появляющимся) резонансом, в вычислительной технике. С их помощью могут быть выполнены, например, логические схемы. Замена используемых сейчас ферритовых элементов запоминающих устройств на диэлектрические приводит к уменьшению объема устройств в 10—100 раз, снижению потребляемой мощности в 50 раз, повышает их надежность, компактность и прочность.

При производстве малогабаритной радиоэлектронной аппаратуры, в устройствах управления и памяти с высоким быстродействием (0,02 мкс) все шире применяются тонкопленочные диэлектрические

и магнитные элементы, получаемые вакуумным напылением. Высокое быстродействие таких элементов обусловлено однодоменной структурой тонкой пленки, что облегчает процесс переполяризации или перемagnetивания.

17-15. Бесконтактные логические элементы

В настоящее время в различных устройствах автоматизации (следящие системы, вычислительные машины и т. д.) широко применяются бесконтактные логические элементы, которые могут выполнять функции, аналогичные функциям релейно-контакторных аппаратов. При этом предельно сокращается время

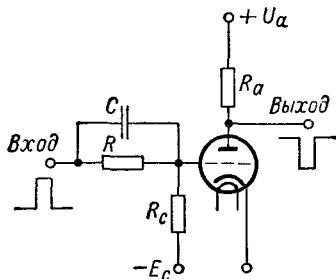


Рис. 17-39. Логическая схема «НЕ» на ламповом триоде

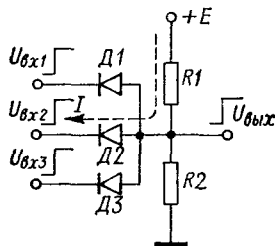


Рис. 17-40. Логическая схема «И» на диодах

всех операций и увеличивается срок службы. Такие элементы работают в сочетании с усилителями различного рода, так как мощность их мала.

Бесконтактные логические элементы выполняются на электронных лампах, полупроводниковых диодах, транзисторах, ферритовых сердечниках, тонких магнитных пленках и других элементах. В элементах, построенных на электронных лампах и транзисторах, логическая операция сочетается с одновременным усилением сигналов, в связи с чем они называются активными. Довольно часто

такой же результат может быть получен при использовании магнитных и сегнетоэлектрических элементов. В элементах, выполненных на диодах, конденсаторах, трансформаторах, происходит затухание сигналов, и они называются пассивными. Рассмотрим некоторые примеры реализации бесконтактных логических элементов.

На рис. 17-39 показана схема элемента «НЕ», выполненного на ламповом триоде. При отсутствии сигнала на входе лампа заперта, так как на сетку подан отрицательный потенциал ($-E_c$). На выходе будет высокий положительный потенциал ($+U_a$). При подаче положительного сигнала на вход лампа отпирается и потенциал на выходе уменьшается. На рис. 17-40 изображен диодный элемент «И» с тремя входами. На выходе появляется высокий потенциал только тогда, когда на всех входах будут положительные сигналы высокого уровня (больше $+E$) и диоды $D1 - D3$ окажутся запертыми. Если хотя бы на одном входе, например на втором, будет низкое напряжение, через резистор $R1$ и диод $D2$ потечет ток, как показано штриховой стрелкой. Этот ток вызовет падение напряжения на резисторе $R1$, и потенциал выхода будет низким. На рис. 17-41 представлена схема «ИЛИ» на транзисторах с тремя входами. При появлении отрицательного потенциала на любом входе соответствующий триод открывается, по резистору R начинает проходить ток и потенциал выхода становится положительным.

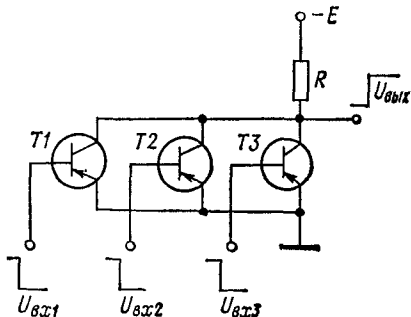


Рис. 17-41. Логическая схема «ИЛИ» на транзисторах

Принципиальная схема ферритовой ячейки «память» изображена на рис. 17-42 (левая часть без транзистора).

Предположим, что первоначально кольцевая катушка с ферритовым сердечником находилась в таком состоянии, что остаточная индукция в ней была отрицательной ($-B_r$). При прохождении положительного импульса тока $+i_3$ в за-

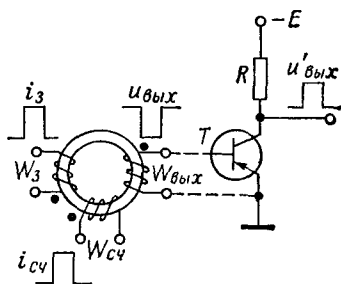


Рис. 17-42. Логическая схема «память» с использованием ферритового сердечника

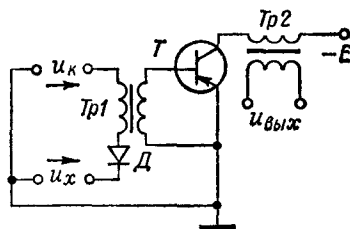


Рис. 17-43. Схема нуля-органа

дающей обмотке W_3 сердечник перемагничивается от $-B_r$ до $+B_r$ («запоминает» прохождение импульса $+i_3$). Выяснить, какой импульс «запомнил» сердечник, можно, пошлав импульс $+i_{сч}$ в считывающую обмотку $W_{сч}$. При этом сердечник перемагничивается от $+B_r$ до $-B_r$, и в выходной обмотке $W_{вых}$ индуцируется импульс э. д. с., причем начало обмотки будет иметь отрицательный потенциал. Если через обмотку W_3 прошел отрицательный импульс $-i_3$, индукция в сер-

дечнике перед считыванием будет равна $-B_r$. Последующая посылка считывающего импульса не изменит состояния сердечника, и на выходе будет отсутствовать импульс э. д. с. При соединении зажимов обмотки $W_{\text{вых}}$ с входными зажимами транзисторного каскада, как показано на рис. 17-42 штрихами, получаем феррит-транзисторную ячейку. При посылке считывающего импульса напряжение $u_{\text{вых}}$ открывает транзистор и на его выходе появляется усиленное положительное напряжение $u'_{\text{вых}}$, если через обмотку W_3 предварительно прошел импульс $+i_3$. Возможны различные сочетания отдельных элементов, позволяющие получить диодно-транзисторные, феррит-диодные и другие логические элементы.

В цифровых электроизмерительных приборах используются нуль-органы, осуществляющие операцию «больше или меньше». В них измеряемое напряжение u_x сравнивается с известным компенсирующим u_k (рис. 17-43), которое изменяется во времени по линейному закону. Пока $u_k < u_x$, диод D закрыт и на выходе нуль-органа отсутствует э. д. с. В тот момент, когда u_k превысит u_x , откроется диод D и во вторичной обмотке трансформатора $Tr1$ будет индуцироваться импульс э. д. с., открывающий транзистор T . На выходе нуль-органа появляется усиленный импульс $u_{\text{вых}}$, направляемый в считывающее устройство.

17-16. Изображение элементов на схемах

Электрические аппараты, машины и другие устройства автоматических систем управления имеют некоторые общие элементы, существенным образом участвующие в выполнении той операции, для которой предназначены данный аппарат или машина. Это дает возможность применять сравнительно небольшое число условных изображений элементов в различных схемах.

В буквенном обозначении различных электрических аппаратов наиболее употребительными являются следующие.

Контакторы	Реле
Л — линейный контактор	РМ — реле максимальное
В — контактор «вперед»	РН — реле нулевое
Н — контактор «назад»	РУ — реле ускорения
Т — контактор торможения	РУП — реле управления полем
У — контактор ускорения	РВ — реле времени
П — контактор противовключения	РС — реле скольжения
Б — контактор блокировочный	РПВ — реле противовключения «вперед»
1В, 2В — контакторы. первый «вперед» и второй «вперед»	1РП, 2РП — реле промежуточное первое и второе
1Н, 2Н — контакторы первый «назад» и второй «назад»	




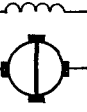

Командоаппараты


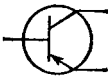






ПВ — путевой выключатель	КК — командоконтроллер
КВ — конечный выключатель	КУ — кнопка управления

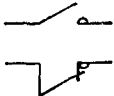
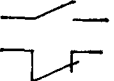





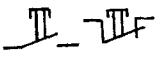
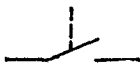
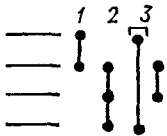

Условные обозначения наиболее распространенных элементов электрических машин и аппаратов при отсутствии напряжения во всех цепях и внешних механических воздействий на аппараты приведены в табл. 17-1. В этом «нормальном» положении элементы должны изображаться в схемах автоматического управления.

Таблица 17-1

Условные обозначения наиболее распространенных элементов электрических машин и аппаратов

Наименование	Обозначение по ГОСТ 2 722—68, 2 723—68, 2 727—68, 2 728— 74, 2 730—73, 2 755—74, 2 756—76
Машина асинхронная трехфазная с короткозамкнутым ротором	
Машина асинхронная трехфазная с фазным ротором, обмотка которого соединена в звезду; обмотка статора соединена треугольником	
Машина синхронная трехфазная неявнополюсная; обмотка статора соединена в треугольник	
Машина постоянного тока с независимым возбуждением	
Машина постоянного тока с последовательным возбуждением	
Усилитель электромашинный с поперечным потоком, с одной обмоткой управления	
Сельсин-датчик и сельсин-приемник. контактные однофазные с обмоткой возбуждения на статоре и с обмоткой синхронизации на роторе, соединенной в звезду	
Машина асинхронная двухфазная с коротко-замкнутым ротором	

Наименование	Обозначение по ГОСТ 2 722—68, 2 723—68, 2 727—68, 2 728—74, 2 730—73, 2 755—74, 2 756—76
Трансформатор однофазный с ферромагнитным сердечником	
Диод полупроводниковый	
Триод полупроводниковый типа $p-n-p$	
Усилитель магнитный с двумя рабочими и общей управляющей обмотками	
Резистор с отводами	
Резистор, регулируемый без разрыва цепи	
Конденсатор нерегулируемый	
Дроссель с ферромагнитным сердечником	
Обмотка контактора, магнитного пускателя или реле	
Обмотка напряжения реле	

Наименование	Обозначение по ГОСТ 2.722—68, 2.723—68, 2.727—68, 2.728—74, 2.730—73, 2.755—74, 2.756—76
Контакт контактора, пускателя, контроллера: замыкающий размыкающий	
Контакты реле: замыкающий и размыкающий	
Контакт замыкающий с выдержкой времени при замыкании	
Контакт замыкающий с выдержкой времени при размыкании	
Контакт размыкающий с выдержкой времени при замыкании	
Контакт размыкающий с выдержкой времени при размыкании	
Предохранитель	
Кнопка с замыкающим и размыкающим контактами	
Выключатель путевой или конечный с замыкающим контактом	
Командоконтроллер, переключатель управления на три положения и на четыре направления	
Выключатель автоматический	

УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

18-1. Изображение схем систем автоматики

Схемы систем автоматики изображаются в нерабочем состоянии, когда все рубильники отключены, катушки обесточены, электрические машины неподвижны и механизмы находятся в исходном положении. Выполняются схемы в виде принципиальных, развернутых и монтажных.

На *принципиальных схемах* обмотки, контакты и другие части каждой машины или аппарата располагаются в одном месте; указываются только соединения, необходимые для понимания принципа действия данной установки (см. рис. 14-34). В сложных схе-

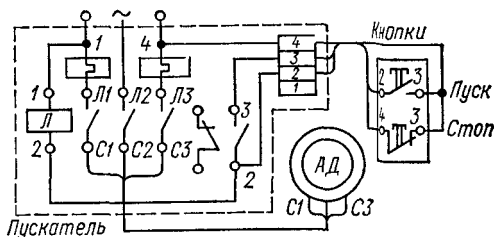


Рис. 18-1. Монтажная схема пускателя

мах, построенных по этому принципу, бывает трудно проследить последовательность работы отдельных элементов.

Для понимания существа и последовательности работы элементов на *развернутых схемах* отдельные части машины или аппарата изображаются в различных ме-

стах так, чтобы схема удобно читалась (см. рис. 17-28). Элементы и провода силовых цепей показываются жирными линиями, а цепей управления — тонкими. Каждая из цепей управления изображается в одну линию между шинами источника питания. В сложных схемах узлы и провода, соединяющие аппараты и контакты, маркируются числами или комбинацией букв и чисел. Например, *B2* — второй провод, идущий к вспомогательному (блокировочному) контакту. Все элементы одного аппарата имеют одно и то же буквенное обозначение. Одинаковые элементы аппарата отличаются друг от друга цифровыми индексами (например, вспомогательные контакты *3B*, *4B* контактора «вперед»).

На монтажных схемах расположение оборудования и соединение элементов проводами и кабелями показываются так, как они выполнены в реальной установке. Такие схемы трудно читаются, но очень удобны при монтаже, эксплуатации и ремонте. На рис. 18-1 показана монтажная схема пускателя, соответствующая развернутой схеме рис. 17-25.

Исчерпывающее представление о реальной автоматической системе управления получается в результате ознакомления со всеми тремя схемами.

18-2. Принципы автоматического управления. Пуск электродвигателей

Управление электроприводами состоит в осуществлении пуска, регулирования скорости, торможения, реверсирования, а также в поддержании режима работы в соответствии с требованиями технологического процесса. Оно называется: а) *ручным*, если все операции выполняются при помощи простейших коммутационных аппаратов (рубильники, контроллеры и т. п.), на которые непосредственно воздействует человек (оператор); б) *автоматическим*, когда управление осуществляется без непосредственного участия человека; в) *полуавтоматическим* — при ограниченном участии человека. В настоящее время автоматическое управление промышленными электроприводами является преобладающим. В за-

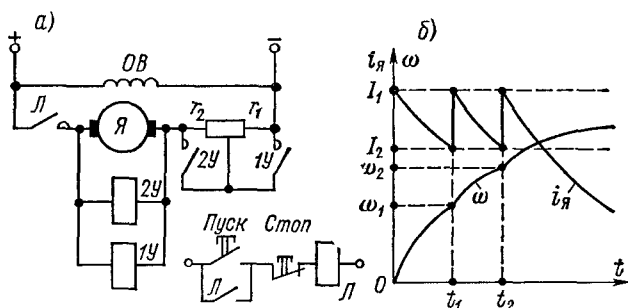


Рис. 18-2. Схема управления пуском двигателя постоянного тока в функции э. д. с. (а) и пусковая диаграмма (б)

висимости от типа используемых регулирующих устройств автоматические системы управления могут быть: а) релейно-контакторными; б) с усилителями (электромашинные, электронные, тиратронные, магнитные, полупроводниковые); в) с преобразователями (электромашинные, ионные, полупроводниковые); г) комбинированными.

Наиболее распространенной операцией является *пуск электродвигателей*, который производится в функции: а) скорости; б) тока; в) времени; г) пути.

Первый способ основан на непосредственном или косвенном измерении скорости. Более просто и надежно осуществляется косвенный контроль скорости по значению э. д. с. в обмотке якоря двигателя постоянного тока или ее частоте в обмотках роторов двигателей переменного тока.

Управление в функции э. д. с. При таком управлении контакторы или реле ускорения срабатывают в зависимости от изменения э. д. с. двигателя в процессе разгона. При нажатии кнопки «Пуск» (рис. 18-2, а) включается линейный контактор $Л$, подключаящий двигатель к сети при полностью введенном пусковом со-

противлении. Одновременно вспомогательный контакт шунтирует кнопку, чем обеспечивается питание контактора после ее отпущения. По мере разгона двигателя увеличивается э. д. с. в обмотке

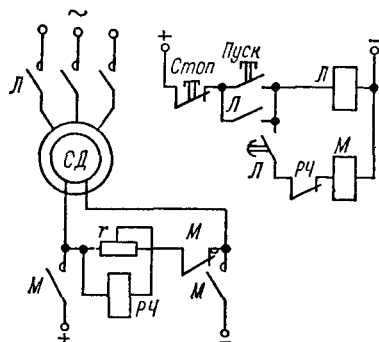


Рис. 18-3. Схема управления пуском синхронной машины в функции частоты

якоря, уменьшается ток в нем и растёт напряжение на его зажимах. При определенной частоте вращения ω_1 (рис. 18-2, б) оно достигает значения, при котором срабатывает контактор ускорения $1У$, шунтирующий первую пусковую ступень r_1 . В этот момент скачком возрастают ток в якоре и вращающий момент, что вызывает дальнейшее увеличение скорости. При ω_2 срабатывает контактор $2У$, шунтирующий вторую ступень r_2 .

Управление в функции частоты. Рассмотрим (рис. 18-3) асинхронный пуск синхронной машины. При нажатии кнопки «Пуск» срабатывает контактор $Л$, подключающий обмотку статора к сети и шунтирующий кнопку. В обмотке ротора появляется ток, изменяющийся первоначально с частотой сети, что приводит к срабатыванию реле частоты $РЧ$ и размыканию его контакта в цепи контактора $М$. В этой же цепи с выдержкой времени замыкается контакт $Л$, но контактор $М$ остается обесточенным, так как контакт $РЧ$ будет уже разомкнут. Когда ротор разгоняется до подсинхронной скорости, при скольжении $s \approx 0,05$ реле $РЧ$ отпускает якорь, замыкает свой контакт и включает контактор $М$. Последний отключает разрядное сопротивление r и подключает обмотку ротора к сети постоянного тока. Двигатель втягивается в синхронизм и работает далее как синхронный. Обычно в качестве реле $РЧ$ используется реле напряжения.

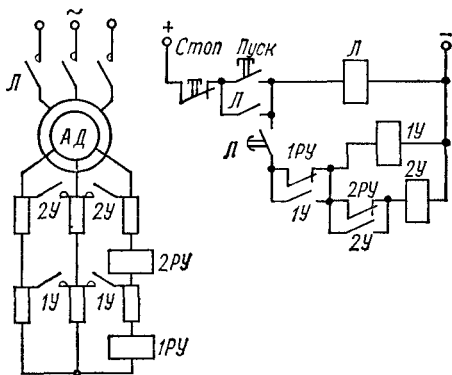


Рис. 18-4. Схема управления пуском асинхронного двигателя в функции тока

Управление в функции тока. На рис. 18-4 показана схема пуска асинхронного двигателя с фазным ротором в функции тока. При нажатии кнопки «Пуск» срабатывает контактор $Л$, подающий питание на обмотку статора двигателя и шунтирующий кнопку. В роторе появляется большой пусковой ток, вызывающий срабатывание

реле ускорения $1PY$ и $2PY$, которые размыкают свои контакты. Этим предотвращается включение контакторов $1Y$, $2Y$ после замыкания с выдержкой времени контакта L . По мере разгона уменьшается ток в роторе, и при определенном его значении реле $1PY$ отпустит якорь. Включится контактор $1Y$, который шунтирует

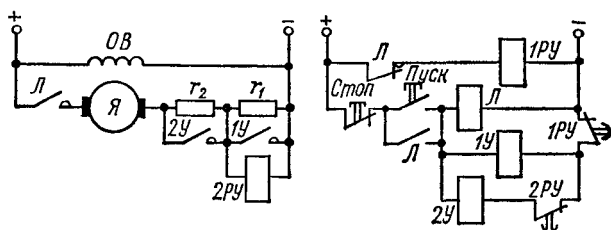


Рис. 18-5. Схема управления пуском двигателя постоянного тока в функции времени

первую ступень пускового сопротивления вместе с реле $1PY$. После броска ток в роторе вторично начнет уменьшаться и наступит момент, когда отпадет якорь реле $2PY$. Это приведет к срабатыванию контактора $2Y$ и шунтированию второй пусковой ступени.

Управление в функции времени. Контакторы ускорения можно включать в определенные моменты времени, когда ток спадает до нужного значения. Схема подобного пуска двигателя постоянного тока показана на рис. 18-5. Включение цепи управления вызывает срабатывание реле $1PY$, которое размыкает свой контакт и предотвращает подачу питания на контакторы $1Y$ и $2Y$. При нажатии кнопки «Пуск» контактор L подключает якорь двигателя к сети и отключает реле $1PY$. Падение напряжения от пускового тока на сопротивлении r_1 вызывает срабатывание реле $2PY$, которое размыкает свой контакт. С определенной выдержкой времени замыкается контакт $1PY$, и контактор $1Y$ шунтирует ступень r_1 вместе с реле $2PY$. Последнее опять с выдержкой времени замыкает свой контакт, что приводит к шунтированию ступени r_2 .

Управление в функции времени получило широкое применение в современных электроприводах постоянного и переменного тока благодаря своим достоинствам: простоте схемы, надежности и независимости ее работы от колебаний нагрузки или напряжения сети.

Управление в функции пути. На рис. 18-6 показан узел схемы, осуществляющий движение исполнительного механизма на двух участках с разными скоростями и остановку его в конце пути. На

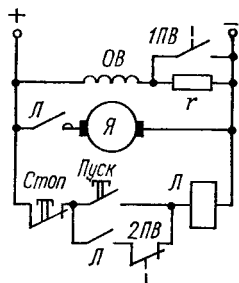


Рис. 18-6. Узел схемы управления двигателем постоянного тока в функции пути

первом участке пути исполнительный механизм движется с наибольшей скоростью, так как в цепь обмотки возбуждения включено сопротивление r и магнитный поток двигателя мал. В конце этого участка замыкается контакт путевого выключателя $1ПВ$, шунтируется сопротивление r , возрастает магнитный поток, и второй участок проходит с пониженной скоростью. В конце пути размыкается контакт конечного выключателя $2ПВ$, отключается контактор $Л$ и двигатель останавливается.

18-3. Принципы автоматического управления торможением электродвигателей

Торможение с возвратом энергии в сеть. У двигателей постоянного тока это достигается обычно уменьшением напряжения источника, и двигатель переходит в генераторный режим. В приводах с многоскоростными асинхронными двигателями такое торможение возможно при переключении обмотки статора на большее число полюсов. Магнитное поле начинает вращаться медленнее, чем ротор, и машина становится генератором.

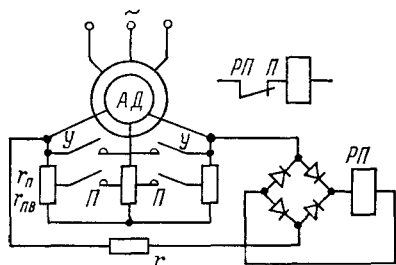


Рис. 18-7. Узел схемы торможения асинхронного двигателя противовключением в функции э. д. с.

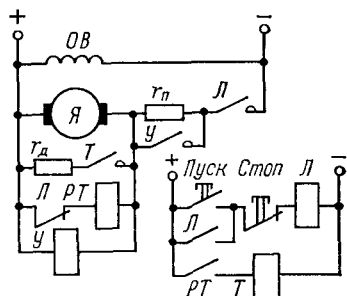


Рис. 18-8. Узел схемы динамического торможения двигателя постоянного тока в функции э. д. с.

Торможение противовключением. Такое торможение широко применяется для двигателей постоянного и переменного тока, особенно в реверсивных приводах, где вслед за торможением производится пуск двигателя в обратном направлении. Схема торможения асинхронного двигателя противовключением в функции э. д. с. показана на рис. 18-7. В первый момент возникновения большого напряжения на кольцах ротора вызывает срабатывание реле $РП$ постоянного тока, отключение контактора $П$ и ввод ступени противовключения. Когда скорость будет близка к нулю, напряжение уменьшится до значения, при котором якорь реле отпадет, что приведет к шунтированию сопротивления r_{nv} . Гасящее сопротивление r

предохраняет обмотку реле от больших токов. Торможение противовключением может быть осуществлено и в функции тока.

Динамическое торможение. Динамическое торможение двигателя осуществляется в функции скорости или времени.

На рис. 18-8 приведена схема динамического торможения двигателя постоянного тока в функции э. д. с. При нажатии кнопки «Стоп» отключается контактор \mathcal{L} , теряет питание реле динамического торможения PT и срабатывает контактор T , замыкающий якорь на сопротивление r_d . При некоторой минимальной скорости, когда э. д. с. станет малой, реле PT отпускает якорь, что приводит к отключению сопротивления и прекращению динамического торможения.

18-4. Управление асинхронными двигателями

Асинхронные двигатели включаются, как правило, на полное напряжение, за исключением мощных двигателей, требующих ограничения пускового тока.

На рис. 18-9 показана схема управления короткозамкнутым асинхронным двигателем с динамическим торможением. При нажатии кнопки «Пуск» полу-

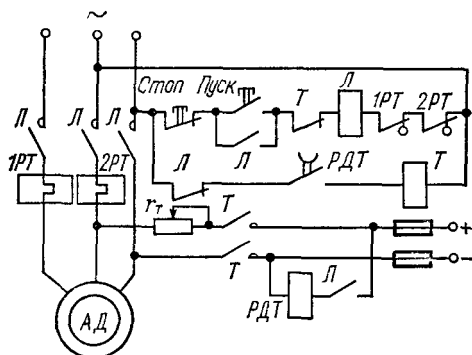


Рис. 18-9. Схема управления асинхронным короткозамкнутым двигателем с динамическим торможением

При нажатии кнопки «Пуск» получает питание контактор \mathcal{L} , который включает двигатель и реле динамического торможения $РДТ$. Последнее замыкает свой контакт, но контактор торможения T не включится, так как будет разомкнут вспомогательный контакт \mathcal{L} в его цепи. Этот контакт замкнется при остановке двигателя нажатием кнопки «Стоп», когда контактор \mathcal{L} теряет питание и отключает двигатель от сети. Срабатывание контактора T приводит к подаче постоянного тока в обмотку статора, т. е. к динамическому торможению. Сопротивление r_t служит для ограничения значения этого тока.

Управление двухскоростным асинхронным короткозамкнутым двигателем осуществляется по схеме рис. 18-10. Она допускает пуск и реверс в любом направлении, а также переключение с одной скорости на другую. При нажатии сдвоенной кнопки «1 скор.» включается контактор $1C$ и питание на обмотку статора подается при соединении ее треугольником, когда в каждой фазе будет только одна ветвь. Это соответствует наименьшему числу полюсов, т. е. наибольшей скорости. При нажатии кнопки «2 скор.» и замыкании

контактов $2C$ питание подается к средним точкам сторон треугольника, а его вершины замыкаются накоротко. Образуется двойная звезда с двумя параллельными ветвями в каждой фазе. Это соответствует наибольшему числу полюсов, т. е. наименьшей скорости.

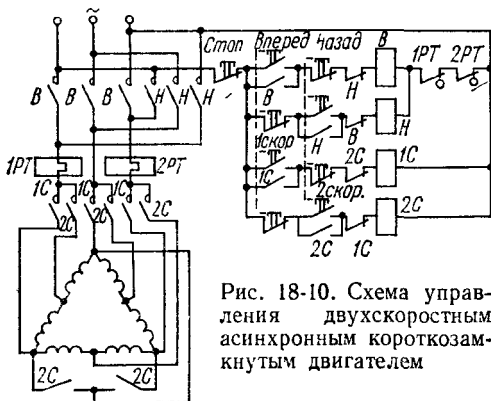


Рис. 18-10. Схема управления двухскоростным асинхронным короткозамкнутым двигателем

При этом включается один из заблокированных контакторов B или H . Реверс из положения «Вперед» с торможением противовключением осуществляется нажатием кнопки «Назад». Остановка производится нажатием кнопки «Стоп».

Пуск двигателя в прямом или обратном направлении производится нажатием кнопок «Вперед» или «Назад».

При этом включается один из заблокированных контакторов B или H . Реверс из положения «Вперед» с торможением противовключением осуществляется нажатием кнопки «Назад». Остановка производится нажатием кнопки «Стоп».

18-5. Управление синхронными двигателями

При управлении синхронными двигателями осуществляются пуск, отключение, форсировка возбуждения и гашение магнитного поля в аварийных режимах.

Схема управления высоковольтным синхронным двигателем с возбудителем на валу показана на рис. 18-11.

При пуске включаются разъединитель $1P$ и рубильник $2P$; подается питание на блокировочное реле $1PB$ и контактор гашения поля $KГ$, который размыкает свой контакт, шунтирующий сопротивление гашения $СГ$. Одновременно замыкается контакт $KГ$ в цепи контактора K . Далее замыкается контакт $1PB$, срабатывает реле $2PB$ и получает питание реле $3PB$, которое размыкает свой контакт в цепи промежуточного реле PP .

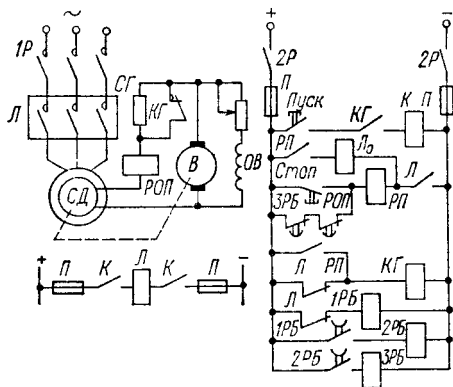


Рис. 18-11. Схема прямого пуска синхронного двигателя высокого напряжения с постоянно включенным возбудителем

Нажатием кнопки «Пуск» включается контактор K , который подает питание на включающую катушку L высоковольтного выключателя. Последний включает статор двигателя, отключает контактор $KГ$ и реле $1РБ$. Начинается разгон двигателя. Одновременно замыкается контакт L в цепях $РП$ и L_0 , но реле $РП$ не срабатывает, так как контакт $ЗРБ$ уже разомкнулся. Иначе включилось бы реле $РП$, так как реле ослабления поля $РОП$ еще не успевает к этому моменту разомкнуть свой контакт. Это привело бы к включению катушки L_0 и отключению двигателя. После этого теряет питание реле $2РБ$, так как реле $1РБ$ было отключено, и с выдержкой времени размыкает свой контакт. За ним с выдержкой времени отключается реле $ЗРБ$, и замыкается его контакт в цепи реле $РП$, которое снова не получит питания, так как реле $РОП$ уже успеет разомкнуть свой контакт. На этом заканчивается работа аппаратов. При подсинхронной скорости двигатель втягивается в синхронизм. Отключается двигатель нажатием кнопки «Стоп». Аналогично происходит отключение при потере возбуждения, когда реле $РОП$ замыкает свой контакт.

18-6. Управление двигателями постоянного тока

Комбинирование различных принципов управления пуском, регулированием скорости и торможением двигателей постоянного тока позволяет получать схемы с разнообразными свойствами, отвечающие условиям работы исполнительных механизмов.

На рис. 18-12 приведена схема управления двигателем постоянного тока с параллельным возбуждением, предусматривающая пуск в функции времени, плавное регулирование скорости и динамическое торможение при остановке или реверсировании. Регулирование скорости осуществляется изменением потока с помощью сопротивления r_n в цепи обмотки возбуждения $ОВ$. При отключении обмотки $ОВ$ левым ножом рубильника $2Р$ она замыкается на разрядное сопротивление $СР$ без разрыва цепи.

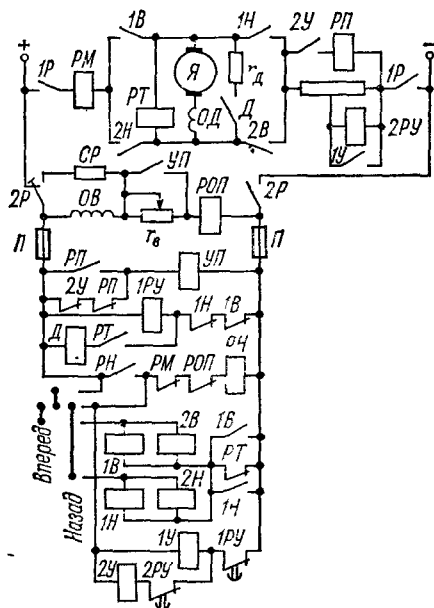


Рис. 18-12. Схема управления двигателем постоянного тока с параллельным возбуждением

Реверсирование осуществляется переводом контроллера в положение «Назад». В тот момент, когда контроллер окажется в нулевом положении, контакторы $1B$, $2B$ потеряют питание и двигатель отключится от сети. Включится контакт $1B$ в цепи контактора $1PY$, что повлечет за собой последовательное отключение контактора $1Y$, включение реле $2PY$, отключение контактора $2Y$ и введение пускового сопротивления. Одновременно с этим будет подано питание на контактор D (контакт PT замкнут), который включит сопротивление динамического торможения r_d . Дальнейший перевод контроллера в положение «Назад» и замыкание контактов $K2$ не влияют на торможение, так как контакторы $1H$, $2H$ могут получить питание только через контакт PT , который будет разомкнут. Замыкание этого контакта произойдет по окончании торможения, когда реле PT отпустит свой якорь. Одновременно отключатся контактор D и сопротивление r_d . Вслед за этим включатся контакторы $1H$, $2H$, отключится реле $1PY$ и произойдет пуск в обратном направлении.

Остановка двигателя при любом направлении вращения производится переводом контроллера в нулевое положение. При этом происходит описанное выше динамическое торможение.

В схеме предусмотрены максимальная защита (реле PM), нулевая (реле PH) и защита от ослабления поля или обрыва цепи возбуждения (реле $POП$). Все виды защит вызывают отпускание якоря реле PH . В результате в любом крайнем положении контроллера левые контакты контакторов $1Y$ и $2Y$ отключаются от источника.

18-7. Управление приводами с использованием усилителей

Во многих случаях релейно-контакторное управление не может удовлетворить тем требованиям, которые предъявляются к электроприводу сложными производственными механизмами (реверсивные прокатные станы, металлообрабатывающие станки, бумагоделательные машины и др.). Применение суммирующих усилителей дает возможность создавать гибкие самонастраивающиеся системы и системы оптимального регулирования, в которых управление происходит полностью автоматически и по наиболее выгодным законам.

Электромашинные усилители (ЭМУ) применяются:

а) в схемах электромашинных регуляторов для стабилизации и поддержания неизменным какого-либо параметра в системе регулируемого привода;

б) в схемах электромашинного управления для расширения диапазона регулирования скорости и для получения специальных статических и динамических характеристик в системе привода генератор — двигатель;

в) в следящих системах для слежения и воспроизведения задаваемых величин (состояние, положение и т. п.), изменяющихся по любому произвольному закону.

В настоящее время широкое применение в системах управления двигателями постоянного и переменного тока находят *магнитные усилители (МУ)*. В ряде приводов рабочие обмотки МУ или дросселей с подмагничиванием включаются последовательно с обмотками двигателя. При изменении подмагничивания МУ или дросселей изменяется падение напряжения в рабочих обмотках от переменной составляющей тока, вследствие чего изменяются напряжение, подводимое к двигателю, и его скорость.

На рис. 18-13 изображена схема управления двигателем постоянного тока с помощью МУ, питающегося от однофазной сети переменного тока. МУ имеет две одинаковые рабочие обмотки $W1$, обмотку обратной связи по току $W2$ и обмотку управления $W3$. Обмотка возбуждения двигателя $ОВ$ с регулируемым резистором $R3$ питается от выпрямителя $B1$. Трансформатор Tr служит для развязки цепей переменного и постоянного тока и обеспечения нужного напряжения на выходе выпрямителя $B1$.

Якорь двигателя питается от сети переменного тока через обмотки $W1$ и диоды $D1$ — $D4$. В тот полупериод, когда верхний зажим сети переменного тока имеет положительную полярность, ток проходит через диод $D3$, якорь двигателя, диод $D1$ и верхнюю обмотку $W1$. В следующий полупериод ток проходит от нижнего зажима через нижнюю обмотку $W1$, диод $D4$, якорь и диод $D2$. В обоих случаях ток в якоре имеет одно и то же направление (вверх). На обмотку $W3$ подводится разность задающего напряжения, снимаемого с потенциометра Π , и напряжения обратной связи, которым является напряжение на якоре двигателя. При перемещении движка потенциометра вправо увеличивается ток подмагничивания МУ, уменьшается падение напряжения в обмотках $W1$ и возрастает скорость двигателя.

Для поддержания скорости двигателя неизменной при увеличении нагрузки служит обмотка $W2$, питаемая через выпрямитель $B2$ от вторичной обмотки трансформатора тока TT . С увеличением нагрузки возрастают ток в обмотке $W2$ и степень подмагничивания сердечника МУ, так как м. д. с. обмотки $W2$ согласна с м. д. с. обмотки $W3$. Уменьшается сопротивление обмоток $W1$ для переменной составляющей тока, и падение напряжения на них остается постоянным.

На рис. 18-14, а приведена схема следящей системы с *транзисторным усилителем*. Двигатель питается от сети переменного тока через трансформатор $Tr1$ и два параллельно и встречно включен-

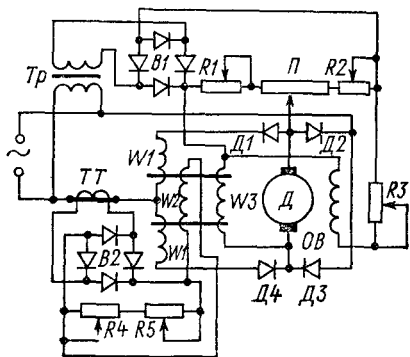


Рис. 18-13. Схема управления двигателем постоянного тока с помощью магнитного усилителя

ных транзистора $T1$ и $T2$. Между эмиттером и базой транзистора $T1$ подается суммарное напряжение, снимаемое со вторичной обмотки $W1$ трансформатора $Tr3$ и диагонали моста, образованного резистором $R4$, конденсатором $C1$ и двумя половинами обмотки $W3$ трансформатора $Tr2$. Управление транзистором $T2$ осуществляется аналогично. При отсутствии напряжения на вторичных обмотках $W1$ и $W2$ трансформатора $Tr3$ управляющие напряжения транзисторов $T1$ и $T2$ находятся в противофазе, что достигается соответствующим включением обмоток $W3$ и $W4$. Каждый транзистор будет проводить ток в одну и ту же часть своего полупериода. В обмотке якоря двигателя будет протекать переменный ток, среднее значение которого равно нулю, и двигатель будет неподвижен.

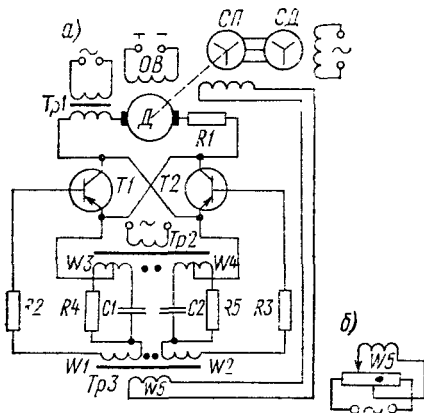


Рис. 18-14. Схема следящей системы с транзисторным усилителем и исполнительным двигателем постоянного тока

На первичную обмотку $W5$ трансформатора $Tr3$ подается напряжение с выходной обмотки сельсина-приемника $СП$, работающего в паре с сельсином-датчиком $СД$ в трансформаторном режиме. При повороте ротора сельсина $СД$ на некоторый угол на выходе сельсина $СП$ появляется напряжение, амплитуда которого будет пропорциональна синусу угла рассогласования θ между роторами сельсинов. Аналогичные э. д. с. будут индуцироваться в обмотках $W1$ и $W2$ трансформатора $Tr3$. Их появление изменит сдвиг по фазе

между управляющим и рабочим напряжениями каждого транзистора. При соответствующем включении обмоток $W1$ и $W2$ у одного из транзисторов он увеличится, а у другого — уменьшится. В соответствии с этим ток коллектора одного транзистора уменьшится, а второго — увеличится. Среднее значение тока якоря двигателя уже не будет равно нулю, и он начнет вращаться в направлении, которое определяется током транзистора с большей продолжительностью включения. Якорь двигателя через редуктор связан с ротором сельсина $СП$ так, что последний поворачивается в сторону уменьшения угла рассогласования. С уменьшением θ происходит уменьшение э. д. с., индуцируемых в обмотках $W1$, $W2$, и выравнивание коллекторных токов транзисторов. Они станут одинаковыми при $\theta = 0$, и двигатель остановится. В такой системе ротор сельсина $СП$ «следит» за положением ротора сельсина $СД$.

При замене сельсинов потенциометром с нейтральной точкой (рис. 18-14, б), позволяющим изменять амплитуду и полярность

напряжения на зажимах обмотки W5, получится реверсивная система плавного регулирования скорости. Реверс осуществляется перемещением движка из одной половины потенциометра в другую. Регулирование скорости получается при его передвижении в пределах одной половины потенциометра.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

СПРАВОЧНЫЕ СВЕДЕНИЯ ПО ТЕОРИИ ПОЛЯ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ЯВЛЕНИЙ

П1-1. Электрическое поле

Электрическое поле является одной из сторон единого электромагнитного поля, которое в некоторых случаях можно рассматривать независимо от магнитного поля. Поле проявляется наряду с другими явлениями в воздействии на электрические заряды с определенной по значению и направлению механической силой.

Напряженность электрического поля характеризует интенсивность электрического поля и определяется отношением силы f , действующей на относительно малый (пробный) положительный заряд Q_0 , к значению этого заряда:

$$E = f/Q_0. \quad (\text{П1-1})$$

Напряженность электрического поля является векторной величиной. Направление вектора принимается совпадающим с направлением силы, действующей на положительный заряд.

Единицей напряженности E электрического поля в системе СИ является вольт на метр (В/м).

Напряженность поля можно также определить как напряжение u , приходящееся на единицу длины l в направлении силы, действующей на положительные заряды:

$$E = du/dl. \quad (\text{П1-2})$$

Электрическое поле изображают *графически при помощи линий вектора напряженности электрического поля — электрических силовых линий*. Эти линии изображают так, чтобы в каждой точке поля вектор напряженности поля был касателен к силовой линии, а плотность линий была в принятом масштабе равна значению напряженности поля. Примером может служить поле уединенного проводящего шара с зарядом Q . Из выражения закона Кулона для силы f , действующей на пробный заряд Q_0 , находящийся на расстоянии R от центра заряженного шара, определится напряженность поля

$$E = \frac{f}{Q_0} = \frac{k}{Q_0} \frac{QQ_0}{R^2} = k \frac{Q}{R^2},$$

где k — коэффициент, определяемый свойствами среды. Электрическими силовыми линиями в этом случае будут равномерно распределенные в окружающем пространстве радиальные линии, плотность которых обратно пропорциональна R^2 (рис. П1-1).

Электрическое напряжение и потенциал. Электрическое напряжение или разность потенциалов u_{AB} (в вольтах) между точками A и B пространства, где

существует электрическое поле, определяется отношением работы A , совершаемой при перемещении пробного заряда Q_0 от точки A к точке B , к значению этого заряда. Из рис. П1-2 следует

$$A = \int_A^B f dl \cos \beta = \int_A^B EQ_0 dl \cos \beta = Q_0 \int_A^B E dl,$$

откуда

$$u_{AB} = \int_A^B E dl. \quad (\text{П1-3})$$

Электрическое напряжение или разность потенциалов между рассматриваемыми точками пространства является физической величиной, которая определяется электрическим полем. Значение напряжения равно линейному интегралу вектора напряженности электрического поля вдоль пути от одной точки к другой

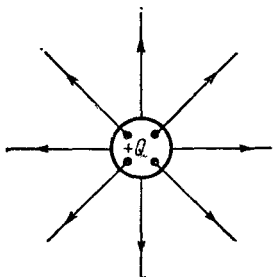


Рис. П1-1. Электрическое поле заряженного проводящего шара

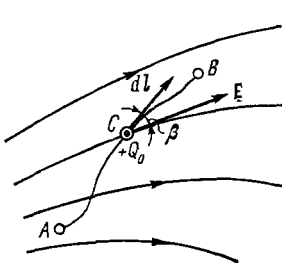


Рис. П1-2. К определению работы при перемещении электрического заряда

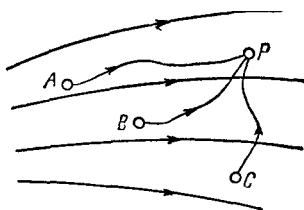


Рис. П1-3. К определению потенциалов точек электрического поля

В ряде случаев электрическое поле является потенциальным, например электростатическое поле неподвижных заряженных тел при отсутствии в них токов. Для потенциального поля напряжение вдоль любого замкнутого контура равно нулю:

$$\oint E dl = 0. \quad (\text{П1-4})$$

Напряжение между точками электрического поля не зависит от пути, по которому мы переходим от одной точки к другой.

Исходя из этого, напряжения, например, точек A , B и C поля относительно произвольно выбранной точки P будут определяться только координатами этих точек (рис. П1-3).

Функция координат $U(x, y, z)$, определяющая напряжения точек поля относительно выбранной точки или системы точек, потенциалы которых приняты равными нулю, называется потенциальной функцией или потенциалом электрического поля.

Теоретически потенциал определяется относительно бесконечно удаленных точек, где не сказывается влияние каких-либо полей. Практически часто определяют потенциал относительно Земли.

В направлениях, перпендикулярных линиям поля, изменения потенциала отсутствуют; поэтому поверхности, перпендикулярные линиям поля, являются равнопотенциальными — эквипотенциальными. На рис. П1-4 изображено поле двух проводящих цилиндров, полученное в результате сложения полей двух цилиндров при пренебрежении некоторой неравномерностью распределения зарядов по поверхностям цилиндров. Там же изображены следы на плоскости рисунка пяти эквипотенциальных поверхностей $U_1 = \pm \frac{2}{3}U$ и $U_2 = \pm \frac{1}{3}U$; линиями $\pm U$ являются поверхности проводящих цилиндров. Наи-

большие изменения потенциала — градиенты потенциала — имеют место вдоль нормалей к эквипотенциальным поверхностям, вдоль линий поля. Векторы градиента потенциала $\text{grad } U$ направлены вдоль нормалей в сторону возрастания потенциала, и их значение

$$|\text{grad } U| = \partial U / \partial n. \quad (\text{П1-5})$$

Эти векторы имеют направления, обратные направлениям векторов напряженности электрического поля.

Теорема Гаусса устанавливает связь между потоком вектора напряженности электрического поля Ψ_e через замкнутую поверхность s и электрическими зарядами внутри этой поверхности, алгебраическая сумма которых равна ΣQ :

$$\Psi_e = \oint \mathbf{E} ds = 4\pi k \Sigma Q, \quad (\text{П1-6})$$

где k — коэффициент формулы Кулона.

Поляризация диэлектриков. В электрическом поле происходит поляризация диэлектриков, когда электрические диполи ориентируются по электрическому полю. Дипольными могут быть молекулы диэлектрика или атомы при смещении орбит электронов относительно ядер. Диэлектрик остается электрически нейтральным, но на его поверхностях, через которые входят или выходят линии электрического поля, появляются как бы связанные заряды.

Электрическое смещение определяется поляризацией, когда под действием поля происходит как бы смещение зарядов внутри диэлектрика. Вектор электрического смещения в однородной изотропной среде совпадает по направлению с вектором напряженности электрического поля и пропорционален напряженности поля:

$$\mathbf{D} = \epsilon_a \mathbf{E}, \quad (\text{П1-7})$$

где ϵ_a — диэлектрическая проницаемость.

Электрическое смещение в диэлектрике можно рассматривать как сумму смещений в пустоте $\epsilon_0 E$ и в самом диэлектрике P :

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P}, \quad (\text{П1-8})$$

где ϵ_0 — электрическая постоянная; P — поляризованность.

В соответствии с постулатом Максвелла поток вектора электрического смещения Ψ_D через любую замкнутую поверхность s равен алгебраической сумме зарядов ΣQ внутри поверхности:

$$\Psi_D = \oint \mathbf{D} ds = \Sigma Q. \quad (\text{П1-9})$$

Конфигурация линий электрического смещения в однородной изотропной среде такая же, как и линий напряженности. Линии смещения идут, не прерываясь, от зарядов одного знака к зарядам другого. Единица электрического смещения $[D] = [Q/s] = [\text{Кл/м}^2]$.

Диэлектрическая проницаемость. Разделив обе части выражения (П1-7) на E , получим связь между диэлектрической проницаемостью и коэффициентом k

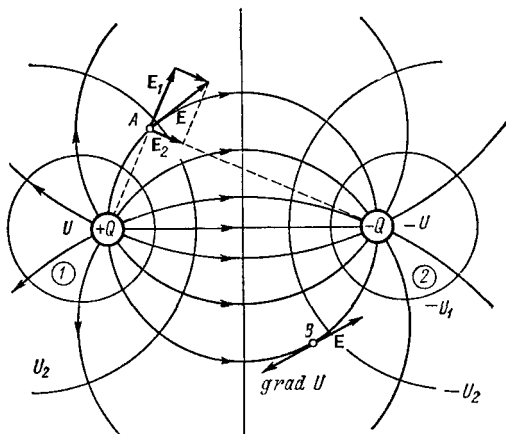


Рис. П1-4. Электрическое поле двух одинаковых разноименно заряженных проводящих цилиндров

формулы Кулона:

$$\epsilon_a = \frac{D}{E} = \frac{1}{4\pi k}. \quad (\text{П1-10})$$

При том же смещении D напряженность электрического поля в диэлектрике тем меньше, чем больше диэлектрическая проницаемость, а при той же напряженности электрического поля электрическое смещение больше. Диэлектрическая проницаемость характеризует способность диэлектрика поляризоваться. На рис. П1-5 показано, как при помещении проводящего шара с зарядом $+Q$ сначала в диэлектрик с диэлектрической проницаемостью ϵ , а затем в диэлектрик с диэлектрической проницаемостью 2ϵ напряженность электрического поля во втором случае уменьшается в два раза по сравнению с первым. Это объясняется появлением на поверхности диэлектрика, прилегающей к шару, связанных зарядов другого знака.

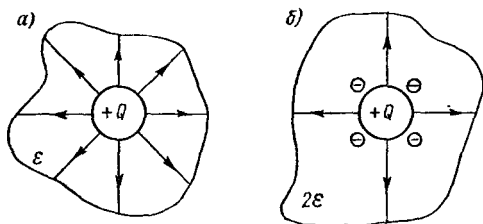


Рис. П1-5. Электрическое поле заряженного проводящего шара в двух веществах: а — с диэлектрической проницаемостью ϵ ; б — с проницаемостью 2ϵ

Абсолютная диэлектрическая проницаемость ϵ_a в системе СИ измеряется в фарадах на метр (Ф/м).

Для пустоты диэлектрической постоянной ϵ_0 наименьшая.

Эта важнейшая физическая константа называется электрической постоянной и имеет значение $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м. Относительная диэлектрическая проницаемость определяется как

$$\epsilon = \epsilon_a / \epsilon_0. \quad (\text{П1-11})$$

В системе СГС ϵ_0 безразмерная электрическая постоянная принимается равной единице, а диэлектрическая проницаемость $\epsilon_a = \epsilon$. Для большинства диэлектриков относительная диэлектрическая проницаемость невелика — порядка единиц. Только для некоторых диэлектриков, называемых сегнетоэлектриками, ϵ может иметь значение порядка тысяч и зависит от напряженности поля.

Электрическая емкость — свойство физических тел накапливать сообщаемые им заряды. Значение емкости C определяется отношением электрического заряда Q к потенциалу U заряженного тела:

$$C = Q/U; \quad (\text{П1-12})$$

емкость выражается в фарадах (Ф): $[Q/U] = [\text{Кл}/\text{В}] = [\text{Ф}]$.

Обычно применяются емкости, значительно меньшие фарады; поэтому значения емкости часто выражают в меньших единицах: микрофарадах (1 мкФ = 10^{-6} Ф), пикофарадах (1 пФ = 10^{-12} Ф).

Конденсаторы состоят из двух проводящих тел, разделенных слоем диэлектрика; емкость конденсатора определяется отношением заряда одного из электродов к разности потенциалов между ними в предположении, что заряды электродов равны и все другие проводники бесконечно удалены.

Определим емкости некоторых конденсаторов.

Для уединенного заряженного шара

$$C = 4\pi\epsilon_a r,$$

где r — радиус шара.

Плоский конденсатор состоит из двух плоских электродов, разделенных слоем диэлектрика. Бумажные плоские конденсаторы, например, состоят из двух полос металлической фольги, разделенных полосой пропитанной бумаги. Полосы фольги вместе с бумажной полосой свертываются в рулон и помещаются в корпус.

Пренебрегая неоднородностью поля у краев пластин, что допустимо при малом расстоянии между пластинами, определяем емкость конденсатора:

$$C = \epsilon_a S/a,$$

где S — площадь пластин, м^2 ; a — расстояние между пластинами, м .

Цилиндрический конденсатор (рис. П1-6) состоит из двух проводящих коаксиальных цилиндров, разделенных слоем диэлектрика. Емкость конденсатора достаточно большой длины по сравнению с диаметром

$$C = \frac{2\pi l \epsilon_a}{\ln(r_2/r_1)},$$

где l — длина конденсатора, м ; r_1 и r_2 — радиусы внутреннего и внешнего цилиндров.

Емкость двух параллельных цилиндров, например проводов электрической линии,

$$C = \frac{\pi l \epsilon_a}{\ln(r_2/r_1)},$$

где r_2 — расстояние между центрами цилиндров; r_1 — радиус цилиндра.

При параллельном включении n конденсаторов эквивалентная емкость C_0 равна сумме емкостей конденсаторов:

$$C_0 = \sum_{k=1}^n C_k. \quad (\text{П1-13})$$

Для последовательного соединения конденсаторов величина, обратная эквивалентной емкости, равна сумме величин, обратных емкостям отдельных конденсаторов, откуда

$$C_0 = \frac{1}{\sum_{k=1}^n \frac{1}{C_k}}. \quad (\text{П1-14})$$

При смешанном соединении конденсаторов сначала определяются эквивалентные емкости отдельных параллельных групп и затем емкость для последовательного соединения.

Энергия электрического поля. Для системы n заряженных тел, заряд каждого из которых равен Q_k , а потенциал U_k , энергия поля W_e определится как

$$W_e = \sum_{k=1}^n \frac{U_k Q_k}{2}. \quad (\text{П1-15})$$

Энергия распределена в пространстве, где имеется поле. Для изотропной среды энергия в единице объема, в джоулях на кубический метр ($\text{Дж}/\text{м}^3$), равна

$$W'_e = \mathbf{E} \mathbf{D} / 2,$$

где $\mathbf{E} \mathbf{D}$ — скалярное произведение векторов напряженности поля и смещения.

Энергия электрического поля определяется как общее количество энергии в объеме V пространства, где существует поле:

$$W_e = \int_V \frac{\mathbf{E} \mathbf{D}}{2} dV.$$

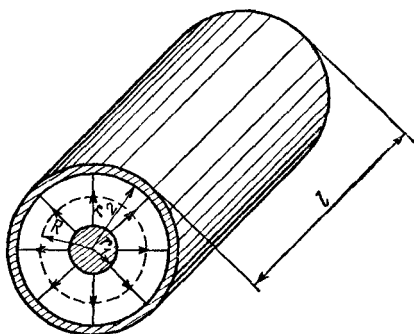


Рис. П1-6. Электрическое поле цилиндрического конденсатора

Энергия заряженного конденсатора, напряжение между пластинами которого равно U , определяется в джоулях (Дж) как

$$W_e = CU^2/2.$$

Силы, действующие на заряженные тела, обычно определяются из энергетических соображений. Обобщенная сила f , действующая на заряженное тело вдоль любой обобщенной координаты g , равна скорости изменения энергии W_e электрического поля, рассчитанной на единицу изменения этой координаты.

$$f = \pm \partial W_e / \partial g. \quad (\text{П1-16})$$

При этом знак плюс относится к случаю, когда по предположению потенциалы тел остаются неизменными, а энергия поля изменяется за счет притока или отдачи энергии. Знак минус будет при отсутствии притока или отдачи энергии. Использование одного или другого предположения определяется тем, какое из них более удобно. Направление и значение силы будут одними и теми же при любом предположении. Эти выводы справедливы для неподвижных или медленно движущихся тел. Обобщенными силами и координатами могут быть сила в ньютонах (Н) и перемещение в метрах, вращающий момент в ньютон-метрах (Н·м) и угловое перемещение в радианах и т. д.

Например, сила, действующая на пластины плоского конденсатора при неизменном напряжении U ,

$$f = -\frac{\partial}{\partial a} \left(\frac{CU^2}{2} \right) = -\frac{U^2}{2} \frac{\partial (\epsilon_a S/a)}{\partial a} = -\frac{U^2}{2} \frac{\epsilon_a S}{a^2}.$$

Знак минус определяет, что между пластинами действуют силы притяжения.

Электрическая прочность диэлектрика характеризуется пробивной напряженностью, или пробивным градиентом потенциала (в киловольтах на сантиметр или на миллиметр).

Для газообразного диэлектрика имеет место электрический пробой. При повышении напряжения между электродами, когда градиенты потенциала превысят пробивные, происходит электрический разряд, который развивается лавиной по путям, называемым стримерами. Если мощность источника энергии достаточно велика, разряд переходит в электрическую дугу. Если разряд прекращается, то газ деионизируется и прочность диэлектрика восстанавливается.

Для твердого диэлектрика при длительном приложении напряжения, превышающего пробивное, происходят разогрев диэлектрика токами проводимости и прогрессирующее уменьшение электрической прочности, которое заканчивается пробоем, и прочность диэлектрика после пробоя не восстанавливается.

Импульсная прочность диэлектрика (при кратковременном приложении напряжения) в несколько раз выше прочности при длительном воздействии напряжения.

Пробой жидких диэлектриков может быть связан с частичным вскипанием и перегревом жидкости в местах скопления примесей; поэтому жидкие диэлектрики, например трансформаторное масло, должны тщательно очищаться и высушиваться.

Если металлическая часть устройства (электрод) имеет выступающие углы, острия и другие неровности, то напряженность поля в диэлектрике у этих выступов будет выше, чем в других местах, и может превзойти пробивной градиент. При газообразном диэлектрике у этих выступов возникает корона — ионизация газов, сопровождаемая характерным свечением и потрескиванием.

П1-2. Электромагнитное поле и волны

Электрическое и магнитное поля являются двумя сторонами единого электромагнитного поля. Основные сведения о магнитном поле были приведены в гл. 6. Наличие магнитного поля свидетельствует о том, что существуют токи, создающие это поле, а протекание токов обуславливает появление магнитного

поля. Эти представления были связаны вначале с электрическими цепями, по которым протекает ток. Д. К. Максвелл распространил эти представления на пространство, которое окружает цепи. В диэлектрике или пустоте при изменениях магнитного поля индуктируются э. д. с. и возникает электрическое поле, а при изменениях электрического поля протекают токи смещения, обуславливающие возникновение магнитного поля. В этом смысле следует понимать основные законы электромагнетизма — закон электромагнитной индукции и закон полного тока. Эти представления были экспериментально подтверждены работами Г. Герца, П. Н. Лебедева и А. С. Попова.

На основании законов электромагнитного поля рассматриваются некоторые электромагнитные процессы при использовании выражений этих законов в виде, пригодном для составления дифференциальных уравнений.

Постулат Максвелла является утверждением, что поток вектора электрического смещения Ψ_D через любую замкнутую поверхность равен сумме зарядов внутри поверхности.

Для того чтобы записать этот постулат в дифференциальной форме, рассмотрим элементарный параллелепипед в электрическом поле (рис. П1-7). Определяя поток вектора смещения, получим выражение

$$\left(\frac{\partial D_x}{\partial x} + \frac{\partial D_y}{\partial y} + \frac{\partial D_z}{\partial z} \right) dx dy dz = dQ = \rho dv,$$

где $\partial D_x / \partial x$, $\partial D_y / \partial y$, $\partial D_z / \partial z$ — частные производные составляющих вектора \mathbf{D} по координатам x , y и z . Учитывая, что $dQ = \rho dv = \rho dx dy dz$, где dv — элемент объема и ρ — объемная плотность зарядов в единице объема, получим

$$\frac{\partial D_x}{\partial x} + \frac{\partial D_y}{\partial y} + \frac{\partial D_z}{\partial z} = \rho.$$

Выражение в левой части является скалярной величиной, получающейся при операции над вектором \mathbf{D} , называемой расхождением или дивергенцией — сокращенно $\text{div } \mathbf{D}$. Поэтому в векторной форме

$$\text{div } \mathbf{D} = \rho. \quad (\text{П1-17})$$

Для однородной и изотропной среды с неизменной диэлектрической проницаемостью ϵ_a получим

$$\text{div } \mathbf{E} = \rho / \epsilon_a. \quad (\text{П1-18})$$

Это выражение теоремы Гаусса в дифференциальной форме. В пространстве, где отсутствуют электрические заряды, $\text{div } \mathbf{D} = 0$, но в нем может существовать электрическое поле.

Электрический ток, проходящий через некоторую поверхность, складывается в общем случае из тока проводимости, тока переноса и тока смещения. В векторной форме ток I определяется интегралом скалярных произведений суммы векторов плотностей \mathbf{J} тока проводимости, переноса и смещения на векторы элементарных площадок поверхности $d\mathbf{s}$.

Плотность тока проводимости $\mathbf{J}_{\text{пр}}$ определяется произведением удельной проводимости γ на вектор напряженности электрического поля \mathbf{E} :

$$\mathbf{J}_{\text{пр}} = \gamma \mathbf{E}.$$

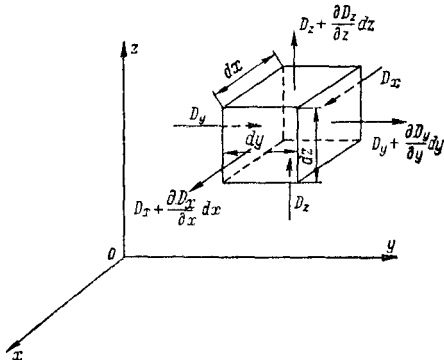


Рис. П1-7. К определению расхождения вектора

Вектор плотности тока переноса \mathbf{J}_Π определяется произведением плотности зарядов ρ в данной среде на вектор их средней скорости \mathbf{v} :

$$\mathbf{J}_\Pi = \rho \mathbf{v}.$$

Вектор плотности тока смещения $\mathbf{J}_{\text{см}}$ является производной вектора смещения \mathbf{D} по времени: $\mathbf{J}_{\text{см}} = d\mathbf{D}/dt$. Эта производная определяет не только изменение величины \mathbf{D} , но и изменение ее ориентировки в пространстве.

Следовательно, в векторной форме

$$\mathbf{J} = \gamma \mathbf{E} + \rho \mathbf{v} + d\mathbf{D}/dt. \quad (\text{П1-19})$$

Принцип непрерывности магнитных линий и линий тока определяет, что магнитные линии, как и линии тока, являются замкнутыми. Для линий магнитного поля это было показано в гл. 6. Линии тока проводимости, проходящие, например, по проводам цепи с конденсатором, продолжаютсся как линии тока смещения в непроводящем пространстве между электродами.

Учитывая, что в этих случаях нет источников (заряды или магнитные массы), в соответствии с выражением (П1-17) можно написать:

для магнитного поля

$$\text{div } \mathbf{B} = 0; \quad (\text{П1-20})$$

для линий тока

$$\text{div } \mathbf{J} = 0.$$

Закон электромагнитной индукции был рассмотрен в гл. 6. Э. д. с. e , индуцированная в контуре, замкнутом или разомкнутом, определяется как $e = -d\Phi/dt$.

Рис. П1-8. К определению закона электромагнитной индукции

Рассмотрим прямоугольник со сторонами dy и dz , расположенный в плоскости yz (рис. П1-8). Прямоугольник пронизывают составляющие линий вектора магнитной индукции, параллельные оси x , т. е. B_x . Э. д. с. вдоль сторон прямоугольника определяются произведениями напряженностей электрического поля E_y и E_z на длины сторон dy и dz .

Для принятого направления обхода контура

$$-E_z dz + \left(E_z + \frac{\partial E_z}{\partial y} dy \right) dz + E_y dy - \left(E_y + \frac{\partial E_y}{\partial z} dz \right) dy = - \frac{\partial (B_x dy dz)}{\partial t}.$$

Произведя преобразование, получим

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = - \frac{\partial B_x}{\partial t}.$$

Для плоскостей xy и xz аналогично

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = - \frac{\partial B_z}{\partial t} \quad \text{и} \quad \frac{\partial E_z}{\partial z} - \frac{\partial E_x}{\partial x} = - \frac{\partial B_y}{\partial t}.$$

Левые части выражений определяют операции над вектором \mathbf{E} , в результате которой получаются составляющие по координатным осям вектора, называемого вихрем или ротором вектора \mathbf{E} . Эта операция записывается как $\text{rot } \mathbf{E}$. Система уравнений записывается сокращенно:

$$\text{rot } \mathbf{E} = - \partial \mathbf{B} / \partial t. \quad (\text{П1-21})$$

Это является выражением закона электромагнитной индукции в векторной форме. Поле, для которого $\text{rot } \mathbf{E} \neq 0$, называется вихревым. Этот вывод можно представить в другом виде. Для элементарной площадки ds , расположен-

ной перпендикулярно магнитным линиям, можно написать

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = \lim \frac{\oint \mathbf{E} d\mathbf{l}}{\Delta s} \Big|_{\Delta s \rightarrow 0} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}. \quad (\text{П1-22})$$

Закон полного тока в гл. 6 был определен как $\oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = I$. Применяя выражение (П1-22), получим

$$\lim \frac{\oint \mathbf{H} d\mathbf{l}}{\Delta s} \Big|_{\Delta s \rightarrow 0} = \lim \frac{I}{\Delta s} = \mathbf{J},$$

откуда

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J}. \quad (\text{П1-23})$$

На основании этого можно написать систему дифференциальных уравнений, подобную системе, полученной при выводе выражения (П1-21). Направление вектора $\operatorname{rot} \mathbf{H}$ совпадает с направлением вектора \mathbf{J} .

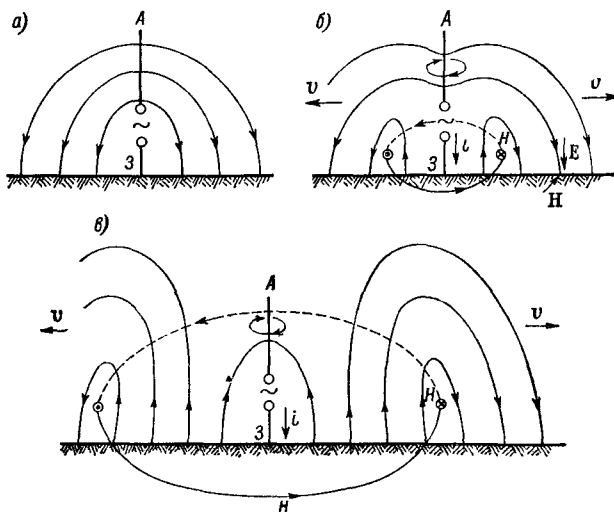


Рис. П1-9. Модель процесса распространения электромагнитных волн: а — электрическое поле в начале процесса; б — электромагнитное поле при уменьшении напряжения антенны на одну треть; в — электромагнитное поле при изменении знака напряжения антенны

Сводка уравнений электромагнитного поля. Для исследования процессов в электромагнитном поле частично или полностью используются приведенные в сокращенной векторной записи уравнения, которые справедливы для однородной и изотропной среды:

$$\operatorname{div} \mathbf{D} = \rho; \quad \operatorname{div} \mathbf{B} = 0; \quad \operatorname{div} \mathbf{J} = 0; \quad \mathbf{J} = \gamma \mathbf{E} + \rho \mathbf{v} + \frac{d\mathbf{D}}{dt};$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}; \quad \operatorname{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J}; \quad \mathbf{D} = \epsilon_a \mathbf{E}; \quad \mathbf{B} = \mu_a \mathbf{H}.$$

Распространение электромагнитных волн в пространстве рассмотрим на примере излучения волн передающей радиостанцией. Источник энергии переменного тока включен между антенной А и землей З, поверхность которой является проводящей по сравнению с диэлектриком (рис. П1-9). Предположим, что вначале,

при наибольшем положительном потенциале антенны, число линий электрического смещения с каждой стороны антенны равно трем (рис. П1-9, а). Когда напряжение и заряд антенны уменьшатся на одну треть, число линий, идущих от антенны к земле, уменьшится до двух с каждой стороны (рис. П1-9, б). Эти линии удаляются от антенны, двигаясь по ней к источнику энергии. Третья линия должна была бы исчезнуть, но при движении волны от антенны в пространстве справа и слева от линий, идущих к земле, увеличивается смещение и протекает ток смещения, что определяет возникновение магнитного поля, связанного с линиями электрического поля. На рис. П1-9, б показана одна линия этого магнитного поля. Третья линия электрического поля не исчезает, а сохраняется и отделяется от антенны, двигаясь от нее.

Далее, когда напряжение на антенне меняет знак, с каждой стороны антенны отделяются по три линии, которые движутся от нее; появляется и возрастающее поле, идущее от земли к антенне, линии которого будут отделяться в течение следующего полупериода.

Такая грубая модель дает некоторое представление о механизме распространения волн. В ряде случаев ограничиваются математическим описанием процесса.

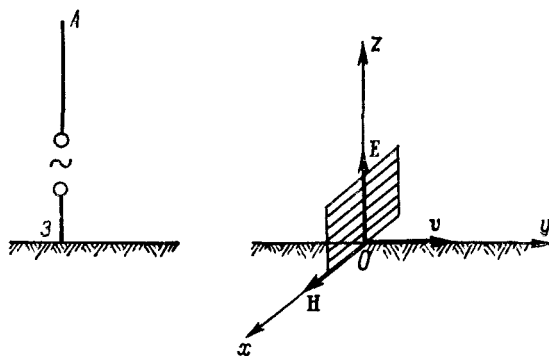


Рис. П1-10. Плоский фронт электромагнитной волны

Обратим внимание на то, что, по крайней мере, вблизи радиостанции вектор \mathbf{E} перпендикулярен, а вектор \mathbf{H} параллелен поверхности земли (рис. П1-9, б).

Непременным условием эффективного излучения энергии антенной является наличие достаточного объема свободного пространства, в котором линии магнитного поля связаны с линиями электрического поля. Излучающая способность устройств, где этот объем мал (например, плоских конденсаторов), невелика.

На значительном расстоянии от антенны с некоторым приближением можно считать волну плоской, т. е. в пределах некоторой ограниченной площадки можно считать линии, проведенные из центра излучения, параллельными друг другу и напряженности поля зависящими только от координаты y (рис. П1-10).

Скорость распространения волн и напряженности поля в волне. В рассматриваемом случае волна плоская, поэтому $\partial \mathbf{H} / \partial x = \partial \mathbf{H} / \partial z = \partial \mathbf{E} / \partial x = \partial \mathbf{E} / \partial z = 0$. Токи проводимости и переноса в пустоте отсутствуют. Если нет постоянных токов и зарядов в пространстве, то $H_y = E_y = 0$. Если выбрать направления координатных осей так, чтобы векторы \mathbf{E} были параллельны оси Oz , то $E_x = 0$ и из уравнений электромагнитного поля получим

$$-\frac{\partial E_x}{\partial y} = 0 = -\mu_a \frac{\partial H_z}{\partial t},$$

откуда следует, что $H_z = \text{const} = 0$. Следовательно, $H_y = H_z = 0$ и $\mathbf{H} = H_x$. Отсюда заключаем, что *в поляризованной плоской волне, распространяющейся*

в однородном изотропном диэлектрике, векторы \mathbf{E} и \mathbf{H} ориентированы в определенных направлениях и взаимно перпендикулярны.

С учетом всех замечаний уравнения электромагнитного поля сводятся к двум:

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} = -\mu_a \frac{\partial H_x}{\partial t} \quad \text{и} \quad -\frac{\partial H_x}{\partial y} = \epsilon_a \frac{\partial E_z}{\partial t}.$$

Из этих выражений получим волновое уравнение

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} = \epsilon_a \mu_a \frac{\partial^2 E_z}{\partial t^2}. \quad (\text{П1-24})$$

Из дальнейшего следует, что скорость распространения волны $v = 1/\sqrt{\epsilon_a \mu_a}$. Решение волнового уравнения в частных производных получается в виде

$$E_z = \varphi(y - vt) + \psi(y + vt), \quad (\text{П1-25})$$

где φ и ψ , являющиеся функциями $y \mp vt$, представляют собой аналитические выражения прямой и обратной волн для данного закона изменения излучения. Прямая и обратная волны распространяются соответственно в направлении оси Oy и в обратном.

Используя выражение $-\frac{\partial H_x}{\partial y} = \epsilon_a \frac{\partial E_z}{\partial t}$, получим

$$H_x = \sqrt{\frac{\epsilon_a}{\mu_a}} [\varphi(y - vt) - \psi(y + vt)]. \quad (\text{П1-26})$$

При отсутствии огражденных волн, как в данном случае, имеем

$$E_x = \varphi(y - vt) \quad \text{и} \quad H_x = \sqrt{\frac{\epsilon_a}{\mu_a}} \varphi(y - vt). \quad (\text{П1-27})$$

Скорость распространения v волны в воздухе, магнитная и диэлектрическая проницаемости которого мало отличаются от постоянных пустоты, определится как

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = \frac{1}{\sqrt{8,85 \cdot 10^{-12} \cdot 0,4\pi \cdot 10^{-6}}} = 2,99776 \cdot 10^8 \text{ м/с.}$$

Электромагнитная волна распространяется со скоростью света. Величина $\sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$ выражается в единицах сопротивления и называется волновым сопротивлением. Для воздуха

$$\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \sqrt{\frac{0,4\pi \cdot 10^{-6}}{8,85 \cdot 10^{-12}}} = 377 \text{ Ом.}$$

Применяя приведенные выражения к исследованию распространения волны при гармоническом изменении во времени E_z и H_x , получим

$$\left. \begin{aligned} E_z &= \varphi(y - vt) = E_{zm} \sin\left(\omega t - \frac{\omega}{v} y\right); \\ H_x &= \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} H_{xm} \varphi(y - vt) = H_{xm} \sin\left(\omega t - \frac{\omega}{v} y\right), \end{aligned} \right\} \quad (\text{П1-28})$$

где ω — угловая частота переменного поля; E_{zm} и H_{xm} — амплитудные значения напряженностей электрического и магнитного полей.

Для зафиксированного момента времени t_1 значения напряженностей вдоль оси Oy изменяются по гармоническому закону, напряженности на фронте плоской волны не зависят от координат x и z .

Для зафиксированной координаты y_1 напряженности поля будут изменяться во времени по гармоническому закону.

На рис. П1-11, а показано распределение напряженностей поля для принятого расположения осей координат в зафиксированный момент времени. Распределение плотностей линии в соответствии с приведенными кривыми дано на рис. П1-11, б.

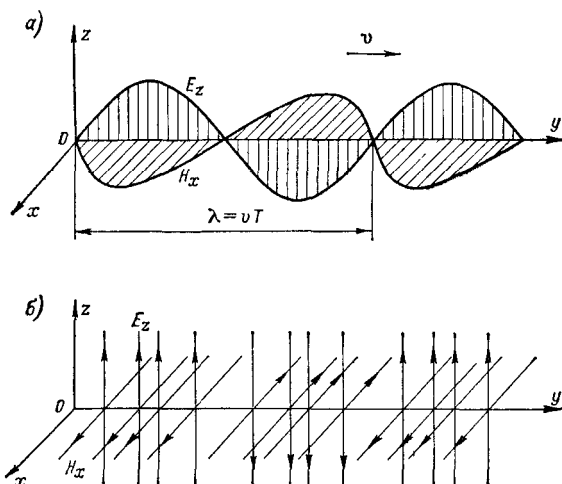


Рис. П1-11. Распределение напряженностей поля по направлению распространения плоской волны: а — кривые гармонического распределения; б — распределение векторов напряженностей поля вдоль направления распространения

Длина волны λ определится, например, из выражения (П1-26):

$$\lambda = vT = v \frac{2\pi}{\omega},$$

где T — период изменения поля.

Плотность энергии в волне равна сумме плотностей энергии магнитного и электрического полей:

$$W'_{\text{эм}} = \frac{\epsilon_a E^2}{2} + \frac{\mu_a H^2}{2} = \frac{\epsilon_a H^2}{2} \sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_a}} H + \frac{\mu_a H}{2} \sqrt{\frac{\epsilon_a}{\mu_a}} E = \sqrt{\epsilon_a \mu_a} EH = \frac{1}{v} EH. \quad (\text{П1-29})$$

Из этого выражения следует, что через боковую грань куба, перпендикулярную вектору скорости распространения волны \mathbf{v} , с длиной ребер, равной 1 м, проходит в 1 с энергия, равная EH (рис. П1-12).

Мощность потока энергии, отнесенная к единице площади перпендикулярной поверхности, на основании выражения (П1-29) в общем случае определится как векторное произведение:

$$\mathbf{S} = [\mathbf{E}\mathbf{H}]. \quad (\text{П1-30})$$

Вектор \mathbf{S} называется вектором Пойнтинга. Направления вектора \mathbf{S} и вектора скорости распространения волны \mathbf{v} совпадают с поступательным движением правого винта, который вращается от вектора \mathbf{E} к вектору \mathbf{H} (рис. П1-12).

Процесс распространения плоской волны является простейшим. Более подробное рассмотрение процесса позволяет установить зависимость возрастания

излучающей способности от высоты антенны, от частоты, интенсивности энергии излучения, от расстояния до антенны и ряд других важных зависимостей.

Распространение волн вдоль электрических линий является электромагнитным процессом. Волны напряжения и тока распространяются вдоль линий со скоростью, равной скорости света для воздушных линий. Например, при включении линии направленное движение электронов, возникшее в начале линии, распространяется вдоль линии как электромагнитная волна.

При движении вдоль линии волны могут претерпевать отражения и преломления. В случае включения линии на гармонически изменяющееся напря-

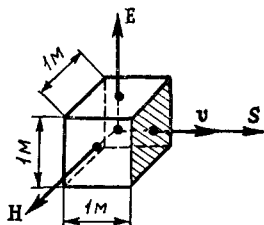


Рис. П1-12. К определению вектора потока мощности электромагнитной волны

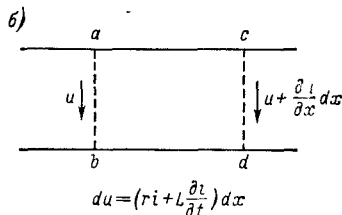
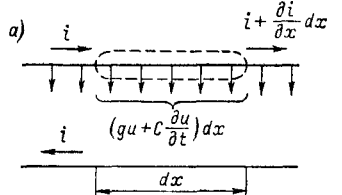


Рис. П1-13. К выводу уравнений для распространения волн вдоль линий; a — распределение токов вдоль линии; b — изменение напряжения на участке

жение вдоль линии движутся волны с гармоническим распределением напряжений и токов, а при некоторых условиях образуются стоячие волны. Для полного использования передаваемой энергии требуется согласование сопротивления приемника с линией.

При грозовых разрядах вблизи линии и других процессах образуются и вдоль нее распространяются волны перенапряжений.

Для длинных линий связи особое значение имеет то, чтобы они были неискажающими.

Приводимые сведения относятся к достаточно длинным линиям. Для коротких линий и обычных электрических цепей приводимые выражения внесли бы только несущественные поправки.

Процессы в однородной двухпроводной линии. Выделим в двухпроводной линии элементарный отрезок dx (рис. П1-13). Обозначим сопротивление и индуктивность на единицу длины через r и L , а проводимость утечки и емкость между проводами на единицу длины — через g и C . Для тока i , входящего в область, ограниченную штриховой линией (рис. П1-13), выходящий из области ток будет

$$i + \frac{\partial i}{\partial x} dx + C \frac{\partial u}{\partial t} dx + gu dx,$$

где u — напряжение между проводами. Разность этих токов исходя из принципа непрерывности тока равна нулю.

Из этих выражений получим

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = gu + C \frac{\partial u}{\partial t}. \quad (\text{П1-31})$$

Аналогично для контура

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = ir + L \frac{di}{dt}. \quad (\text{П1-32})$$

Если линия неискажающая, то $rC = gL$. В этом случае формы волн, распространяющихся вдоль линии с затуханием, остаются без изменений. Обозначив $r/L = g/C = \delta$ и введя новые переменные $u = u_1 e^{-\delta t}$ и $i = i_1 e^{-\delta t}$, после преобразований уравнений (П1-31), (П1-32) и сокращений на $e^{-\delta t}$ получим волновое уравнение для u_1 :

$$\frac{\partial^2 u_1}{\partial x^2} = LC \frac{\partial^2 u_1}{\partial t^2}$$

или, приравнявая $LC = 1/v^2$, окончательно будем иметь

$$\frac{\partial^2 u_1}{\partial x^2} = \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2 u_1}{\partial t^2}. \quad (\text{П1-33})$$

Решение этого уравнения подобно решению уравнения (П1-25): $u_1 = \varphi(x - vt) + \psi(x + vt)$, и окончательно

$$u = u_1 e^{-\delta t} = [\varphi(x - vt) + \psi(x + vt)] e^{-\delta t}. \quad (\text{П1-34})$$

Аналогично выражение для тока

$$i = i_1 e^{-\delta t} = \sqrt{\frac{C}{L}} [\varphi(x - vt) - \psi(x + vt)] e^{-\delta t}. \quad (\text{П1-35})$$

Волны напряжения и тока состоят из прямых и обратных волн, движущихся вдоль линии в разных направлениях со скоростью $v = 1/\sqrt{LC}$. Учитывая выражения для емкости C (П1-12) и индуктивности L на единицу длины линии $L = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \frac{r_2}{r_1}$, получим

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}. \quad (\text{П1-36})$$

Следовательно, по воздушной линии волна распространяется со скоростью света. Функции φ и ψ определяются условиями работы линии. При движении по неискажающей линии форма волн (функции φ и ψ) не изменяется, имеет место только затухание волн. Если линия искажающая, т. е. не соблюдается равенство $rC = gL$, волна при движении искажается. Требование отсутствия искажений в линиях междугородной связи может быть выполнено путем последовательного включения в участки линий катушек индуктивности и конденсаторов.

Величина $\sqrt{L/C}$ выражается в единицах сопротивления, и для воздушной линии $\sqrt{L/C} = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 377$ Ом, как для плоской электромагнитной волны.

Отражение волн от конца линии происходит при ее включении или скачкообразном изменении напряжения. При включении, например, линии на неизменное напряжение u вдоль нее будут распространяться волны напряжения u и тока $i = u/\sqrt{L/C}$ (рис. П1-14, а и в). Предположим вначале, что волны распространяются без затухания.

Если линия разомкнута на конце, ток в конце линии равен нулю и это уменьшение тока до нуля распространяется от конца линии в обратном направлении — волна отражается с переменной знака. Волна напряжения отражается без перемены знака, и напряжение на конце линии возрастает до удвоенного (рис. П1-14, в). Увеличение напряжения до двойного распространяется от конца линии. К моменту времени возвращения волн напряжение в начале линии будет удвоенным, а ток — равным нулю. Дальнейшее рассмотрение процесса показывает, что после отражения волн от источника энергии и последующего прихода отраженных волн от конца линии напряжение и ток линии устанавливаются равными

нулю, и процесс начинается снова. В действительности вследствие затухания значения напряжений и токов отраженных волн быстро уменьшаются и вдоль линии устанавливаются напряжение u и ток, равный нулю.

Для линии, замкнутой накоротко на конце, процесс распространения прямой и отраженной волн показан на рис. П1-14, б и г для первого цикла.

В рассмотренных случаях фронт прямоугольных волн вертикален, в действительности вследствие искажения фронты волн пологие. Тем не менее, учитывая возможность появления значительных напряжений между соседними витками высоковольтных электромагнитных аппаратов, изоляцию между первыми витками следует усилить.

Преломление и отражение волн происходят при переходе из линии с одним волновым сопротивлением в линию с другим волновым сопротивлением, например при переходе из воздушной линии в кабельную, волновое сопротивление которой

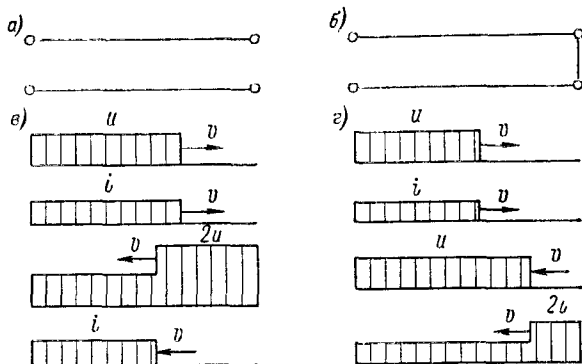


Рис. П1-14. Распространение волн напряжения и тока вдоль линии: а — линия разомкнута на конце; б — линия замкнута накоротко; в — движение волн напряжения и тока для разомкнутой линии; г — то же для линии, замкнутой накоротко

в несколько раз меньше. В этом случае происходит не только преломление волны — прохождение в прямом направлении, но и частичное отражение от места перехода.

Предположим, что волны перешли из линии с волновым сопротивлением $z_1 = \sqrt{L_1/C_1}$ в линию с сопротивлением $z_2 = \sqrt{L_2/C_2}$. В месте перехода должны быть равны напряжения и токи первого и второго участков: $u_1 = u_2$ и $i_1 = i_2$. Напряжение u_1 складывается из напряжения прямой волны $u_{\psi 1}$ и напряжения отраженной волны $u_{\psi 1}$, а напряжение преломленной волны $u_{\psi 2} = u_2$:

$$u_1 = u_{\psi 1} + u_{\psi 1} = u_{\psi 2} = u_2.$$

Для токов будем иметь

$$i_1 = \frac{u_{\psi 1} - u_{\psi 1}}{z_1} = \frac{u_{\psi 2}}{z_2} = i_2.$$

Из приведенных выражений следует

$$\left. \begin{aligned} u_{\psi 2} &= \frac{2z_2}{z_1 + z_2} u_{\psi 1}; & u_{\psi 1} &= \frac{z_2 - z_1}{z_1 + z_2} u_{\psi 1}; \\ i_{\psi 2} &= \frac{2z_1}{z_1 + z_2} i_{\psi 1}; & i_{\psi 1} &= \frac{z_1 - z_2}{z_1 + z_2} i_{\psi 1}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П1-37})$$

Если $z_2 \ll z_1$, то напряжение $u_{\varphi 2}$ прямой преломленной волны существенно меньше напряжения падающей волны $u_{\varphi 1}$, а ток больше. На рис. П1-15 показан процесс преломления и отражения падающих волн напряжения $u_{\varphi 1}$ и тока $i_{\varphi 1}$. Тонкими линиями даны прямые и отраженные волны, а жирными — результирующие.

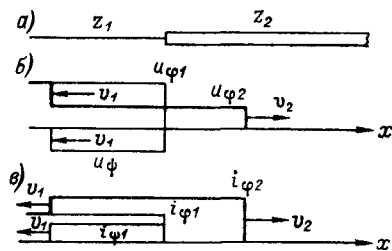


Рис. П1-15. Отражение и преломление волн при переходе из воздушной линии в кабельную: а — схема линии; б — отражение и преломление волны напряжения; в — отражение и преломление волны тока

жений прямой u_{φ} и обратной u_{ψ} волн (рис. П1-16, а). Токи прямой i_{φ} и обратной i_{ψ} волн следует считать равными по значению и обратными по знаку, так как ток в начале процесса равен нулю.

После грозового разряда заряд участка линии освобождается и волны напряжения и тока распространяются вдоль линии в двух направлениях от началь-

Для уменьшения перенапряжений в высоковольтных установках подходы к этим установкам иногда выполняют кабельными.

Возникновение и распространение волн перенапряжений при грозовых разрядах. Если над участком линии появилось заряженное облако, то на проводах линии возникнут связанные заряды другого знака. Для простоты рассмотрим однопроводную линию. Эти заряды распределены вдоль линии по некоторому закону, и им соответствует определенное распределение напряжения, составленного из равных напря-

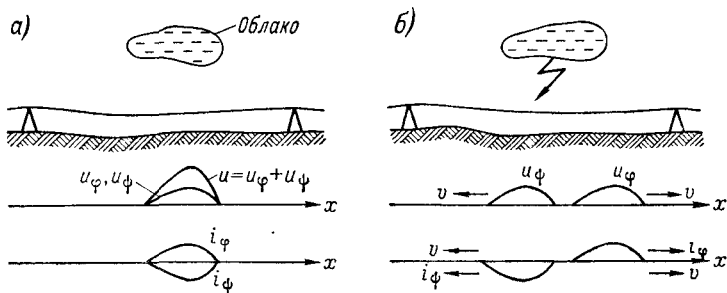


Рис. П1-16. Возникновение и распространение волн при грозовом разряде: а — напряжение и ток линии до разряда; б — волны напряжения и тока после разряда

ного положения (рис. П1-16, б). Здесь раскрывается физический смысл знака «минус» выражения для тока обратной волны u_{ψ}/z , который определяет протекание тока в отрицательном направлении оси Ox .

Длинная линия имеет протяженность, соизмеримую с длиной волны. Длина волны $\lambda = vT = v/f$, где v — скорость распространения волны; f — частота. Для воздушной линии при частоте $f = 50$ Гц $\lambda = 6 \cdot 10^6$ м. Для частот порядка мегагерц и выше длинными следует считать линии длиной порядка десятков метров и ниже.

Процессы в линии переменного гармонического тока. Напряжение и ток данной линии изменяются по гармоническому закону с угловой частотой ω :

$$u = \sqrt{2} U \cos(\omega t + \xi) \quad \text{и} \quad i = \sqrt{2} I \cos(\omega t + \eta),$$

где U и I — действующие напряжение и ток. Комплексные напряжение и ток записываются в виде

$$\sqrt{2} U e^{j\xi} e^{j\omega t} = \sqrt{2} \dot{U} e^{j\omega t} \quad \text{и} \quad \sqrt{2} I e^{j\eta} e^{j\omega t} = \sqrt{2} \dot{I} e^{j\omega t}.$$

Комплексные величины \dot{U} и \dot{I} изменяются вдоль линии и являются функциями только координаты x . Тогда на основании выражений (П1-31) и (П1-32) можно написать

$$-\frac{\partial \dot{I}}{\partial x} = (g + j\omega C) \dot{U} \quad \text{и} \quad -\frac{\partial \dot{U}}{\partial x} = (r + j\omega L) \dot{I}.$$

Определяя вторую производную комплексного напряжения, получим

$$\frac{d^2 \dot{U}}{dx^2} = \gamma^2 \dot{U}, \quad (\text{П1-38})$$

$\gamma = \sqrt{(r + j\omega L)(g + j\omega C)} = \beta + j\alpha$ — комплексный коэффициент распространения.

Решение уравнения в виде экспоненциальной функции для комплексных величин \dot{U}_1 и \dot{I}_1 в начале линии ($x = 0$) будет

$$\left. \begin{aligned} \dot{U} &= \frac{\dot{U}_1 + \dot{I}_1 Z}{2} e^{-\gamma x} - \frac{\dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z}{2} e^{\gamma x}; \\ \dot{I} &= \frac{\dot{I}_1 + \dot{U}_1 / Z}{2} e^{-\gamma x} + \frac{\dot{I}_1 - \dot{U}_1 / Z}{2} e^{\gamma x}, \end{aligned} \right\} \quad (\text{П1-39})$$

где $Z = \sqrt{\frac{r + j\omega L}{g + j\omega C}}$ — комплексное волновое сопротивление.

Первые члены выражений определяют комплексные напряжение и ток прямых волн, бегущих от начала линии к ее концу, а вторые члены — комплексные напряжение и ток обратных бегущих волн.

Комплексное напряжение прямой бегущей волны можно выразить в виде

$$\dot{U}_\varphi = \frac{\dot{U}_1 + \dot{I}_1 Z}{2} e^{-\gamma x} = \dot{U}_\varphi e^{j\xi} e^{-\beta x - j\alpha x} = \dot{U}_\varphi e^{-\beta x + j(\xi - \alpha x)}, \quad (\text{П1-40})$$

где $U_{\varphi 1}$ — действующее напряжение прямой волны в начале линии; ξ — начальный фазовый угол.

Для напряжений прямой u_φ и обратной u_ψ бегущих волн получим

$$\left. \begin{aligned} u_\varphi &= \sqrt{2} \dot{U}_\varphi e^{-\beta x} \cos(\omega t - \alpha x + \xi); \\ u_\psi &= \sqrt{2} \dot{U}_\psi e^{\beta x} \cos(\omega t + \alpha x + \xi). \end{aligned} \right\} \quad (\text{П1-41})$$

Фазовая скорость движения волн

$$v = \omega / \alpha. \quad (\text{П1-42})$$

Прямая волна при движении затухает по закону $e^{-\beta x}$ от начала к концу (рис. П1-17), а обратная — при движении от конца к началу. Сложение напряжений u_φ и u_ψ дает распределение напряжений вдоль линии. Подобные кривые получаем и для распределения тока. Для воздушных линий электропередачи сопротивление r и проводимость g относительно невелики, поэтому волновое сопротивление практически такое же, как и в случае распространения волн по однородной неискажающей линии:

$$Z = \sqrt{\frac{r + j\omega L}{g + j\omega C}} \approx \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Комплексный коэффициент распространения γ достаточно точно определится из выражения

$$\gamma = \sqrt{(r + j\omega L)(g + j\omega C)} \approx j\omega \sqrt{LC} = j\alpha.$$

Фазовая скорость в этом случае практически такая же, как и для однородной неискажающей линии: $v = \omega/\alpha = 1/\sqrt{LC}$.

Согласование приемника с линией выполняется для того, чтобы в линии, по всей протяженности которой отношение комплексных величин \dot{U} к \dot{I} равно волновому сопротивлению Z , не было обратных волн, уносящих обратно часть энергии. При этом и сопротивление приемника должно быть равно волновому Z .

Стоячие волны напряжения и тока, возникающие в линии в некоторых случаях, характеризуются тем, что они неподвижны относительно линии и изменяются гармонически во времени. Наличие неподвижных волн свидетельствует о том, что энергия по линии не передается, т. е. линия замкнута накоротко или разомкнута, или на конце линии включено реактивное сопротивление, потери энергии в котором практически отсутствуют.

Для разомкнутой линии ($Z_{\text{пр}} = \infty$), например, если $r = g = 0$, получим выражения:

$$\dot{U} = \dot{U}_2 \cos \alpha x; \quad \dot{I} = j \frac{\dot{U}_2}{Z} \sin \alpha x,$$

где U_2 — напряжение на конце линии; x — расстояние от конца линии.

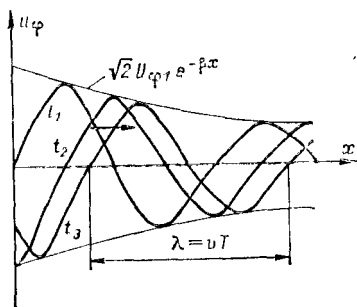


Рис. П1-17. Прямая волна напряжения, бегущая вдоль линии

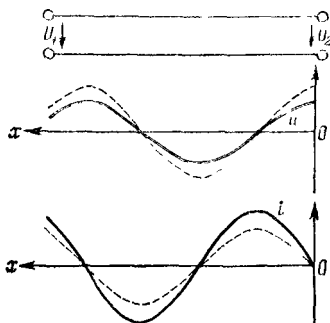


Рис. П1-18. Стоячие волны в линии, разомкнутой на конце

На рис. П1-18 сплошными линиями показано распределение напряжений и токов вдоль линии для некоторого момента времени и штриховыми — для следующего момента. Вдоль линии чередуются узлы и пучности волн напряжения и тока, сдвинутые на четверть волны.

Входное сопротивление линии при данной частоте и разных длинах может иметь различные значения — от нулевого до бесконечно большого.

Отражение и преломление волн происходят при переходе волны из одной среды в другую с разными физическими свойствами. Наиболее сильно это проявляется при падении волны на проводящее тело.

Если проводимость материала тела велика, то напряженности электрического поля на поверхности проводящего тела будут малы по сравнению с напряженностями в диэлектрике, из которого волна падает на проводящее тело, а токи, индуцируемые в поверхностном слое, будут создавать напряженности магнитного поля на поверхности тела, приблизительно равные и направленные в обратную сторону по отношению к напряженностям поля падающей волны. Процесс отражения волны в этом случае подобен отражению волны от конца короткозамкнутой линии.

Обратная волна, отраженная от поверхности раздела, может быть воспринята приемным радиотехническим устройством. На этом основан принцип действия радиолокаторов, в которых по времени между излучением импульсов волн и приемом отраженных импульсов определяется расстояние между радиолокатором и наблюдаемым объектом. На экране обзорного радиолокатора, антенна которого непрерывно перемещается в секторе обзора, может быть получено и контур-

ное изображение наблюдаемой части пространства, так как интенсивности отражения волн от различных поверхностей будут отличаться друг от друга. Например, отражение волн от поверхности земли и от поверхности водного пространства будут различными.

Если электромагнитная волна падает на поверхность проводящего тела, проводимость которого не является бесконечно большой величиной, то происходит не только отражение, но и преломление волн. Волна частично проникает и в проводящее тело, в массе которого индуцируются вихревые токи, обуславливающие затухание волн по мере проникновения в глубину. Как увидим из дальнейшего, затухание данной волны зависит от проводимости и магнитной проницаемости среды.

На использовании этого явления основано устройство экранов и проводящих оболочек, которые выполняются обычно из металла и защищают данное устройство от электромагнитных излучений.

Протекание переменного тока по проводам можно также рассматривать как процесс, в котором наряду с другими явлениями имеет место падение электромагнитных волн на поверхность провода. Волны, проникающие внутрь проводов, быстро затухают по мере проникновения вглубь, в результате чего при высоких частотах или массивных проводах активной частью проводов является тонкий слой у поверхности. Это явление называется **поверхностным эффектом**.

Распространение плоской волны в проводящей среде. Простейшим является случай, когда плоская поляризованная волна падает перпендикулярно на плоскую поверхность проводника достаточно большой площади.

Сориентируем оси координат так, как это показано на рис. П1-19. Векторы E и H плоской волны взаимно перпендикулярны и направлены по осям y и z .

Предположим, что волна переходит из воздуха, где практически, как и для пустоты, $\mu_a = \mu_0$, $\epsilon_a = \epsilon_0$, $\gamma_a = 0$, в проводящее тело, для которого параметры будут ϵ_a , μ_a и γ . Пренебрегая очень малыми токами смещения в проводящей среде, получим уравнения Максвелла [см. (П1-17) — (П1-23)]:

$$\operatorname{rot} H = J = \gamma E; \quad \operatorname{rot} E = -\frac{\partial B}{\partial t} = -\mu \frac{\partial H}{\partial t}.$$

Исключив из рассмотрения постоянные составляющие полей и учитывая, что для данной ориентировки векторов $E = E_y$ и $H = H_z$, получим

$$-\frac{\partial H_z}{\partial x} = \gamma E_y \quad \text{и} \quad \frac{\partial E_y}{\partial x} = -\mu \frac{\partial H_z}{\partial t}.$$

Если напряженности поля падающей волны изменяются по гармоническому закону с угловой частотой ω , то по этому же закону изменяются напряженности поля в проводящем теле:

$$E_y = E_m \cos(\omega t + \psi_E); \quad H_z = H_m \cos(\omega t + \psi_H).$$

В зависимости от координаты x изменяются амплитуды напряженностей поля в теле E_m и H_m , а также начальные фазы ψ_E и ψ_H .

Представляя E_y и H_z в символической форме, получим уравнения Максвелла для комплексных величин, зависящих только от координаты x :

$$-\frac{d\dot{H}_m}{dx} = \gamma \dot{E}_m; \quad \frac{d\dot{E}_m}{dx} = -j\omega\mu_a H_m.$$

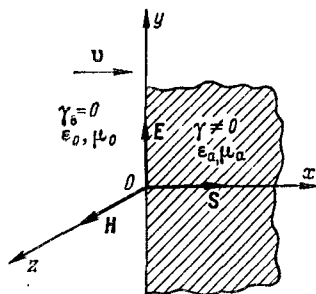


Рис. П1-19. Падение волны на поверхность проводящей среды

Из этих уравнений получим дифференциальное уравнение $d^2 H_m / dx^2 = j \omega \mu_a \gamma H_m$, решение которого имеет вид

$$H_m = A_1 e^{-\sqrt{j \omega \mu_a \gamma} x} + A_2 e^{-\sqrt{j \omega \mu_a \gamma} x}.$$

Второй член решения определяет безгранично возрастающую составляющую, что не может быть физически, поэтому $A_2 = 0$. Учтем, что $\sqrt{j} = (1+j)/\sqrt{2}$ и обозначим $\sqrt{\omega \mu_a \gamma / 2} = k$. На поверхности раздела для $x=0$ напряженность поля H_{m0} и начальная фаза ψ_{H0} будут такими же, как и для падающей волны, поэтому $A_1 = H_{m0} e^{j \psi_{H0}}$. Тогда для комплексной напряженности \dot{H}_m получим выражение

$$\dot{H}_m = H_{m0} e^{j \psi_{H0}} e^{-kx - jkx},$$

откуда можно найти выражения для мгновенной напряженности H :

$$H = H_{m0} e^{-kx} \cos(\omega t + \psi_{H0} - kx). \quad (\text{П1-43})$$

Из выражения $\dot{E}_m = \frac{1}{\gamma} \frac{d \dot{H}_m}{dx}$ после преобразований получим

$$E = \sqrt{\frac{\omega \mu_a}{\gamma}} H_{m0} e^{-kx} \cos\left(\omega t + \psi_{H0} + \frac{\pi}{4} - kx\right). \quad (\text{П1-44})$$

Плотность тока $J = \gamma E$ изменяется в проводящей среде по тому же закону.

Комплексное волновое сопротивление проводящей среды найдется как отношение комплексных величин \dot{E}_m и \dot{H}_m :

$$Z = \frac{\dot{E}_m}{\dot{H}_m} = \frac{\sqrt{\frac{\omega \mu_a}{\gamma}} e^{j(\psi_{H0} + \pi/4)}}{e^{j \psi_{H0}}} = (1+j) \sqrt{\frac{\omega \mu_a}{2\gamma}}. \quad (\text{П1-45})$$

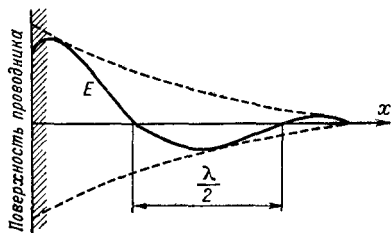
Значение комплексной величины Z сильно отличается от волнового сопротивления для воздуха $z = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} = 377$ Ом, поэтому волна частично отражается от поверхности раздела.

Следовательно, электромагнитная волна затухает по мере проникновения внутрь проводящей среды, подобно прибойной морской волне, набегавшей на берег. По мере проникновения имеет место и возрастающий сдвиг по фазе. Распределение напряженностей поля в толще проводящей среды для некоторого момента времени показано на рис. П1-20.

Длина волны в проводящей среде определяется расстоянием, на котором фаза изменяется на $k\lambda = 2\pi$:

$$\lambda = 2\pi/k = 2\sqrt{2} \pi / \sqrt{\omega \mu_a \gamma}.$$

Рис. П1-20. Распределение напряженностей электрического поля вдоль линии распространения в проводящей среде



На расстоянии $x = \lambda$ от поверхности раздела $e^{-k\lambda} = e^{-2\pi} = 0,00185$, и напряженности поля здесь меньше 0,2% напряженностей поля у поверхности.

Можно считать, что уже на расстоянии от поверхности, меньшем в два-три раза длины волны, волны практически затухают.

Для меди глубина проникновения, измеряемая расстоянием $\lambda/2 \div \lambda/3$, при частоте 50 Гц составляет 1—2 см, при радиочастотах — доли миллиметра. Для ферромагнитных металлов глубина проникновения измеряется миллиметрами при 50 Гц и микронами — при радиочастотах.

Приведенные выводы для безграничной плоскости раздела требуют уточнения на практике, так как реально встречающиеся поверхности раздела не являются безграничными. Для ферромагнитных металлов, для которых $\mu_a \neq \text{const}$, приведенное решение весьма приближенное. Теоретически точного решения задачи для ферромагнитных металлов нет, существуют только приближенные методы расчета.

Отражение волн от поверхности раздела. Волновое сопротивление проводящей среды во много раз меньше волнового сопротивления диэлектрика, поэтому волна почти полностью отражается от поверхности раздела. Пользуясь выражениями (П1-37), можно определить комплексные напряженности электрического поля преломленной \dot{E}_{φ_2} и отраженной \dot{E}_{φ_1} волн в зависимости от комплексной напряженности \dot{E}_{φ_1} падающей волны, а также комплексные \dot{H}_{φ_2} и \dot{H}_{φ_1} в зависимости от \dot{H}_{φ_1} :

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{\varphi_2} &= \frac{2Z}{Z+z_1} \dot{E}_{\varphi_1}; & \dot{E}_{\varphi_1} &= \frac{Z-z_1}{Z+z_1} \dot{E}_{\varphi_1}; \\ \dot{H}_{\varphi_2} &= \frac{2z_1}{Z+z_1} \dot{H}_{\varphi_1}; & \dot{H}_{\varphi_1} &= \frac{z_1-Z}{Z+z_1} \dot{H}_{\varphi_1}, \end{aligned} \right\} \quad (\text{П1-46})$$

где $Z = (1+j)\sqrt{\omega\mu_a/(2\gamma)}$ и $z_1 = \sqrt{\mu_a/\epsilon_a}$ — волновые сопротивления проводящей среды и диэлектрика.

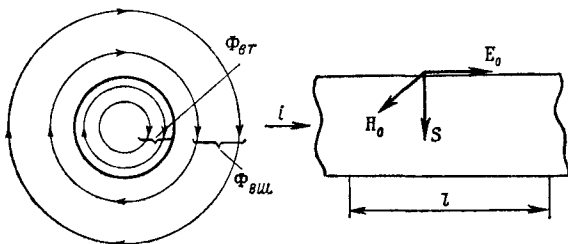


Рис. П1-21. К определению полного сопротивления провода при переменном токе

Если проводимость среды очень велика ($Z \rightarrow 0$) и волна полностью отражается от поверхности, то

$$\dot{E}_{\varphi_1} = -\dot{E}_{\varphi_1}; \quad \dot{H}_{\varphi_1} = \dot{H}_{\varphi_1}; \quad \dot{E}_{\varphi_2} = 0; \quad \dot{H}_{\varphi_2} = 2\dot{H}_{\varphi_1}.$$

При полном отражении волн в диэлектрике падающая и отраженная волны складываются, в результате чего образуется стоячая волна.

Поверхностный эффект. Если по круглому прямолинейному проводу, входящему в состав некоторой цепи, протекает переменный ток, то с проводом связан переменный магнитный поток. Разделим этот переменный поток на два составляющих потока: $\Phi_{вн}$, состоящий из магнитных линий во внешнем пространстве, и $\Phi_{вт}$, состоящий из магнитных линий, замыкающихся внутри провода (рис. П1-21). При изменениях магнитного потока в проводе индуцируются э. д. с., обуславливающие реактивные сопротивления $x_{вн}$ и $x_{вт}$.

От конфигурации цепи зависит $x_{вн}$, а полное сопротивление самого провода

$$Z = r + jx_{вт}.$$

Комплексные напряженности магнитного \dot{H}_0 и электрического \dot{E}_0 полей у поверхности провода определяются из выражений:

$$\dot{H}_0 p = I \quad \text{и} \quad \dot{E}_0 l = \dot{U},$$

где I — комплексный ток; \dot{U} — комплексное напряжение на участке провода длиной l ; $p = 2\pi R$ — периметр круглого провода радиуса R .

Комплексное полное сопротивление собственно провода

$$Z = \frac{\dot{U}}{I} = \frac{l \dot{E}_0}{p \dot{H}_0}.$$

При сильно выраженном поверхностном эффекте напряженности поля в середине провода равны нулю. Активным является тонкий слой у поверхности, для которого можно пренебречь изменением периметра провода с удалением от поверхности. В этом случае можно считать справедливыми выводы, полученные для падения электромагнитной волны на плоскую поверхность проводящего тела (рис. П1-21). Тогда из выражения (П1-45) получим

$$Z = r + jx_{вт} = \frac{l}{p} \frac{\dot{E}_0}{\dot{H}_0} = \frac{l}{p} (1 + j) \sqrt{\frac{\omega \mu_a}{2\gamma}}. \quad (\text{П1-47})$$

Отношение активного сопротивления провода r к сопротивлению r_0 для постоянного тока

$$\frac{r}{r_0} = \frac{l}{p} \sqrt{\frac{\omega \mu_a}{2\gamma}} : \frac{l}{\gamma s} = \frac{s}{p} \sqrt{\frac{\omega \mu_a \gamma}{2}},$$

где s — сечение провода.

Из выражений (П1-43) и (П1-44) следует, что при сильно выраженном поверхностном эффекте активным является тонкий слой у поверхности, а внутренняя часть массивных проводов практически не проводит ток. Поэтому провода при высокой частоте обычно выполняются полыми. Для уменьшения вытеснения тока к внешней поверхности массивные провода иногда выполняются из пакетов полос, отделенных друг от друга.

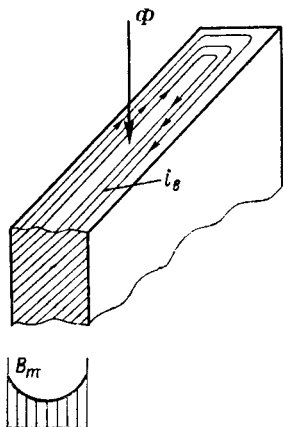
Особенно сильно выражен поверхностный эффект у проводов из ферромагнитного металла.

Практически в большинстве случаев провода имеют такое сечение, что влияние поверхностного эффекта не очень значительно. В этих случаях следует учитывать, что волны падают на поверхность провода по всему периметру, относительно мало затухая внутри проводов; изменяется также и периметр при удалении от поверхности.

В специальных курсах приводятся выводы, а в справочниках даются значения отношения r/r_0 для наиболее часто применяемых проводов.

При прохождении переменного магнитного потока по магнитопроводу также имеет место поверхностный эффект. Линии магнитного поля вытесняются к поверхности массивного магнитопровода, и внутренняя часть не используется. Поэтому стальные магнитопроводы электрических аппаратов выполняются из изолированных листов стали, а также из стальных волокон.

Рис. П1-22. Поверхностный эффект в стальном листе магнитопровода



Математическое исследование этого эффекта подобно исследованию для проводов электрических цепей; в этом случае процесс обусловлен также падением волн на поверхность.

На рис. П1-22 для примера показано распределение амплитуд магнитных индукций B_m переменного поля по сечению листа стали относительно небольшой толщины. Уменьшение магнитных индукций по мере удаления от поверхности объясняется экранирующим действием вихревых токов i_v , индуктируемых в толще листа.

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ О ТЕХНИКЕ БЕЗОПАСНОСТИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ УСТАНОВКАХ

Во всех областях промышленного производства широко применяется электрическая энергия, поэтому каждому инженеру должны быть известны основные сведения о технике безопасности в электрических установках.

В нашей стране охрана труда основывается на Конституции СССР, Кодексе законов о труде и постановлениях правительства. В каждой отрасли промышленности действуют определенные «Правила безопасности и промышленной санитарии».

В случаях производственного травматизма составляются акты и производится расследование. Руководители предприятий и цехов несут личную ответственность за производственный травматизм.

Физиологическое действие электрического тока состоит в воздействии его на нервную систему и сердечную деятельность. При значении тока, протекающего через тело человека, в несколько десятков миллиампер, возможен паралич дыхания, затем паралич сердца и смертельный исход. При воздействии высокого напряжения могут происходить ожоги и распад тканей.

По данным многочисленных исследований наибольшими безопасными значениями тока следует считать 50 мА постоянного тока и 10 мА переменного тока частотой 50—60 Гц. При увеличении частоты переменного тока безопасное значение тока увеличивается.

Электрическое сопротивление тела человека при сухой неповрежденной коже находится в пределах 10—100 кОм. Значение этого сопротивления определяется в основном сопротивлением внешнего рогового слоя кожи и при влажной коже может снизиться до тысяч ом. При снятом роговом слое кожи сопротивление уменьшается до 800—1000 Ом.

Исходя из приведенных данных наименьшее безопасное напряжение в условиях отсутствия рогового слоя имеет значение порядка 10 В.

Следовательно, в наиболее неблагоприятном случае напряжение переменного тока выше 10 В может оказаться опасным.

С другой стороны, в сухих помещениях, когда сопротивление тела достигает десятков тысяч ом, безопасными будут напряжения порядка сотен вольт.

Исходя из этих соображений в СССР электрические установки с напряжением относительно земли или корпусов аппаратов и электрических машин выше 250 В считаются установками высокого напряжения и на них распространяются правила эксплуатации установок высокого напряжения.

В соответствии с правилами безопасности требуется снабжать надежной изоляцией, прочными закрытиями и ограждениями подверженные прикосновению токоведущие части, напряжение которых превышает: 65 В в помещениях без повышенной опасности; 36 и 24 В в помещениях с повышенной опасностью; 12 В в особо опасных помещениях.

Из приведенных данных следует, что при работе в условиях повышенной опасности для питания освещения и инструмента следует применять источники энергии пониженного напряжения.

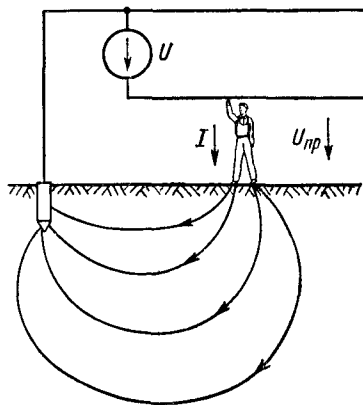


Рис. П2-1. К определению напряжения прикосновения

Поражение электрическим током может произойти в результате прикосновения к токоведущим частям или корпусу прибора или аппарата, находящегося под напряжением, а также при попадании человека под шаговое напряжение.

Предположим, что человек коснулся рукой провода двухпроводной линии, другой провод которой заземлен (рис. П2-1). Ток проходит через тело человека, преодолевая его сопротивление, сопротивление места перехода к земле, где стоит человек ногами, и сопротивление перехода к заземлителю провода линии.

Если напряжение провода относительно земли равно U , то напряжение, под которое попадает человек, называемое **напряжением прикосновения** $U_{пр}$, будет меньше напряжения U за счет падения напряжения в местах перехода тока. Поэтому напряжение прикосновения всегда меньше напряжения провода:

$$U_{пр} = \alpha U,$$

где α — коэффициент прикосновения.

Значение коэффициента α может колебаться в широких пределах.

Если произошло замыкание на землю какой-либо части установки, то вблизи места заземления повышается потенциал за счет падения напряжения в заземлении: $U_3 = I_3 r_{3м}$, где $r_{3м}$ — сопротивление между точкой заземления и поверхностью земли, имеющей нулевой потенциал. Распределение напряжения на поверхности земли изображено на рис. П2-2.

Когда к месту замыкания приближается человек, то напряжение $U_{ш}$, под которое он может попасть, определяется точками на поверхности земли, удаленными на величину шага. Это напряжение называется **шаговым**.

Рис. П2-2. К определению шагового напряжения

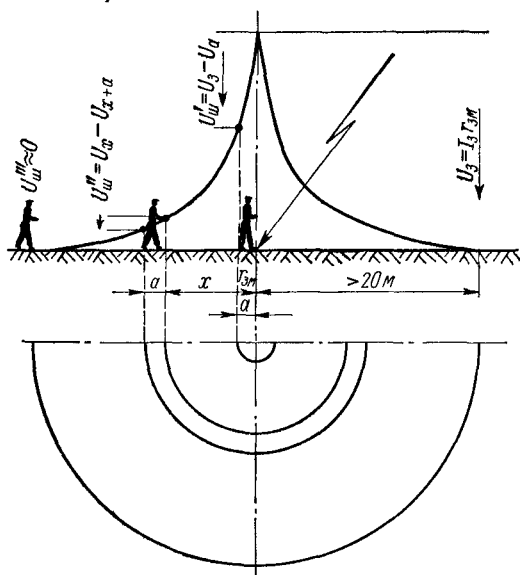
Заземление установок высокого напряжения должно быть рассчитано так, чтобы не было опасности поражения человека при приближении к месту короткого замыкания. Длина шага при расчете принимается 0,8 м.

Для уменьшения опасности поражения током применяют ряд мер, основными из которых являются: а) защитное заземление; б) зануление; в) применение пониженного напряжения; г) закрытие токоведущих частей и их изоляция; д) применение изолирующих подставок, резиновых перчаток и т. п.; е) сигнализация при случайном заземлении какой-либо точки электрической цепи.

Защитным заземлением называется металлическое соединение с землей нетоковедущих металлических частей установки. Как правило, заземляются корпуса электрических машин и аппаратов, каркасы щитов, оболочки кабелей, металлические фермы и колонны.

Присоединение корпусов передвижных установок или ряда мелких приемников к местным заземлениям встречает значительные затруднения. В этих случаях при необходимости осуществляется зануление — корпуса или защитные оболочки установок присоединяются к специальным жилам кабелей или специальным проводам, которые соединены с заземлением в месте питания или с другими заземлениями электрической сети (рис. П2-3).

Если человек находится в условиях, когда уменьшается сопротивление человеческого тела за счет снижения сопротивления рогового слоя, опасными



становятся уже напряжения в несколько десятков вольт. Поэтому для питания электроприемников в этих случаях применяется пониженное напряжение. Источниками энергии с пониженным напряжением обычно являются трансформаторы. При ремонте и чистке паровых котлов внутри, где тело имеет хороший контакт с металлическими поверхностями, применяется напряжение не выше 12 В.

Для того чтобы исключить возможность прикосновения, все токоведущие части установок должны быть надежно изолированы или закрыты. Там, где по условиям эксплуатации токоведущие проводники прокладываются открыто в помещениях или на открытом воздухе, например на высоковольтных подстанциях, доступ в высоковольтную часть разрешен только дежурному персоналу, а работа на таких установках производится специальным персоналом по особым пропускам после отключения той установки, где производится работа.

Для уменьшения возможности поражения электрическим током при выполнении включений и отключений, осмотрах высоковольтных установок и других операциях обязательным является применение изолирующих подставок, резиновых ковров, специальных резиновых галош, а также резиновых перчаток.

В некоторых электрических установках случайное заземление какой-либо точки электрической цепи является аварийным происшествием, так как при этом возникает опасность поражения током при прикосновении. В таких установках применяется автоматическая сигнализация в случае заземления электрической сети. Сигнализация при заземлении применяется, например, в шахтах. Возникновение сигнала о заземлении требует отключения поврежденного участка сети.

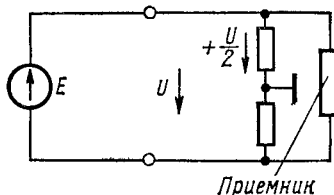


Рис. П2-4. Схема заземления средней точки цепи постоянного тока

и сравнительно длительном (несколько секунд) времени протекания тока. Возникновение электрического удара начинается с судорожного сокращения мышц и может закончиться смертельным исходом при параличе сердца.

Электрические травмы представляют собой поражения внешних частей тела и обычно возникают при кратковременном протекании значительного электрического тока. К электрическим травмам относятся: ожоги, электрические знаки, электрометаллизация кожи, а также поражение глаз в результате воздействия лучистой энергии электрической дуги. При электрических травмах требуется оказание квалифицированной медицинской помощи.

В случае электрического удара надо срочно освободить пострадавшего от воздействия электрического тока. При обморочном состоянии пострадавшему необходимо оказать первую помощь на месте до прибытия врача: освободить его от стесняющей одежды, дать понюхать нашатырный спирт, открыть окна. При необходимости применяется искусственное дыхание. Методы искусственного дыхания описаны в пособиях по технике безопасности,

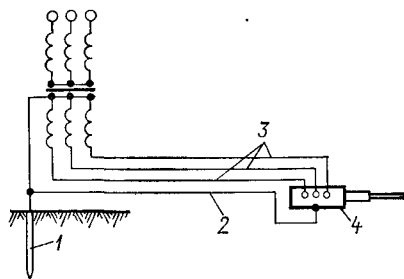


Рис. П2-3. Электрический инструмент с занулением

1 — заземлитель; 2 — провод защитного зануления; 3 — провода питания; 4 — электрический инструмент

В ряде случаев, наоборот, производится заземление средней точки цепи: нейтрали трансформатора, средней точки цепи постоянного тока (рис. П2-4). При заземлении средней точки цепи (рис. П2-4) напряжение проводов относительно земли равно $U/2$ — в два раза меньше напряжения цепи.

Поражения электрическим током можно разделить на два вида: *электрический удар* и *электрическая травма*.

Электрический удар происходит при относительно небольшом токе (25—100 мА) и

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. — Л.: Энергия, 1975.
2. Теоретические основы электротехники / Под ред. П. А. Ионкина. — М.: Высшая школа, 1976.
3. Электрические измерения / Под ред. А. В. Фремке. — Л.: Энергия, 1973.
4. Электрические измерения / Под ред. Е. Г. Шрамкова. — Л.: Энергия, 1973.
5. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины. В 2-х ч. — Л.: Энергия, 1972—1973.
6. Микроэлектродвигатели для систем автоматики / Под ред. Э. А. Лодочникова и Ф. М. Юферова. — М.: Энергия, 1964.
7. Хрущев В. В. Электрические микромашины автоматических устройств. — Л.: Энергия, 1976.
8. Чечет Ю. С. Электрические микромашины автоматических устройств. — М. — Л.: Энергия, 1964.
9. Чиликин М. Г. Общий курс электропривода. — М.: Энергия, 1971.
10. Чунихин А. А. Электрические аппараты. — М.: Энергия, 1975.

- Автоколебания 133
 Автомат 405
 Автоматизированная информационная система (АИС) 9
 — система управления (АСУ) 9
 Автотрансформатор 251
 Активная составляющая напряжения 70
 — — тока 74
 Ампер А. М. 5
 Амплитудная частотная характеристика 88
 Амплитудное значение э. д. с. или тока 48
 Амплитудное управление 349
 Аналитический метод исследования нелинейных электрических цепей 46
 Аппараты электрические 401
 Асинхронная машина 256
 — —, векторная диаграмма 274
 — —, вращающий момент 276
 — —, глубокопазная 287
 — —, двухклеточная 286
 — —, двухслойная обмотка 260
 — —, двухфазная 347
 — —, конструкция 297
 — —, короткозамкнутый ротор 262
 — —, коэффициент трансформации токов 272
 — —, коэффициент трансформации э. д. с. 266
 — —, максимальный момент 279
 — —, м. д. с. и индукция в зазоре 263
 — —, м. д. с. статора и ротора 267
 — —, механическая мощность 292
 — —, механическая характеристика 280
 Асинхронная машина, обмотки статора и ротора 257
 — —, однослойная обмотка 260
 — —, однофазная 295
 — —, перегрузочная способность 280
 — —, потери и к. п. д. 291
 — —, потоки рассеяния и индуктивные сопротивления 266
 — —, пуск в ход 281
 — —, работа генератором 289
 — —, работа тормозом 288
 — —, рабочие характеристики 293, 294
 — —, регулирование скорости 299
 — —, схемы замещения 273
 — —, токи статора и ротора 271
 — —, торможение 290
 — —, фазный ротор 261
 — —, шаг обмотки 260
 — —, э. д. с. статора и ротора 264
 — —, электромагнитная мощность 277
 Баланс мощности и энергии 28
 Бареттер 45
 Бенардос Н. Н. 7
 Бесконтактные логические элементы 418
 Ваттметр 206, 219, 220
 Веберметр 228
 Векторные диаграммы 52
 Вихревые токи 176
 Возбуждение электрических машин 302, 329, 337
 Волновая проводимость 87
 Волновое сопротивление 85
 Вольт А. 5

Вольт-амперная характеристика 43
Вращающееся магнитное поле 119
Вращающийся трансформатор 358
— — линейный 360
— — синусно-косинусный 360
Временные диаграммы 52
Вычислительные машины аналоговые (АВМ) 9
— — цифровые (ЦВМ) 9

Гальванометр магнитоэлектрический 204

Гармонические э. д. с. и токи 46

Гаусса теорема 437

Герц Г. Р. 5

Гидрогенератор 301

Гильберт У. 5

Гистерезис магнитный 158

ГОЭЛРО план 7

Градиент потенциала 440

Градус электрический 259

Грамм З. Т. 6

Графический метод исследования нелинейных электрических цепей 45

Двигатель с постоянными магнитами 353

— гистерезисный 354

— редукторный 354

— синхронный реактивный 351

— шаговый 354

Двухполюсник 17

Действующие периодические э. д. с. и токи 50

Декремент колебаний 142

Джоуль Д. П. 15

Диамагнитные вещества 157

Динамическое сопротивление 44

Диэлектрическая проницаемость 437

— — относительная 438

Диэлектрические элементы 416

Добавочный резистор 206

Добротность цепи 85

Доливо-Добровольский М. О. 6

Дроссель 181

Заземление 458

Закон Джоуля—Ленца 15

— Кирхгофа первый 27, 65

— — второй 27, 28, 65

— Кулона 435, 438

— Ленца 152

— Ома для цепи постоянного тока 13

— — переменного тока 58, 60, 61, 63

— полного тока 153, 443

— электромагнитной индукции 149, 442

Законы коммутации 125

Зануление 458

Заряд конденсатора 129

Затухание цепи 87

Измерение активной мощности 220

— емкостей 227

— индуктивностей 226

— мощности трехфазной цепи 220

— неэлектрических величин 231

— сопротивлений 225

Измерительные мосты 225

— трансформаторы напряжения и тока 252

Индуктивное сопротивление цепи переменного тока 60

Индуктивность взаимная 90

— собственная 90

— катушки с сердечником 183

Источник тока 17, 19

— э. д. с. 17, 19

Катушка индуктивности 59

Классический метод анализа переходных процессов 122

Кнопки управления 403

Командоконтроллеры 407

Компенсатор 223

Комплексная мощность 69

— проводимость 77

Комплексное напряжение 56

— сопротивление 65, 74

Комплексный ток 58, 78

Конденсатор 402

Конечные выключатели 407

Контакты 404

Контакты вспомогательные 405

Контроллеры 407

Коэрцитивная сила 158

Коэффициент амплитуды 104

— искажения 104

— мощности 98

— полезного действия линии 24

— рассеяния 160

— сигнала 349

— усиления по току 191

— формы 104

Кривая намагничивания 158

— размагничивания 170

Круговые диаграммы 80

Кулон Ш. О. 438

Лебедев П. Н. 5

Ленц Э. Х. 5

Линейные цепи 43

Ломоносов М. В. 5

Магнитная восприимчивость 156

— индукция 148

— напряженность 152

— постоянная 153

— проницаемость 153

Магнитная цепь 159, 171
Магнитное демпфирование 410
— поле 148
— сопротивление 155
Магнитные блоки 411
— измерения 228
— линии 148
— пускатели 411
— станции 412
Магнитный поверхностный эффект 178
— поток 148
— усилитель 188
— — дифференциальный 192
— — дроссельный 188
— — коэффициент усиления 191
— — мостовой 192
— — трансформаторный 193
Магнитодвижущая сила (м. д. с.) 155
Магнитострикция 157
Максвелл Д. К. 5
Матричный метод 40
Машины постоянного тока 316
— — —, коммутация 326
— — —, конструкция 319
— — —, момент 324
— — —, обмотки 322
— — —, параллельная работа 335
— — —, потери и к п. д. 345
— — —, принцип действия 316
— — —, пуск 338
— — —, работа генератором 329
— — —, — двигателем 336
— — —, реакция якоря 324
— — —, реверсирование 344
— — —, самовозбуждение 330
— — —, способы возбуждения 329, 337
— — —, торможение 344
— — —, характеристики генератора 331
— — —, — двигателя 341
— — —, э. д. с. якоря 323
Мгновенные э. д. с. и ток 48
Меры емкости 197
— индуктивности 197
— э. д. с. 196
Метод контурных токов 31
— наложения 33
— преобразования 34
— узловых напряжений 38
— эквивалентного генератора 39
— момента 397
Механические характеристики 371
— — искусственные 374
— —, коэффициент жесткости 374
Миткевич В. Ф. 6
Многофазные системы 107
— — уравновешенные и неуравновешенные 117
— —, линейные и фазные э. д. с. и токи 109

Многофазные системы, мощность цепи 116
— —, преобразование числа фаз 119
— —, расчет 112
— —, соединение звездой и треугольником 109
— цепи 106
Модель математическая 144, 147
— физическая 143
Монтажная схема 424
Мост постоянного тока 225
— переменного тока 226
Мощность цепи переменного тока, активная 66
— — — — комплексная 69
— — — — полная 69
— — — — реактивная 69

Нагрев электрических машин 392
Намагниченность вещества 156
Напряжение прикосновения 458
Напряженность магнитного поля 152
— электрического поля 13, 435
Начальные условия 125
Нелинейные электрические цепи 43
Непрерывность магнитного потока 149, 442
Несинусоидальные периодические э. д. с., токи 100
— — — — действующие 102
— — — —, среднее значение по модулю 102
— — — —, среднее максимальное значение за половину периода 102
— — — —, средняя мощность 102
Номинальный режим работы 20
Нуль-орган 420

Обмотка смещения 189
Обмоточный коэффициент 265
Обратная связь внешняя 189
— — внутренняя 190
Одноякорный преобразователь 365
Омметр 224
Основной (полезный) поток 238
Остаточная магнитная индукция 158
Осциллограф магнитоэлектрический 214
— электронный 214
Охлаждение электрических машин и трансформаторов 395

Падение напряжения в линии переменного тока 79
Пакетники 404
Параллельное соединение 29, 45
Парамагнитные вещества 157
Перегрев частей электрических машин 392
— установившийся 394

- Передаточная функция 124
- Переключатели 403, 404
 - универсальные 404
- Переменный ток, э д с. 47
 - — —, амплитуда 48
 - — —, векторные диаграммы 52
 - — —, временные диаграммы 48, 59, 60, 64
 - — — действующие 51
 - — — мгновенные 48
 - — —, период 48
 - — —, среднее значение 51
 - — —, фаза, начальная фаза 48
 - — —, частота, угловая частота 48, 49
- Переходные процессы 122
- Период э. д. с. или тока 11
- Петров В. В. 5
- Плотность тока 12
- Поверхностный эффект 97
- Повторно-кратковременная работа 399
- Погрешность прибора абсолютная 200
 - — основная приведенная 200
 - — относительная 200
- Подмагничивание 181
- Положительное направление напряжений, токов и э. д. с. 27, 57
- Полусное деление 259
- Поляризация диэлектрика 437
- Попов А. С. 5
- Последовательное соединение 28, 45, 69
- Постоянная времени нагрева 394
 - — цепи 126
- Постоянные магниты 169
- Постулат Максвелла 437
- Потенциал 13, 435
- Потенциальная (топографическая) диаграмма 73
- Потенциальный круг 367
- Потенциометр 402
- Потери в стали 176, 179
 - на вихревые токи 179
 - на гистерезис 178
- Потеря мощности 24
 - напряжения 23
- Поток вектора электрического смещения 437
 - — магнитной индукции 148
 - — рассеяния 160
- Потокоцепление 151
- Правило левой руки 167
 - правой руки 151
- Преобразование треугольника в звезду 37
- Преобразователи, динамическая характеристика 415
 - емкостные 416
 - индуктивные 416
 - классификация 414
 - косвенного преобразования 415
- Преобразователи магнитоупругие 416
 - параметрические 415
 - полупроводниковые тензометрические 416
 - пьезоэлектрические 415
 - , статическая характеристика 413
 - термисторные 416
 - , чувствительность 415
- Приведенный момент инерции 389
- Приемники электрической энергии 17
- Принцип компенсации 40
- Принципиальная схема 424
- Проводимость активная 77
 - комплексная 77
 - полная 77
 - реактивная 77
- Путевые выключатели 407
- Развернутая схема 424
- Разряд конденсатора аperiodический 131, 138
 - — колебательный 141
- Реактивная составляющая напряжения 70
 - — тока 74, 75
- Реверсирование 289, 344
- Режим короткого замыкания 20
 - номинальный 20
 - согласованный 20
 - холостого хода 19
- Резистор 401
 - разрядный 128
- Резонанс напряжений 83, 84
 - токов 83, 85
- Релаксационные колебания 133
- Реле автоматики и управления 410
 - —, выдержка времени 409
 - — тепловые 410
 - , время срабатывания 409
 - защиты вторичные 408
 - , коэффициент возврата 409
 - — первичные 408
 - — промежуточное 409
 - —, характеристики 409
- Реостат 21
- Рихман Г. В. 5
- Рубильники 403
- Самоиндукция 90
- Самопишущие приборы 213
- Сдвиг по фазе между э. д. с. и током 49, 63
- Сельсин 355
 - бесконтактный 358
 - дифференциальный 357
 - , индикаторный режим 356
 - , момент 356
 - , трансформаторный режим 357
 - действующая на заряд, движущийся в магнитном поле 168

Сила, действующая на проводник с током в магнитном поле 166
 — тяги электромагнита 165
 Силы, действующие на заряженные тела 440
 Символический (комплексный) метод 54
 Синхронная машина 300
 — —, векторная диаграмма 306
 — —, включение в сеть 312
 — —, внешняя характеристика 308
 — —, конструкция 315
 — —, момент 309
 — —, недовозбужденная 311
 — —, неявнополюсный ротор 301
 — —, относительное изменение напряжения 308
 — —, перевозбужденная 311
 — —, потери и к. п. д. 315
 — —, пуск в ход 312
 — —, реакция якоря 303
 — —, холостой ход 302
 — —, явнополюсный ротор 300
 Синхронный двигатель 310
 — компенсатор 314
 Система автоматизированного проектирования (САПР) 9
 — генератор—двигатель 382
 — обратной последовательности 108, 348
 — прямой последовательности 108, 348
 — СИ 10, 12
 Скольжение 256
 Славянов Н. Г. 7
 Смешанное соединение 29, 78
 Сопротивление цепи переменного тока, активное 58, 72
 — — — —, комплексное 65, 74
 — — — —, полное 64
 — — — —, реактивное 72
 Стабилизатор напряжения 180
 Статическое сопротивление 44
 Ступенчатая функция 124
 Счетчик импульсов 410
 Таймтактор 406
 Тахогенератор асинхронный 369
 — постоянного тока 368
 — синхронный 368
 Термистор 416
 Торможение динамическое 372
 — противовключением 373
 — с возвратом энергии в сеть 372
 Трансформатор, векторная диаграмма 90, 93
 —, внешняя характеристика 241
 —, конструкция 248
 —, короткое замыкание 243
 —, коэффициент трансформации 235
 —, изменение вторичного напряжения 241
 —, параллельная работа 247

Трансформатор потери и к п д 244
 —, приведенная вторичная э. д. с. 236
 —, приведенное активное и индуктивное сопротивление 240
 —, приведенный вторичный ток 239
 —, работа под нагрузкой 237
 —, схема замещения 240
 —, трехфазный 246
 —, холостой ход 236
 Треугольник мощностей 71
 — напряжений 70
 — проводимостей 75
 — сопротивлений 70
 — токов 75
 Турбогенератор 301

Угол магнитных потерь 173
 — рассогласования 356
 Умножитель частоты 181
 Управление асинхронными двигателями 429
 — в функции времени 427
 — — пути 427
 — — тока 426
 — — частоты 426
 — — э. д. с. 425
 — двигателями постоянного тока 431
 — — с использованием МУ 433
 — — — электронных усилителей 433
 — движением заряженных частиц 168
 — синхронными двигателями 430
 Управляемый дроссель 181
 Усагин П. Ф. 235
 Условные обозначения элементов 420
 Установившийся режим 122

Фаза начальная 49
 — э. д. с., тока 48
 Фазовая частотная характеристика 89
 Фазовое управление 349
 Фазовращающие цепи 82
 Фазометр 212
 Фарадей М. 5
 Ферромагнитные вещества 157
 Физиологическое действие тока 457
 Фильтры электрические 104
 Франклин Б. 5

Цепи со сталью 179

Частота собственных колебаний 143
 — переменной э. д. с. или тока 48
 — угловая 49
 Четырехполюсник 93
 —, эквивалентные схемы 95
 Число пазов на полюс и фазу 259
 — пар полюсов 259
 Чувствительность преобразователя 415
 — прибора 200

Шаговое напряжение 458

Шаговый искатель 410

Эквивалентная схема 174

Эквивалентные синусоиды 104

Эквипотенциальные линии и поверхности 436

Электрическая емкость плоского конденсатора 439

— — цилиндрического конденсатора 439

— — шара 438

Электрическая мощность 15

— постоянная 438

— проводимость удельная 14

— прочность диэлектрика 440

— — импульсная 440

— травма 459

Электрическая цепь 14

— энергия цепи 15

Электрические измерения 195

— — в цепях переменного тока 219

— — постоянного тока 219

Электрический ток 441

— удар 459

Электрическое напряжение 13

Электрическое поле 435

— — напряженность 435

— — потенциал 435

— —, силовые линии 435

— —, смещение 437

— сопротивление 13

— сопротивление удельное 13

Электродвижущая сила (э. д. с.) 15

Электронизмерительные приборы аналоговые 198

— — выпрямительные 210

— — индукционные 207

— —, классификация 197

— —, логометры 211

— — магнитоэлектрические 202

— — термоэлектрические 210

— — ферродинамические 206

— — цифровые 215

— — с поразрядным уравниванием 217

— — — со ступенчатой компенсацией напряжением 216

— — электродинамические 205

— — электромагнитные 201

— — электростатические 207

Электромагнит 165

—, сила тяги 165

Электромагнитная индукция 149

— инерция 152

Электромагнитное поле 440

— —, вектор Пойнтинга 446

— —, волновое сопротивление 445, 451

— —, волновое уравнение 445

— —, волны 444

— —, глубина проникновения 454

— —, длина волны 446, 454

— —, коэффициент распространения 451

— —, мощность потока энергии 446

— —, непрерывность линий тока 442

— —, непрерывность магнитных линий 442

— —, отражение волн 449, 452, 455

— —, плоская волна 444, 453

— —, плотность энергии 446

— —, преломление волн 449, 452, 455

— —, распространение волн 443, 447

— —, скорость волны 444, 451

— —, согласование приемника с линией 452

— —, стоячие волны в линии 452

— —, уравнения 443

Электромагнитные силы 164

Электромашинное управление 432

Электромашинные регуляторы 432

Электромашинный усилитель (ЭМУ) 361

— —, коэффициент усиления по мощности 361

— —, обмотки управления 362

— — с параллельным самовозбуждением 363

— — с поперечным полем 363

— — с последовательным самовозбуждением 363

Электромагнитная постоянная времени 390

Энергия магнитного поля 162

— электрического поля 439

Эрстед Х. К. 5

Яблочков П. Н. 6, 47

Якоби Б. С. 6

Предисловие	3
Введение	5

ЧАСТЬ ПЕРВАЯ

ОСНОВЫ ТЕОРИИ И МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Глава первая. Цепи постоянного тока (д-р техн. наук, проф. А. Т. Блаж-кин)	11
1-1. Определения и основные понятия	—
1-2. Схема электрической цепи и ее элементы	16
1-3. Режимы работы и схемы включения регулировочных резисторов	19
1-4. Задачи исследования электрической цепи. Простая электрическая цепь	23
1-5. Исследование электрической цепи при помощи уравнений Кирхгофа	27
1-6. Методы исследования сложных цепей	30
1-7. Нелинейные электрические цепи	43
Глава вторая. Цепи однофазного гармонического переменного тока (д-р техн. наук, проф. А. Т. Блажкин).	46
2-1. Основные понятия о синусоидальном переменном токе	—
2-2. Действующие и средние периодические э. д. с. и токи	50
2-3. Векторные диаграммы	52
2-4. Основные понятия о символическом методе	54
2-5. Цепь синусоидального переменного тока	56
2-6. Мощность цепи переменного тока	65
2-7. Последовательное соединение элементов в цепи. Треугольники напряжений и сопротивлений	69
2-8. Параллельное соединение элементов в цепи. Треугольники токов и проводимостей	74
2-9. Смешанное соединение. Исследование цепей переменного тока	78
2-10. Резонанс в цепях переменного тока	83

2-11. Частотные характеристики линейных цепей	89
2-12. Цепи с индуктивно-связанными элементами	90
2-13. Элементарные понятия о четырехполюсниках	93
2-14. Поверхностный эффект	97
2-15. Коэффициент мощности и его народнохозяйственное значение	98
Глава третья. Цепи несинусоидального периодического электрического тока (д-р техн. наук, проф. <i>А. Т. Блажкин</i>)	100
3-1. Основные понятия о несинусоидальных периодических электрических токах	—
3-2. Понятие об исследовании цепей при периодических несинусоидальных токах	103
3-3. Электрические фильтры	104
Глава четвертая. Многофазные цепи (канд. техн. наук, доц. <i>Б. В. Фролов</i>)	106
4-1. Основные понятия о многофазных системах и цепях	—
4-2. Соединение звездой и треугольником (многоугольником)	109
4-3. Расчет трехфазных цепей	112
4-4. Мощность многофазной цепи.	116
4-5. Вращающееся магнитное поле	118
4-6. Преобразование числа фаз	119
4-7. Преимущества многофазных систем	121
Глава пятая. Переходные процессы в электрических цепях (д-р техн. наук, проф. <i>А. Т. Блажкин</i> и канд. техн. наук <i>К. А. Блажкин</i>)	122
5-1. Основные понятия о переходных процессах и их исследовании	—
5-2. Включение цепи с катушкой индуктивности и резистором на напряжение постоянного тока	125
5-3. Выключение катушки индуктивности	128
5-4. Заряд и разряд конденсатора	129
5-5. Разряд конденсатора в нелинейной цепи	132
5-6. Включение цепи с катушкой индуктивности и резистором на напряжение переменного тока	134
5-7. Разряд конденсатора в цепи, содержащей катушку индуктивности	136
5-8. Понятия о моделировании	143
ЧАСТЬ ВТОРАЯ	
МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА	
Глава шестая. Магнитные цепи с постоянными магнитодвижущими силами (д-р техн. наук, проф. <i>А. Т. Блажкин</i>)	148
6-1. Определения и основные понятия	—
6-2. Магнитные характеристики веществ	155
6-3. Исследование магнитных цепей	159
6-4. Энергия магнитного поля и электромагнитные силы	162
6-5. Исследование магнитной цепи с постоянным магнитом	169
Глава седьмая. Магнитные цепи с переменной магнитодвижущей силой (д-р техн. наук, проф. <i>А. Т. Блажкин</i>)	171
7-1. Основные понятия о цепях	—
7-2. Ток катушки с ферромагнитным сердечником при синусоидальном напряжении	172

7-3. Векторные диаграммы и схемы замещения	173
7-4. Потери в стали сердечников. Вихревые токи	176
7-5. Практическое применение цепей со сталью	179

Глава восьмая. Магнитные цепи с постоянной и переменной магнитодвижущими силами (д-р техн. наук, проф. А. Т. Блажкин) 181

8-1. Основные понятия о цепях с подмагничиванием. Управляемые дроссели	—
8-2. Магнитные усилители и их характеристики	188
8-3. Схемы соединения и выполнение магнитных усилителей	192

ЧАСТЬ ТРЕТЬЯ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Глава девятая. Электроизмерительные приборы (канд. техн. наук, доц. А. М. Теплинский) 195

9-1. Общие сведения об электрических измерениях	—
9-2. Меры электрических величин	196
9-3. Электроизмерительные приборы. Классификация	197
9-4. Аналоговые электроизмерительные приборы. Основные сведения	198
9-5. Описание аналоговых приборов	201
9-6. Логометры	211
9-7. Регистрирующие приборы	213
9-8. Цифровые электроизмерительные приборы. Основные сведения	215
9-9. Цифровые вольтметры постоянного тока	216

Глава десятая. Электрические измерения (канд. техн. наук, доц. А. М. Теплинский) 219

10-1. Измерения в цепях постоянного тока	—
10-2. Измерения в цепях переменного тока	—
10-3. Измерения электродвижущих сил компенсаторами	223
10-4. Измерения сопротивлений, индуктивностей и емкостей	224
10-5. Понятие о магнитных измерениях	228
10-6. Сведения об измерениях неэлектрических величин	231

ЧАСТЬ ЧЕТВЕРТАЯ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Глава одиннадцатая. Трансформаторы (д-р техн. наук, проф. В. А. Бесекерский) 233

11-1. Назначение и принцип действия трансформатора	—
11-2. Холодный ход трансформатора	236
11-3. Нагрузка трансформатора	237
11-4. Понятие о схеме замещения трансформатора	240
11-5. Внешняя характеристика трансформатора и процентное изменение напряжения	241
11-6. Короткое замыкание трансформатора	243
11-7. Потери мощности и к. п. д. трансформатора	244
11-8. Трехфазные трансформаторы	246
11-9. Параллельная работа трансформаторов	247
11-10. Конструкция трансформаторов	248
11-11. Автотрансформаторы	251
11-12. Измерительные трансформаторы	252

Глава двенадцатая. Асинхронные машины (д-р техн. наук, проф. *Е. А. Фабрикант*) 256

12-1. Основные понятия об асинхронной машине и ее принципе действия	—
12-2. Обмотки статора и ротора	257
12-3. Распределение магнитного потока в зазоре между статором и ротором	262
12-4. Электродвижущие силы в обмотках статора и ротора	264
12-5. Потоки рассеяния и индуктивные сопротивления асинхронной машины	266
12-6. Магнитодвижущие силы статора и ротора асинхронной машины	267
12-7. Токи в обмотках статора и ротора асинхронной машины	271
12-8. Схемы замещения асинхронной машины	273
12-9. Векторная диаграмма асинхронного двигателя	274
12-10. Вращающий момент асинхронной машины	276
12-11. Механическая характеристика асинхронной машины	280
12-12. Пуск в ход асинхронных двигателей с короткозамкнутым и фазным ротором	281
12-13. Пуск в ход асинхронных двигателей с двухклеточным и глубокопазым ротором	285
12-14. Работа асинхронной машины в качестве генератора и тормоза	288
12-15. Реверсирование и электрическое торможение асинхронных двигателей	289
12-16. Потери энергии и к. п. д. асинхронных двигателей	291
12-17. Рабочие характеристики и коэффициент мощности асинхронных двигателей	293
12-18. Однофазные асинхронные двигатели	295
12-19. Конструктивные исполнения асинхронных двигателей	297
12-20. Понятия о регулировании скорости асинхронных двигателей	299

Глава тринадцатая. Синхронные машины (д-р техн. наук, проф. *Е. А. Фабрикант*) 300

13-1. Основные понятия о синхронной машине и ее принцип действия	—
13-2. Холостой ход синхронного генератора	302
13-3. Реакция якоря синхронной машины	303
13-4. Векторная диаграмма синхронного генератора	306
13-5. Вращающий момент синхронной машины	309
13-6. Работа синхронной машины в режиме двигателя	310
13-7. Пуск в ход и основные характеристики синхронных двигателей	312
13-8. Синхронные компенсаторы	314
13-9. Потери энергии и к. п. д. синхронных машин	315
13-10. Конструктивные исполнения синхронных машин	—

Глава четырнадцатая. Машины постоянного тока (канд. техн. наук, доц. *Б. В. Фролов*) 316

14-1. Общие понятия об устройстве машин постоянного тока и принципе их действия	—
14-2. Конструктивное устройство машин постоянного тока	319
14-3. Обмотки якорей машин постоянного тока	322
14-4. Э. д. с. обмотки якоря и электромагнитный момент	323
14-5. Реакция якоря в машинах постоянного тока	324
14-6. Коммутация и способы ее улучшения	326

14-7. Генераторы постоянного тока, их классификация и способы возбуждения	329
14-8. Характеристики генераторов	331
14-9. Параллельная работа генераторов	335
14-10. Электрические двигатели постоянного тока	336
14-11. Способы возбуждения двигателей постоянного тока	337
14-12. Пуск электрических двигателей постоянного тока	338
14-13. Характеристики двигателей постоянного тока	341
14-14. Реверсирование и торможение двигателей постоянного тока	344
14-15. Потери и к. п. д. машины постоянного тока	345
14-16. Применение машин постоянного тока. О регулировании скорости двигателей	346

Глава пятнадцатая. Специальные электрические машины (д-р техн. наук, проф. А. Т. Блажкин и инж. Г. Я. Барабанов) 347

15-1. Двухфазные синхронные двигатели	—
15-2. Реактивные синхронные двигатели	351
15-3. Сельсины	355
15-4. Вращающиеся трансформаторы	358
15-5. Электромашинные усилители	361
15-6. Одноякорные преобразователи	365
15-7. Тахогенераторы	368

ЧАСТЬ ПЯТАЯ

ЭЛЕКТРОПРИВОД И ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ

Глава шестнадцатая. Основы теории электропривода (д-р техн. наук, проф. А. Т. Блажкин) 370

16-1. Основные понятия и определения	—
16-2. Механические характеристики электродвигателей	371
16-3. Понятия о расчете и выборе пусковых реостатов	377
16-4. Регулирование скорости электродвигателей	379
16-5. Основные понятия о динамике электропривода	386
16-6. Нагрев электрических машин	392
16-7. Выбор приводных электродвигателей	395
16-8. Режимы работы электродвигателей	399

Глава семнадцатая. Электрические аппараты и элементы (канд. техн. наук, доц. Б. В. Фролов и инж. Э. В. Сиверин). 401

17-1. Резисторы и потенциометры	—
17-2. Конденсаторы	402
17-3. Рубильники и переключатели	403
17-4. Кнопки управления, универсальные переключатели и пакетные выключатели	—
17-5. Электромагнитные контакторы, автоматы и таймтакторы	404
17-6. Контроллеры	407
17-7. Командоконтроллеры	—
17-8. Путевые и конечные выключатели (переключатели)	—
17-9. Реле защиты	408
17-10. Реле управления и автоматики	410
17-11. Шаговые искатели и счетчики импульсов	—
17-12. Блоки, магнитные пускатели и станции	411
17-13. Преобразователи	413
17-14. Диэлектрические элементы	416

17-15. Бесконтактные логические элементы	418
17-16. Изображение элементов на схемах	420
Глава восемнадцатая. Управление электроприводами (канд. техн. наук, доц. Б. В. Фролов).	
18-1. Изображение схем систем автоматики	—
18-2. Принципы автоматического управления. Пуск электродвигателей	425
18-3. Принципы автоматического управления торможением электродвигателей	428
18-4. Управление асинхронными двигателями	429
18-5. Управление синхронными двигателями	430
18-6. Управление двигателями постоянного тока	431
18-7. Управление приводами с использованием усилителей	432
Приложение 1. Справочные сведения по теории поля и электромагнитных явлений (д-р техн. наук, проф. А. Т. Блажкин)	
П1-1. Электрическое поле	—
П1-2. Электромагнитное поле и волны	440
Приложение 2. Основные понятия о технике безопасности в электрических установках (д-р техн. наук, проф. А. Т. Блажкин)	
Список литературы	460
Предметный указатель	461

АРКАДИЙ ТИМОФЕЕВИЧ БЛАЖКИН
 ВИКТОР АНТОНОВИЧ БЕСЕКЕРСКИЙ
 БОРИС ВАСИЛЬЕВИЧ ФРОЛОВ
 ЕВГЕНИЙ АНАТОЛЬЕВИЧ ФАБРИКАНТ
 АНАТОЛИЙ МИХАЙЛОВИЧ ТЕПЛИНСКИЙ
 ГЕННАДИЙ ЯКОВЛЕВИЧ БАРАБАНОВ
 КОНСТАНТИН АРКАДЬЕВИЧ БЛАЖКИН
 ЭМИЛИЙ ВЛАДИМИРОВИЧ СИВЕРИН

ОБЩАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Редактор Л. М. Пархоменко
 Художественный редактор М. А. Федорова
 Технический редактор Р. К. Чистякова
 Корректоры Е. В. Богданова, О. С. Денисенко
 Переплет художника А. И. Бородина

ИБ № 1820

Сдано в набор 11.05.79. Подписано в печать 28.09.79. М-29281. Формат 60×90¹/₁₆. Бумага типографская № 1. Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл. печ. л. 29,5. Уч.-изд. л. 32,65. Тираж 80 000 экз. Заказ 627. Цена 1 р. 40 к.

Ленинградское отделение издательства «Энергия», 191041, Ленинград, Д-41, Марсово поле, 1.

Ордена Октябрьской Революции, ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское производственно-техническое объединение «Печатный Двор» имени А. М. Горького «Союзполиграфпрома» при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 197136, Ленинград, П-136, Чкаловский пр., 15.