

ОБЩАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

ПОД РЕДАКЦИЕЙ ПРОФ. В. С. ПАНТЮШИНА

Допущено Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебника для студентов
машиностроительных, горных, металлургических
и теплоэнергетических специальностей
высших учебных заведений



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ВЫСШАЯ ШКОЛА»
МОСКВА — 1970

6П2.1
О 28
УДК 621.3

- О 28 Общая электротехника. Под ред. В. С. Пантюшина. Учебник для машиностроит., горных, металлургич. и теплоэнергетич. специальностей вузов. М., «Высш. школа», 1970.

568 с. с илл.

На обороте тит. л. авт.: М. Ю. Анвельт, В. П. Данильченко, Х. Э. Зайдель и др.

В книге излагаются все вопросы программы курса «Общая электротехника», утвержденной МВ и ССО СССР. Материал изложен на основе методики преподавания, принятой в МЭИ.

Предназначается в качестве учебника для студентов неэлектротехнических специальностей высших технических учебных заведений.

3-3-8
81—84-70

6П2.1

М. Ю. АНВЕЛЬТ, В. П. ДАНИЛЬЧЕНКО,
Х. Э. ЗАЙДЕЛЬ, В. В. КОГЕН-ДАЛИН,
В. В. КРЫМОВ, Д. Н. МОРОЗОВ,
В. С. ПАНТЮШИН, В. А. СМИРНОВ,
Г. И. ШАРОХИН, Я. А. ШНЕЙБЕРГ

Рецензенты: Кафедра общей электротехники Ленинградского политехнического института (зав. кафедрой проф. В. С. Равдоник); проф. В. К. Пономаренко (Всесоюзный заочный политехнический институт).

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящий учебник подготовлен коллективом преподавателей кафедры общей электротехники Московского энергетического института. При его составлении был частично использован материал ранее изданной книги «Электротехника» (Госэнергоиздат, 1959 г.).

Учебник составлен в соответствии с программой курса «Общая электротехника» для теплоэнергетических специальностей МЭИ на основе опыта преподавания на факультетах: теплоэнергетическом, энерго-машиностроительном и промышленной теплоэнергетики. Объем материала книги соответствует наиболее полной программе курса «Общая электротехника», который изучают студенты, специализирующиеся по тепловому контролю и автоматике. На базе данного курса для студентов всех специальностей перечисленных факультетов читаются курсы электроники, электрооборудования промышленных предприятий и счетно-решающей техники.

Для лучшего усвоения материала предлагаемой читателю книги необходимо самостоятельно решить примеры и задачи, а также разобрать решения в «Сборнике задач по общей электротехнике» (изд-во «Высшая школа», 1968 г.), написанном коллективом этой же кафедры и составляющем с учебником методически единое пособие по всем разделам курса.

Авторы выражают глубокую благодарность коллективу преподавателей кафедры общей электротехники

Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина, руководимой докт. техн. наук, проф. В. С. Равдоником, а также официальному рецензенту проф. В. К. Пономаренко за ценные замечания и советы.

Авторы с благодарностью отмечают большую работу редактора издательства Т. И. Артемовой по подготовке учебника к изданию.

Авторы отдают себе отчет в том, что попытка создания двух учебных пособий — курса и задачника, объединенных единой методикой, связано с целым рядом трудностей, поэтому они с благодарностью примут критические замечания и пожелания читателей, которые просьба направлять в адрес издательства «Высшая школа» (Москва, К-51, Неглинная ул, д. 29/14).

Авторы

ВВЕДЕНИЕ

XX век является веком грандиозной научно-технической революции. Промышленное использование атомной энергии, комплексная механизация и автоматизация, радиоэлектроника и кибернетика, развитие производства синтетического сырья — все это в сочетании с электрификацией коренным образом изменяет технический процесс производства.

Решающая роль в осуществлении современного технического прогресса принадлежит электрификации. В Программе КПСС указывается, что электрификация является стержнем строительства экономики коммунистического общества, она играет ведущую роль в развитии всех отраслей народного хозяйства.

Как известно, под электрификацией понимается широкое внедрение в народное хозяйство и быт электрической энергии, вырабатываемой централизованно на мощных электрических станциях.

Жизнь современного общества невозможно представить без применения электрической энергии. Все, что необходимо для удовлетворения материальных и духовных потребностей человека — жилище, одежда, пища, средства транспорта и связи, радио, кино, телевидение, — осуществляется с помощью электрической энергии. Без использования электрической энергии человек не смог бы раскрывать и использовать богатства природы, проникать в недра земли и глубины космоса. Создание разнообразных электрических машин и автоматических устройств, облегчающих труд человека, позволяющих ему более эффективно управлять сложнейшими производственными процессами и повышать производительность труда, было бы невозможно без электрической энергии.

Электрификация привела к резкому повышению производительности труда в таких трудоемких процессах, как добыча и погрузка угля, руды, торфа, а также в машиностроении и металлообработке, в черной и цветной металлургии, в химической, нефтяной и газовой промышленности.

Подавляющее большинство разнообразных машин, станков и механизмов на заводах и фабриках приводятся в движение электрическими двигателями. Современный автоматизированный электропривод является технической основой механизации и автоматизации производственных и технологических процессов в промышленности. В нашей стране успешно осуществляется переход от автоматических станков и линий к автоматическим цехам и заводам-автоматам.

Без использования электроэнергии нельзя было бы наладить производство высококачественных сталей, жаропрочных сплавов, полупроводниковых материалов, ценнейших цветных металлов.

Современные производственные процессы протекают при таких скоростях, температурах и давлениях, что человек уже не в состоянии осуществлять непосредственно контроль над ними. И здесь на помощь приходят автоматические устройства, обеспечивающие контроль и управление процессом производства.

Сегодня нет такой области техники, где в том или ином виде не использовалась бы электрическая энергия, а в будущем ее применение будет еще более расширяться. Следовательно, без знания электротехники нельзя быть хорошим специалистом, новатором производства. Поэтому каждый инженер — будь он металлургом или строителем, химиком или механиком, горняком или текстильщиком — должен изучить электротехнику и уметь использовать электрическую энергию.

Советская молодежь должна знать и помнить замечательные слова В. И. Ленина, обращенные к делегатам III съезда комсомола в 1920 г. Подчеркивая значение электрификации, В. И. Ленин указывал на необходимость не только глубокого изучения электричества, но и умения использовать его для практических целей.

«Вы прекрасно понимаете, что к электрификации неграмотные люди не подойдут, и мало тут одной простой грамотности. Здесь недостаточно понимать, что такое электричество: надо знать, как технически приложить его и к промышленности, и к земледелию, и к отдельным отраслям промышленности и земледелия. Надо научиться этому самим, надо научить этому все подрастающее трудящееся поколение»*.

Огромное значение электрической энергии в жизни современного общества объясняется целым рядом ее преимуществ перед другими видами энергии. Главное преимущество состоит в том, что электрическая энергия наиболее универсальна, так как сравнительно легко преобразуется в другие виды энергии: механическую, тепловую, лучистую, химическую; кроме того, ее можно передавать на огромные расстояния при сравнительно небольших потерях.

* В. И. Ленин. Соч., изд. 4-е, т. 31, стр. 264.

Революционизирующая роль электричества в развитии производительных сил впервые была отмечена около ста лет назад К. Марксом и Ф. Энгельсом, убедительно показавшими, что расширение практических применений электрической энергии не только знаменует начало новой технической революции, но и вызовет важные социально-политические изменения в обществе.

Большой и трудный путь прошло человечество, прежде чем научилось использовать электрическую энергию для получения материальных благ.

Успехи современной электротехники явились результатом творческой деятельности в области изучения электрических и магнитных явлений, проводившейся в течение многих десятилетий учеными и инженерами разных стран.

Зарождение электротехники относится к первой половине XIX в., когда развивающееся капиталистическое производство все более остро начинало ощущать необходимость в использовании электрической энергии для своих нужд. Решить эту проблему стало возможно благодаря достижениям науки об электрических и магнитных явлениях.

К концу XVIII в. был установлен ряд важных фактов в области статического электричества и магнетизма. Уже наблюдались и изучались такие явления, как грозовой разряд, электростатическая индукция, взаимодействие электрических зарядов; были построены электростатические генераторы, конденсатор, электрофор, созданы первые электроизмерительные приборы — электрический указатель Рихмана и крутильные весы Кулона. Значительный вклад в исследование электрических и магнитных явлений был сделан М. В. Ломоносовым, Г. В. Рихманом, В. Франклином, Ш. О. Кулоном.

На рубеже XVIII и XIX вв. был открыт электрический ток и построен первый химический генератор электрического тока — вольтов столб (А. Вольта, В. В. Петров), а к концу первой трети XIX в. были обнаружены и в значительной степени изучены химические, тепловые, световые и магнитные действия тока, открыто явление электрической дуги, установлены законы взаимодействия электрических токов, токов и магнитов, сделаны первые шаги по приложению методов математического анализа к изучению электромагнитных явлений (в частности, работы А. М. Ампера), установлен закон Ома, открыто явление термоэлектричества, созданы первые гальванические элементы с более постоянной э. д. с., построен мультипликатор, явившийся прообразом гальванометра. Все это подготовило почву для открытия в 1831 г. явления электромагнитной индукции (М. Фарадей, Д. Генри) и создания на его основе первых электромашинных генераторов.

Период с 1831 по 1870 гг. можно характеризовать как время зарождения и первоначального развития электротехники. В эти годы создаются разнообразные

электромашинные генераторы и электрические двигатели, зарождаются и развиваются электромагнитная телеграфия, гальванопластика, электрическое взрывание мин, производятся первые эффективные опыты по применению электричества для освещения, создаются первые электроавтоматические приборы, зарождается электроизмерительная техника. Однако широкое практическое применение электрической энергии в этот период еще было невозможно из-за отсутствия экономичного и надежного генератора электрического тока. В качестве примера можно указать, что для питания первого электродвигателя Якоби, установленного на лодке в 1838 г., потребовалось 320 гальванических элементов — очень громоздких и дорогостоящих источников.

Новый этап в развитии практического применения электричества начался в 70-х годах XIX в., когда был создан первый промышленный генератор (генератор Грамма, 1870 г.). Период 1870—1890 гг. является периодом становления электротехники как самостоятельной отрасли техники. Основными потребителями электроэнергии в этот период стали источники света, потребность в которых все более увеличивалась по мере роста городов и развития промышленности. Началось строительство электрических станций, зарождение электроэнергетики. В первых установках электрического освещения улиц уже использовались прообразы основных элементов современной электрической сети.

В процессе развития электротехники ученым и инженерам приходилось преодолевать значительные трудности и решать многие сложные технические проблемы. Первые электрические станции вырабатывали постоянный ток и обслуживали отдельные объекты с небольшим числом потребителей. По мере расширения областей применения электрической энергии она становится товаром; все более остро ощущается необходимость централизованного производства и экономичной передачи энергии на значительные расстояния. Переход от небольших разрозненных электрических станций к централизованному производству и распределению электроэнергии диктовался также развивающейся капиталистической промышленностью, концентрацией и централизацией производства.

В 70—80-х годах XIX в. ученые и изобретатели разных стран работали над проблемами централизованного производства и распределения электроэнергии. Попытки их решения на базе постоянного тока оказались неэффективными вследствие невозможности трансформации постоянного тока: экономичность передачи энергии требовала повышения напряжения до нескольких киловольт, но без трансформатора высокое напряжение было трудно получить и еще труднее использовать. Тем не менее система электроснабжения на постоянном токе долгое время занимала господствующее положение.

Стремление применить для передачи и распределения электроэнергии переменный однофазный ток также не дало эффективных результатов, так как двигатели однофазного тока не обеспечивали промышленного электропривода. Применение переменного тока в этот период ограничивалось лишь областью электрического освещения. Значительным стимулом к внедрению переменного тока явилось создание электрической свечи Яблочкова и разработка схемы дробления электроэнергии посредством индукционных катушек, представлявших собой трансформатор с разомкнутой магнитной системой. В середине 80-х годов были созданы промышленные типы однофазных трансформаторов с замкнутой магнитной системой (О. Блати, М. Дери, К. Циперновский).

Успешное решение возникших сложных научно-технических задач оказалось возможным благодаря теоретическим исследованиям в области электромагнетизма, проведенным в 70—90-е годы XIX в. Важнейшее место среди них принадлежит электромагнитной теории Д. К. Максвелла, исследованию магнитных свойств стали и расчету магнитных цепей (А. Г. Столетов, Д. Гопкинсон), открытию явления вращающегося магнитного поля (Г. Феррарис, Н. Тесла) и разработке техники многофазных, в частности трехфазных, цепей (М. О. Доливо-Добровольский, Н. Тесла и др.), созданию основ теории цепей, машин и трансформаторов (Г. Капп, М. О. Доливо-Добровольский, Ч. П. Штейнмец и др.).

Трехфазные цепи имели огромные преимущества по сравнению с цепями постоянного и переменного однофазного токов благодаря тому, что они позволили комплексно решить стоящую проблему: не только экономично передавать электроэнергию на большие расстояния, но и создать простые, надежные в работе асинхронные двигатели с хорошими рабочими характеристиками. Указанные преимущества были наглядно продемонстрированы в 1891 г. в Германии первой передачей электрической энергии посредством трехфазных цепей из Лауфена во Франкфурт-на-Майне (напряжение линии передачи 15 000 в, расстояние 170 км, к. п. д. более 75%). Эта передача открыла широкую дорогу в промышленность трехфазным цепям и положила начало современному этапу развития электротехники — становлению электрификации.

С этого времени быстро возрастают мощность электрических станций и напряжение электропередач, разрабатываются новые конструкции электрических машин, аппаратов и приборов. Электрический двигатель все более проникает в область промышленного привода, вытесняя паровую машину.

Процесс электрификации постепенно охватывает все новые области производства: развиваются электрометаллургия, электротермия, электрохимия. Электрическая энергия широко используется в самых разнообразных отраслях промышленности, на транспорте, в сельском хозяйстве и в быту.

Рост потребности в постоянном токе (электрохимия, электрический транспорт и пр.) послужил толчком для развития преобразовательной техники. Вначале для преобразования переменного тока в постоянный применялись электромашинные устройства, а затем все шире стали использоваться ионные приборы, что привело к зарождению новой отрасли техники — промышленной электроники. Развивающаяся промышленность, торговля и транспорт требовали создания более совершенных средств связи. Открытия и исследования в области электромагнитного поля позволили решить и эту проблему и способствовали возникновению в 90-х годах XIX в. радиотехники, представляющей в настоящее время одну из важнейших отраслей техники.

Как указывалось выше, революционизирующая роль электричества в развитии производительных сил была отмечена еще К. Марксом и Ф. Энгельсом.

Развивая учение К. Маркса и Ф. Энгельса, В. И. Ленин научно обосновал роль электрификации в восстановлении и развитии народного хозяйства, в создании социалистической экономики нашей страны. Коммунистический строй, — учит В. И. Ленин, — победит капитализм потому, что позволяет создать более мощные производительные силы, более высокую, чем при капитализме, производительность труда. Но для решения этой задачи надо перевести всю экономику страны на базу крупной машинной индустрии. А такой базой является электрификация всех отраслей народного хозяйства.

Ленинская формула «Коммунизм — это есть Советская власть плюс электрификация всей страны» подчеркивает необходимость единства передового общественного строя — Советской власти и передовой экономики, базирующейся на электрификации.

Ленинский план электрификации страны — план ГОЭЛРО — был утвержден VIII Всероссийским съездом Советов в декабре 1920 г. Этот план, по образному выражению акад. Г. М. Кржижановского, как бы устанавливал рельсы, по которым шел весь наш гигантский культурно-хозяйственный поезд с тем оснащением, которое должно было радикально преобразовать все хозяйство и всю культуру страны Советов.

Грандиозные успехи, достигнутые к 50-летию Советского государства, являются убедительным доказательством того, что сбылось мудрое ленинское предсказание: «Электрификация переродит Россию».

Советский Союз превратился в мощную индустриальную державу. В настоящее время СССР во многих областях энергетики и электропромышленности занимает ведущее место в мире. Социалистическая форма управления народным хозяйством обусловила создание мощных ГЭС и каскадов гидроэлектростанций, строительство крупнейших тепловых электростанций и мощных гидрогенераторов, невиданные темпы развития теплофикации, строительство

высоковольтных линий электропередач и мощных объединенных энергосистем, высокий технический уровень электросетевого хозяйства страны.

За 50 лет социалистического строительства выработка электроэнергии возросла почти в 300 раз — с 2 млрд. *квт · ч* в год (1913 г.) почти до 600 млрд. *квт · ч* (1967 г.). Только прирост электроэнергии в 1967 г. составил свыше 50 млрд. *квт · ч*, что превышает всю годовую выработку электроэнергии в довоенном 1940 г.

Ни одна страна в мире не знает подобных темпов развития электроэнергетики. Так, за период 1929—1965 гг. мощность электростанций в СССР возросла в 60 раз, а выработка электроэнергии — в 101 раз, в США за эти же годы мощность электростанций возросла в 7,5 раза, а производство электроэнергии — в 10,8 раза.

Неизмеримо возросли мощности электростанций. Мощность одной из крупнейших в мире тепловых электростанций — Приднепровской ГРЭС составляет 2,4 млн. *квт*, что в 42 раза превышает мощность самой крупной тепловой станции дореволюционной России; самая мощная в мире Братская ГЭС (4,1 млн. *квт*) в 3000 раз превосходит по мощности Гиндукушскую ГЭС — лидера дореволюционной гидроэнергетики.

В дореволюционной России гидравлических турбин не изготавливали вообще, а в канун 50-летия Октября вступили в строй крупнейшие в мире два гидроагрегата по 500 тыс. *квт* на Красноярской ГЭС. Можно сказать, что в каждом таком агрегате заключена мощность, равная мощности всей Днепрогэс. Максимальная единичная мощность паровой турбины в старой России составляла 1250 *квт*, а в 1967 г. на Славянской ГРЭС смонтирован энергоблок (котел — турбина) в 800 тыс. *квт*.

Еще в 1954 г. в нашей стране была пущена первая в мире атомная электростанция, а в 1967 г. из 8 млн. *квт* мощности атомных электростанций всего мира около 1 млн. *квт* давали советские АЭС.

Уже действует Единая Энергетическая система Европейской части СССР, в которую входит более 550 станций общей мощностью свыше 80 млн. *квт*. В недалеком будущем мощность этой системы возрастет до 100 млн. *квт* и посредством гигантских «электрических мостов» — линий передач длиной более 2000 км — она будет связана с Центрально-Сибирской и Северо-Казахстанской энергосистемами. Не за горами создание Единой Энергетической системы Советского Союза.

В 1970 г. выработка электроэнергии составит около 740 млрд. *квт · ч* — такого количества электроэнергии не производят все европейские капиталистические страны, вместе взятые.

Успехи в развитии электроэнергетики привели к значительному увеличению (в 40 раз за годы Советской власти) электровооруженности труда в промышленности. Энергия, потребляемая установками с автоматизированным электроприводом, составляет более половины всей электроэнергии, вырабатываемой в стране.

Использование электроэнергии в различных отраслях народного хозяйства нашей страны наглядно иллюстрируется, например, структурой потребления электроэнергии в 1965 г.:

Электропривод (в том числе бытовые электроприборы и машины)	62%
Электролиз и электрохимия	12%
Электрическое освещение	9%
Электротермия	7%
Электротяга	5%
Электросварка	3%
Телевидение и связь	2%

Значительные сдвиги произошли в электрификации транспорта. К 1965 г. 80% всех перевозок на железнодорожном транспорте СССР было осуществлено локомотивами с тяговым электроприводом.

Резко возросли темпы электрификации сельского хозяйства, где потребление электроэнергии в 1967 г. составило около 30 млрд. *квт·ч*, что почти в 14 раз превышает выработку электроэнергии всеми электростанциями дореволюционной России. В 1970 г. будут электрифицированы в основном все сельскохозяйственные предприятия и производственные помещения, а также дома колхозников.

Электрификация быта в городе и деревне свидетельствует об улучшении условий жизни трудящихся нашей страны: 35 млрд. *квт·ч* было израсходовано на коммунально-бытовые нужды в 1965 г. и всего 0,36 млрд. *квт·ч* в 1913 г.

В последние годы во все отрасли народного хозяйства все шире внедряются электронные вычислительные машины и автоматизированные, кибернетические системы управления.

Овладение основами электротехнических знаний позволит инженеру-неэлектрику творчески использовать преимущества электрификации для развития выбранной им отрасли производства, шире внедрять электронные и автоматические приборы и устройства, вычислительные машины и программирование.

Характерной особенностью нашего времени является тесное творческое содружество ученых и инженеров-электриков со специалистами различных отраслей науки и техники. С одной стороны, использование достижений электротехники стимулирует развитие любой отрасли производства, с другой — для создания современных мощных гидро- и турбогенераторов, трансформаторов, разнообразных электрических аппаратов и радиоэлектронных устройств, освоения производства новейших электротехнических материалов требуются усилия не только ученых, инженеров-электриков и энергетиков, но и металлургов, химиков, строителей, механиков, технологов и многих других специалистов.

Ученые и инженеры, работающие в самых различных отраслях народного хозяйства, не могли бы добиться успеха, не опираясь на опыт передовой отечественной и зарубежной науки, не исполь-

зую новейших достижений техники. А все эти достижения базируются на электрификации.

В курсе общей электротехники изучаются электрические и магнитные явления и их использование для практических целей. Этот курс должен дать инженеру-неэлектрику те общие сведения, без которых он не сможет изучить и понять действие разнообразных электротехнических приборов и устройств, применяемых в различных отраслях народного хозяйства.

Глава 1

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 1.1. ПРОСТЕЙШАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ЦЕПЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА. ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Электрической цепью называется система, состоящая из источников электрической энергии (источников питания), приемников электрической энергии (потребителей) и соединяющих

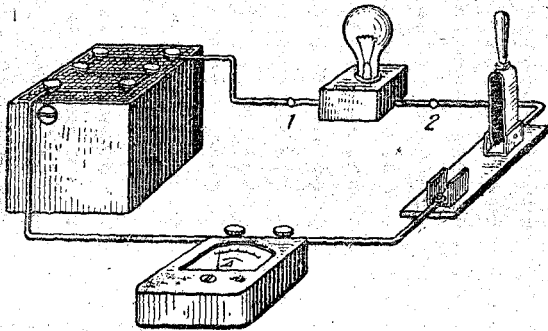


Рис. 1.1. Простейшая электрическая цепь постоянного тока

их электрических проводов, вдоль которых электрическая энергия от источника передается потребителю. Источники питания, электрические провода и потребители составляют основные элементы электрической цепи.

На рис. 1.1 показана простейшая электрическая цепь, состоящая из аккумуляторной батареи, электрической лампы, рубильника, амперметра и соединительных проводов.

Источник питания образует внутреннюю часть цепи, а потребитель совместно с соединительными проводами, амперметром и рубильником — внешнюю часть цепи, или просто

внешнюю цепь. Когда внешняя часть цепи образует с внутренней частью цепи замкнутый контур, в цепи возникает электрический ток, величину которого можно измерить при помощи амперметра.

Величина, или сила, электрического тока определяется количеством электричества (зарядом), проходящим через поперечное сечение проводника в единицу времени. Когда величина и направление тока в цепи остаются неизменными, его называют постоянным током и обозначают буквой I . Если за t секунд прошло q единиц количества электричества, то сила постоянного тока

$$I = \frac{q}{t}. \quad (1.1)$$

В общем случае изменяющегося тока значения тока в отдельные моменты времени называют мгновенными значениями и обозначают буквой i . Ток i связан с зарядом и временем соотношением

$$i = \frac{dq}{dt}. \quad (1.2)$$

Отсюда количество электричества, которое переносит изменяющийся ток i за промежуток времени от 0 до t ,

$$q = \int_0^t i dt. \quad (1.3)$$

В Международной системе единиц измерения (СИ) основной электрической единицей является единица тока ампер (а). Количество электричества в этой системе измеряется в ампер-секундах (а·сек) или кулонах (к). Заряд в 1 к соответствует заряду $6,29 \cdot 10^{18}$ электронов. При токе в 1 а через поперечное сечение проводника в секунду проходит заряд, равный заряду $6,29 \cdot 10^{18}$ электронов.

Прохождение электрического тока в цепи связано с процессами непрерывного преобразования энергии в каждом из ее элементов.

В источниках питания имеет место преобразование в электрическую энергию других видов энергии: механической в генераторах, химической в гальванических элементах и аккумуляторах, тепловой в термоэлементах, лучистой в фотоэлементах и т. п.

В приемниках происходит обратное преобразование электрической энергии в другие виды энергии: механическую в двигателях, тепловую в нагревательных устройствах, световую в источниках света и химическую в различных электрометаллургических установках и аккумуляторах.

В процессе преобразования в электрическую энергию других видов энергии в источнике питания возбуждается электродвижущая сила (э. д. с.), которая вызывает в замкнутой цепи электрический ток. Под действием э. д. с. источника в про-

водниках замкнутой цепи возникает электрическое поле, на отдельных участках цепи устанавливаются разности электрических потенциалов.

За условно положительное направление тока принято считать направление движения положительных зарядов. Участки цепи, содержащие э. д. с., называют активными, а без э. д. с. — пассивными.

На пассивных участках цепи положительные заряды в электрическом поле движутся от точек высшего потенциала к точкам низшего потенциала. Поэтому за положительное направление тока в пассивных участках принимается направление убывания в них потенциала.

Убывание электрического потенциала на пассивном участке цепи, или равную ему разность потенциалов крайних точек участка, называют также электрическим напряжением, или просто напряжением участка цепи. Напряжение на пассивном участке цепи является мерой той электрической энергии, которую затрачивает источник питания на перемещение заряда в один кулон на этом участке.

Электрическое напряжение U_{12} между двумя точками 1 и 2 цепи (см. рис. 1.1) равно работе, совершаемой источником питания при перемещении заряда в один кулон из первой точки во вторую:

$$U_{12} = \varphi_1 - \varphi_2 = \frac{A_{12}}{q}, \quad (1.4)$$

где φ_1 и φ_2 — потенциалы точек 1 и 2;

q — перемещаемый заряд;

A_{12} — работа, затрачиваемая на перемещение заряда q из точки 1 в точку 2.

Если при перемещении заряда q по замкнутой цепи источник должен совершать работу, равную A , то работа, затрачиваемая источником на перемещение заряда в один кулон по всей замкнутой цепи, численно равна э. д. с.

$$E = \frac{A}{q}. \quad (1.5)$$

В СИ работа измеряется в джоулях (дж), а напряжение и э. д. с. — в вольтах (в).

Электрический ток в цепи имеет прямую зависимость от действующей в ней э. д. с., однако не определяется ею однозначно. Аналогично этому ток в пассивном участке цепи не определяется однозначно действующим в ней напряжением. Кроме напряжения, ток пассивного участка цепи зависит от его электрического сопротивления. Если участок 1—2 цепи (см. рис. 1.1) имеет электрическое сопротивление r_{12} , а напряжение на его концах равно U_{12} , то ток I цепи может быть определен по формуле

$$I = \frac{U_{12}}{r_{12}}. \quad (1.6)$$

Формула (1.6) выражает закон Ома для пассивного участка цепи.

Закон Ома может быть применен не только к отдельным участкам, но и ко всей цепи в целом.

Рассмотрим цепь рис. 1.1. Пусть источник питания этой цепи характеризуется величиной э. д. с. E и внутренним сопротивлением r_0 . Сопротивление внешнего участка цепи, равное сопротивлению лампы, обозначим r . Тогда, согласно закону Ома для замкнутой цепи, ток I в цепи будет прямо пропорционален действующей в ней э. д. с. E и обратно пропорционален общему сопротивлению $r_{\text{общ}}$, величина которого равна сумме сопротивлений внешнего r и внутреннего r_0 участков цепи:

$$I = \frac{E}{r + r_0} = \frac{E}{r_{\text{общ}}}. \quad (1.7)$$

Зная ток и сопротивление пассивного участка, по формуле (1.6) можно определить напряжение U_{12} на участке цепи:

$$U_{12} = r_{12}I, \quad (1.8)$$

а из формулы (1.7) — э. д. с. цепи:

$$E = rI + r_0I. \quad (1.9)$$

Произведение сопротивления и тока участка обычно называют падением напряжения на участке цепи. В рассматриваемом случае произведение rI выражает падение напряжения во внешней цепи, а произведение r_0I — падение напряжения внутри источника.

Падение напряжения rI во внешней цепи равно напряжению U на внешних зажимах источника питания, поэтому уравнение (1.9) можно переписать в другом виде:

$$E = U + r_0I. \quad (1.10)$$

Уравнение (1.10) называют уравнением электрического состояния простейшей цепи. Согласно этому уравнению э. д. с. источника больше напряжения на его зажимах на величину внутреннего падения напряжения. Следовательно, напряжение источника питания при увеличении тока нагрузки не остается постоянным и снижается за счет внутреннего падения напряжения. Зависимость $U(I)$ выражает так называемую внешнюю характеристику источника, по которой можно судить об изменении напряжения на его зажимах при изменении тока нагрузки.

Формулы (1.4) и (1.5) могут быть использованы для подсчета работы и мощности источника во всей цепи и на отдельном ее участке. Согласно этим формулам и с учетом выражения (1.1) работа, совершаемая источником для поддержания тока во всей цепи,

$$A = Eq = EIt, \quad (1.11)$$

а работа, совершаемая источником на участке 1—2 цепи,

$$A_{12} = U_{12}q = U_{12}It. \quad (1.12)$$

Мощность, развиваемая источником во всей цепи,

$$P = \frac{A}{t} = EI, \quad (1.13)$$

а мощность, развиваемая источником на участке 1—2 цепи,

$$P_{12} = \frac{A_{12}}{t} = U_{12}I. \quad (1.14)$$

В тех случаях, когда участок цепи не содержит э. д. с., формулы работы (1.12) и мощности (1.14) можно записать в другом виде, подставив в них значения U_{12} из (1.8) и I из (1.6):

$$A_{12} = r_{12}I^2t = \frac{U_{12}^2}{r_{12}}t \quad (1.15)$$

и

$$P_{12} = r_{12}I^2 = \frac{U_{12}^2}{r_{12}}. \quad (1.16)$$

За единицу работы, как уже говорилось, принят джоуль (дж), за единицу мощности — ватт (вт). Работа в 1 джоуль равна ватт-секунде (вт·сек).

§ 1.2. СХЕМЫ НЕРАЗВЕТВЛЕННЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Реальные электрические цепи, кроме основных элементов, содержат различные приборы, аппараты и другие вспомогательные устройства.

Для удобства изображения, анализа режимов работы и расчета электрические цепи заменяются схемами замещения, или просто электрическими схемами. Эти схемы состоят из отдельных условно изображенных реальных элементов, соединенных тем или иным образом в зависимости от того, какую цепь замещает схема и какие явления в отдельных элементах желают учесть при этом.

При составлении схем замещения допускают ряд упрощений, которые значительно облегчают расчет цепей, обеспечивая достаточную для практики точность.

В дальнейшем будет показано, что в зависимости от удобства расчета и самих расчетных величин одну и ту же реальную цепь можно представить несколькими схемами замещения. В этом случае схемы называют эквивалентными.

При составлении электрических схем следует придерживаться стандартизованных ГОСТ 7624—55 обозначений для элементов схем, электрических величин, а также способов соединений.

Источники питания на схемах изображаются в зависимости от тех условий, в которых они работают в цепи. В большинстве случаев работа источников характеризуется постоянными значениями возбуждаемой в них э. д. с. E и величиной их внутреннего сопротивления.

Многие потребители электрической энергии могут характеризоваться на схемах только сопротивлением r , так как скорость (мощность) необратимого процесса поглощения ими электрической энергии пропорциональна квадрату проходящего по ним тока $P = rI^2$. В этом случае замещающее потребителя сопротивление определяется отношением мощности потребления энергии к квадрату тока:

$$r = \frac{P}{I^2}.$$

В приемниках, преобразующих электрическую энергию в механическую (двигатели) или в химическую (например, при зарядке аккумулятора), возникают э. д. с., направление которых противоположно направлению проходящего по ним тока. Поэтому эти э. д. с. называются противоэлектродвижущими силами $E_{\text{пр}}$. Такие приемники на схемах замещаются источником с противо-э. д. с. $E_{\text{пр}}$ и сопротивлением r_0 , показывающим, что преобразованию электрической энергии в механическую или химическую сопутствуют тепловые потери энергии $r_0 I^2$.

Реальные электрические провода замещаются на схеме электрическим сопротивлением, поскольку передача энергии от источника к потребителю связана с потерей части энергии на нагревание проводов.

На расчетных схемах сопротивления отдельных элементов электрических цепей считают сосредоточенными на тех или иных участках схемы и обозначают прямоугольниками.

Линии, соединяющие отдельные элементы схем, рассматриваются как проводники со столь малым сопротивлением, что оно не учитывается.

Электрические цепи в зависимости от ряда характерных для них признаков подразделяются на группы и имеют свои наименования. Так, цепи, по которым проходят постоянные токи, называются электрическими цепями постоянного тока. Если электрическое сопротивление цепи не зависит от проходящего по нему тока, то такие цепи называются линейными электрическими цепями (о нелинейных цепях см. гл. 4).

В зависимости от числа приемников электрической энергии, числа источников питания и способа их соединений различают электрические цепи простые, или неразветвленные, и сложные, или разветвленные, цепи с одним источником питания и цепи с несколькими источниками питания. В этом параграфе рассматриваются несколько при-

меров схем неразветвленных, а в § 1.3 — схем разветвленных электрических цепей постоянного тока.

На рис. 1.2 приведена схема простой, или неразветвленной, электрической цепи постоянного тока (см. рис. 1.1) с одним источником питания.

Элементами этой схемы являются источник питания (батарея гальванических элементов или аккумуляторов) с э. д. с. E и внутренним сопротивлением r_0 и приемник с сопротивлением r_{12} . Сопротивление соединительных проводов цепи мало и на схеме не учитывается.

На рис. 1.3 показана схема простейшей цепи, состоящей из генератора с э. д. с. E и внутренним сопротивлением r_0 , двух соединительных проводов, каждый из которых имеет сопротивление $0,5r_n$, и приемника, характеризующегося сопротивлением r .

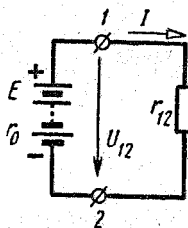


Рис. 1.2. Схема неразветвленной цепи, состоящей из аккумулятора, потребителя и соединительных проводов, сопротивление которых не учитывается

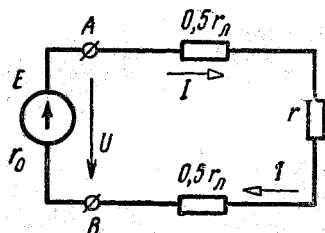


Рис. 1.3. Схема неразветвленной цепи, состоящей из генератора, потребителя и соединительных проводов, сопротивление которых учтено

На схемах должны быть указаны положительные направления э. д. с., напряжений и токов. На схеме рис. 1.2 знаками «+» и «-» обозначена полярность внешних зажимов источника, показывающая, что его э. д. с. действует внутри источника от «минуса» к «плюсу». Направление э. д. с. источника схемы рис. 1.3 указано стрелкой, поэтому знаки «+» и «-», обозначающие полярность внешних зажимов источника, оказываются лишними и не ставятся.

На внешнем пассивном участке ток направлен от положительного полюса источника к отрицательному, или от точек высшего потенциала к точкам низшего потенциала, а внутри источника — от точек низшего потенциала к точкам высшего потенциала. Направление тока совпадает с направлением э. д. с. источника или с направлением напряжения на внешнем участке, поэтому стрелки, обозначающие положительные направления э. д. с. на активных участках, направляют от точки низшего потенциала к точке высшего потенциала, а стрелки, обозначающие направления напряжения, — от точки высшего потенциала к точке низшего потенциала.

В современных электрических цепях потребители часто не присоединяются непосредственно к зажимам источника. Они подключаются к проводам электрических сетей, питание которых осуществляется от электрических станций или подстанций. В подобных случаях можно говорить, что потребитель подключается к питающему пункту с напряжением U , как показано на схеме рис. 1.4.

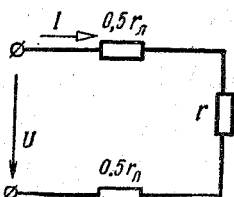


Рис. 1.4. Схема подключения потребителя к питающему пункту

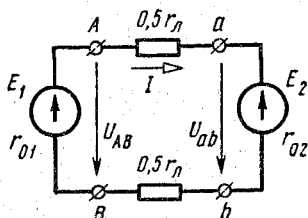


Рис. 1.5. Схема неразветвленной цепи с двумя э. д. с.

На рис. 1.5 приведена схема цепи, в левой части которой включен источник питания с э. д. с. E_1 и внутренним сопротивлением r_{01} . В правой части схемы показан приемник электрической энергии — электрический двигатель. На схемах электрические двигатели обозначаются так же, как и генераторы. Однако характерной особенностью их является то, что противодействующая э. д. с. E_2 противоположна направлению тока участка. Поэтому стрелка, указывающая положительное направление э. д. с. E_2 , направлена противоположно стрелке, указывающей положительное направление тока I схемы.

Отсюда вытекает простое формальное правило: если на электрической схеме показаны машины постоянного тока, то машины, в которых направления э. д. с. и тока совпадают, работают в качестве источников электрической энергии (генераторов), а машины, в которых направления э. д. с. и тока противоположны, работают в качестве потребителей электрической энергии (электродвигателей).

Аналогичная картина наблюдается в схемах с химическими источниками. На схеме рис. 1.2 аккумулятор работает в качестве источника, а на схеме рис. 1.6 — в качестве потребителя, когда он подключен для зарядки к сети постоянного тока с напряжением U . Такое заключение по схеме рис. 1.6 можно сделать на том основании, что направления тока и э. д. с. аккумулятора противоположны.

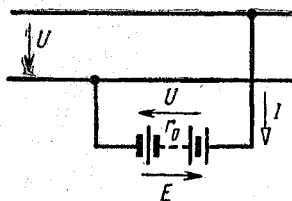


Рис. 1.6. Схема присоединения аккумуляторной батареи к сети постоянного тока для зарядки

Рассмотренные выше схемы относятся к группе схем неразветвленных электрических цепей с одним источником питания, хотя в двух последних схемах, кроме э. д. с. источников, действуют еще э. д. с. приемников. По всем элементам каждой из этих схем проходит один и тот же ток I , поэтому такое соединение элементов схем называют последовательными.

Значение тока в цепи, состоящей из последовательно соединенных элементов, определяется по закону Ома, согласно которому ток равен алгебраической сумме э. д. с., действующих в цепи, поделенной на сумму сопротивлений отдельных элементов цепи:

$$I = \frac{\sum_{n=1}^{n=k} E_n}{\sum_{n=1}^{n=m} r_n} = \frac{E}{r_{\text{общ}}}. \quad (1.17)$$

Здесь $E = \sum_{n=1}^{n=k} E_n$ — результирующая э. д. с. k активных элементов цепи, составленная суммированием со знаком «+» всех э. д. с., совпадающих по направлению с током, и со знаком «—» э. д. с., противоположных по направлению току;

$r_{\text{общ}} = \sum_{n=1}^{n=m} r_n$ — общее сопротивление цепи, равное сумме сопротивлений m последовательно соединенных элементов.

Напряжение U на пассивном участке определяется произведением сопротивления участка r на ток I ($U = rI$).

Для определения напряжения на активном участке рассмотрим два возможных случая: когда ток I и э. д. с. E_1 (см. участок $A-B$ схемы рис. 1.5) совпадают по направлению (источник питания) и когда ток I и э. д. с. E_2 (см. участок $a-b$ той же схемы) противоположны по направлению (потребитель).

В первом случае потенциал φ_A точки A выше потенциала φ_B точки B , так как ток внутри источника проходит от низшего потенциала к высшему. Это повышение потенциала можно определить, если учесть, что при переходе от точки B к точке A по внутреннему участку цепи потенциал повысится на величину э. д. с. E_1 и понизится на величину падения напряжения $r_{01}I$ во внутреннем сопротивлении r_{01} . Таким образом,

$$\varphi_A = \varphi_B + E_1 - r_{01}I.$$

Разность потенциалов $\varphi_A - \varphi_B$ определяет напряжение на зажимах источника:

$$U_{AB} = \varphi_A - \varphi_B = E_1 - r_{01}I. \quad (1.18)$$

Как следует из выражения (1.18), напряжение источника меньше э. д. с. на величину его внутреннего падения напряжения.

Во втором случае потенциал φ_b будет меньше потенциала φ_a на величину э. д. с. E_2 и величину падения напряжения $r_{02}I$, как и на отдельных участках внешней цепи ток проходит от высшего потенциала к низшему. Тогда

$$\varphi_b = \varphi_a - E_2 - r_{02}I$$

и

$$U_{ab} = \varphi_a - \varphi_b = E_2 + r_{02}I. \quad (1.19)$$

Согласно (1.19) напряжение на зажимах потребителя, содержащего э. д. с., больше э. д. с. на величину его внутреннего падения напряжения.

Из выражений (1.18) и (1.19) можно определить ток участка через его э. д. с., напряжение и сопротивление. В первом случае для источника

$$I = \frac{E_1 - U_{AB}}{r_{01}}, \quad (1.20)$$

во втором случае для потребителя

$$I = \frac{-E_2 + U_{ab}}{r_{02}}. \quad (1.21)$$

На основании формул (1.20) и (1.21) можно написать общее уравнение, связывающее ток I , э. д. с. E , напряжение U и сопротивление r активного участка цепи:

$$I = \frac{\pm E \pm U}{r}. \quad (1.22)$$

Уравнение (1.22) выражает закон Ома для активного участка цепи в наиболее общей форме: ток активного участка цепи равен алгебраической сумме э. д. с. и напряжения, поделенной на сопротивление участка; э. д. с. E и напряжение U берутся со знаком «+», когда их положительные направления совпадают с положительным направлением тока, и со знаком «-», когда их направления противоположны направлению тока.

§ 1.3. СХЕМЫ РАЗВЕТВЛЕННЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

На рис. 1.7 приведена весьма распространенная в практике схема четырехплечного моста для измерения сопротивлений. Она изображает разветвленную электрическую цепь, питаемую от одного источника, внутреннее сопротивление которого вследствие малой величины не учитывается.

Схема рис. 1.8 представляет собой разветвленную электрическую цепь с несколькими электрическими машинами. При указанных направлениях токов и э. д. с. на отдельных участках две машины с э. д. с. E_1 и E_2 работают в качестве генераторов, а одна машина с противо-э. д. с. E_4 — в качестве электродвигателя.

В сложных схемах пользуются понятиями ветвь и узел. Ветвью называется участок цепи, все элементы которого соединены последовательно. Точки, к которым подходит не менее трех ветвей, называются точками разветвления, или узлами. Узлы на схемах отмечают точкой и часто обозначают буквами или цифрами. На схеме рис. 1.7 имеются четыре узла в точках 1, 2, 3 и 4, а на схеме рис. 1.8 — четыре узла в точках а, б, в и г.

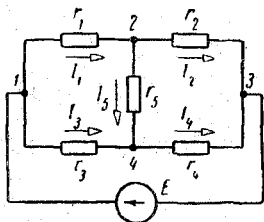


Рис. 1.7. Схема разветвленной электрической цепи с одним источником питания

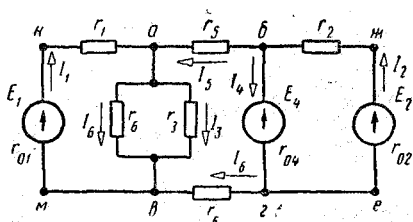


Рис. 1.8. Схема разветвленной электрической цепи с несколькими источниками питания

Для удобства каждой ветви присваивают номер, соответствующий индексу у буквенных обозначений сопротивления или тока ветви. Например, на схеме рис. 1.8 крайнюю левую ветвь удобно назвать первой, крайнюю правую — второй и т. д.

Из курса физики известно, что для сложных электрических цепей можно составить уравнения по первому и второму законам Кирхгофа. Напомним эти законы.

По первому закону Кирхгофа, алгебраическая сумма токов в точке разветвления (узле) электрической цепи равна нулю:

$$\sum_{k=1}^{k=n} I_k = 0. \quad (1.23)$$

При этом токи, направленные к узлу, следует брать с одним (произвольно выбранным) знаком, а токи, направленные от узла, — с противоположным знаком. Иногда уравнения, подобные (1.23), записывают по-другому, группируя токи, направленные к узлу, в одной части равенства, а токи, направленные от узла, — в другой. Тогда, по первому закону Кирхгофа, сумма токов, направленных к узлу, равна сумме токов, направленных от узла.

Например, по первому закону Кирхгофа, для узла a схемы рис. 1.8

$$I_1 + I_5 - I_3 - I_6 = 0$$

или

$$I_1 + I_5 = I_3 + I_6.$$

Согласно второму закону Кирхгофа в замкнутом контуре алгебраическая сумма падений напряжений участков равна алгебраической сумме э. д. с.:

$$\sum_{k=1}^{k=m} r_k I_k = \sum_{k=1}^{k=n} E_k. \quad (1.24)$$

При составлении уравнений по второму закону Кирхгофа произвольно намечается направление обхода контура, при этом положительными э. д. с. считаются те, направления которых совпадают с направлением обхода контура, а падения напряжения считаются положительными на тех участках, на которых совпадают направление тока и направление обхода контура.

Составим такое уравнение для контура *бггжб* схемы рис. 1.8, производя обход этого контура против направления движения часовой стрелки.

Согласно сказанному выше находим, что

$$r_{02} I_2 + r_2 I_2 + r_{04} I_4 = E_2 - E_4.$$

Для контура *кабжегвмк* той же схемы при обходе его по направлению движения часовой стрелки можно составить следующее уравнение:

$$r_{01} I_1 + r_1 I_1 - r_5 I_5 - r_2 I_2 - r_{02} I_2 + r_6 I_6 = E_1 - E_2.$$

§ 1.4. РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Из всех возможных режимов работы отдельных элементов электрической цепи наиболее характерными являются четыре: номинальный режим, режим холостого хода (х.х), режим короткого замыкания (к.з) и согласованный режим.

1) Номинальный режим. Номинальный режим источников и приемников в электрической цепи характеризуется тем, что напряжения, токи и мощности их соответствуют тем значениям, на которые они рассчитаны заводами-изготовителями. При этом гарантируются наилучшие условия работы (экономичность, долговечность и т. п.).

Величины, определяющие номинальный режим, обычно указываются в паспорте или на щитке, прикрепленном непосредственно

к устройству. Эти данные обычно берутся за основу при расчетах электрических схем, включающих соответствующие элементы.

Наиболее характерными номинальными данными электротехнических устройств являются их номинальные напряжения и токи. По номинальному напряжению рассчитывается изоляция токоведущих частей, а по номинальному току — условия их предельно допустимого нагрева.

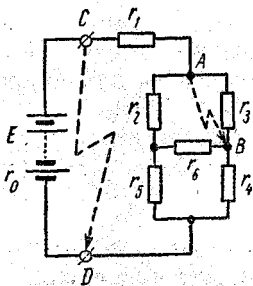
2) Режим холостого хода. Режим работы отдельных источников и приемников, при котором ток в них равен нулю, называется режимом холостого хода. Для практического осуществления режима холостого хода достаточно отключить один из проводов, при помощи которых элемент присоединен к цепи. Для цепи,

состоящей из последовательно соединенных потребителей и источников, холостой ход одного из элементов схемы вызывает такой же режим работы всех других элементов.

В более сложных схемах (например, схема рис. 1.9) режим холостого хода одного элемента схемы (отключение сопротивления r_3) только видоизменяет режим работы элементов оставшейся части цепи.

3) Режим короткого замыкания. Если сопротивление между двумя точками, к которым подключен какой-либо участок цепи, становится во много раз меньше номинального и практически приближается к нулю, то в цепи на этом участке имеет место короткое замыкание. Режим короткого замыкания характеризуется тем, что напряжение на короткозамкнутом участке равно нулю ($U_{к.з} = 0$).

Рис. 1.9. Примеры короткого замыкания: между точками A и B ; между точками C и D .



Короткие замыкания в цепях нежелательны, так как они могут привести к авариям, имеющим часто тяжелые последствия. Возникающие при этом токи короткого замыкания могут вызвать повреждение изоляции подводящих проводов, оказать сильные электродинамические воздействия на отдельные части электроустановки и вывести их из строя.

В реальных условиях короткие замыкания часто возникают при повреждении изоляции между жилами кабеля или между двумя соседними проводами, при неправильном соединении схемы и т. п. Нередко короткие замыкания получаются в результате небрежного обращения с электроустановками и плохого ухода за ними.

Во избежание аварий необходимо строго соблюдать существующие нормы и правила монтажа и эксплуатации электроустановок. Чтобы не допустить повреждения установок от токов короткого замыкания, в электрических цепях предусматривают устройства

защиты, которые автоматически должны отключать поврежденные участки.

Рассмотрим простейший пример короткого замыкания в схеме рис. 1.9: Пусть э. д. с. источника и все сопротивления схемы постоянны. При коротком замыкании между точками A и B сопротивление r_3 будет короткозамкнутым и по нему ток не пойдет. Это вызовет изменение режима в остальных элементах схемы.

При коротком замыкании между зажимами C и D источника ток во внешней части схемы будет равен нулю, а ток короткого замыкания источника, определяемый только его э. д. с. и внутренним сопротивлением,

$$I_{к.з} = \frac{E}{r_0}$$

значительно увеличится, так как сопротивление r_0 обычно составляет незначительную часть сопротивления внешней цепи. Поэтому, как правило, токи короткого замыкания опасны для источников.

4) **Согласованный режим.** Согласованным режимом какого-либо пассивного элемента внешней цепи называют режим, при котором этот элемент работает с максимальной мощностью.

Согласованным режимом источника и внешней цепи называется такой режим, при котором во внешней цепи развивается наибольшая возможная мощность при данном источнике. Последнее обстоятельство часто используется, например, в измерительных схемах, когда согласованный режим позволяет сделать схему наиболее чувствительной.

В дальнейшем будет показано, что любой элемент сложной цепи может быть настроен на согласованный режим по отношению к остальной части цепи.

§ 1.5. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ В ПРОСТЕЙШЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

При рассмотрении простейшей электрической цепи схемы рис. 1.1 или ее эквивалентной схемы (рис. 1.10), состоящей из источника питания с э. д. с. E , внутренним сопротивлением r_0 и внешней цепи, сопротивление которой равно r , было показано, что э. д. с. источника больше напряжения на его зажимах на величину внутреннего падения напряжения:

$$E = U + r_0 I.$$

При умножении на ток I правой и левой частей этого уравнения получим уравнение баланса мощностей цепи

$$EI = UI + r_0 I^2 \quad (1.25)$$

или

$$P_1 = P_2 + P_0.$$

Согласно этим уравнениям вся развиваемая источником мощность $P_1 = EI$ состоит из мощности $P_2 = UI$, передаваемой источником во внешнюю цепь, и мощности потерь $P_0 = r_0 I^2$ внутри источника.

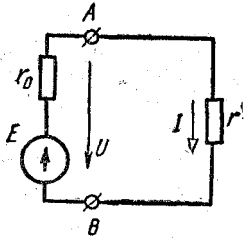


Рис. 1.10. Один из вариантов эквивалентной схемы электрической цепи рис. 1.1

Исследуем условия передачи мощности источника во внешнюю цепь и зависимость коэффициента полезного действия (к. п. д.) источника от величины сопротивления r внешней цепи.

При режиме холостого хода ($r = \infty$) ток нагрузки $I = \frac{E}{r_0 + r}$ равен нулю. С уменьшением сопротивления нагрузки ток растет и достигает наибольшего значения при коротком замыкании внешних зажимов источника, когда $r = 0$. Величина этого тока определяется величиной э. д. с. и внутренним сопротивлением источника:

$I_{к.з} = \frac{E}{r_0}$. Мощность, развиваемая источником, $P_1 = EI$ при изменении сопротивления нагрузки растет пропорционально току и достигает наибольшего значения при коротком замыкании. Мощность, развиваемая во внешней цепи,

$$P_2 = rI^2 = \frac{E^2}{(r_0 + r)^2} r \quad (1.26)$$

равна нулю при холостом ходе и при коротком замыкании. Эта мощность имеет максимальное значение, когда величина $\frac{r}{(r_0 + r)^2}$ максимальна. Взяв первую производную этой дроби по r и приравняв ее нулю, получим

$$\frac{d}{dr} \cdot \frac{r}{(r_0 + r)^2} = \frac{(r_0 + r)^2 - 2r(r_0 + r)}{(r_0 + r)^4} = 0$$

или

$$(r_0 + r)^2 - 2r(r_0 + r) = 0.$$

Из этого уравнения находим, что мощность, развиваемая источником во внешней цепи, максимальна, когда сопротивление внешней цепи равно внутреннему сопротивлению источника ($r = r_0$). Следовательно, внешняя цепь и источник работают в согласованном режиме при $r = r_0$.

В согласованном режиме мощность потерь внутри источника равна половине мощности источника:

$$r_0 I^2 = r I^2 = \frac{EI}{2}.$$

Исследуем изменение к. п. д. источника в зависимости от величины сопротивления r . Коэффициент полезного действия источника равен отношению мощности внешней цепи P_2 к полной мощности P_1 , развиваемой источником:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{rI^2}{(r_0 + r)I^2} = \frac{r}{r_0 + r} = \frac{1}{1 + \frac{r_0}{r}}. \quad (1.27)$$

Из формулы (1.27) видно, что при холостом ходе, когда $r = \infty$, к. п. д. $\eta_{х,х} = 1$; при коротком замыкании, когда $r = 0$, к. п. д. $\eta_{к,з} = 0$; в согласованном режиме к. п. д. $\eta_{согл} = 0,5$.

На рис. 1.11 представлены зависимости P_1 , P_2 и η от относительной величины сопротивления внешней цепи $\frac{r}{r_0}$.

Отметим, что в практических условиях номинальный режим мощных источников редко совпадает с согласованным режимом, так как при этом к. п. д. равен 0,5, а нагрузочный ток источника значительно больше номинального тока. Последнее обстоятельство может привести к чрезмерному выделению тепла внутри источника.

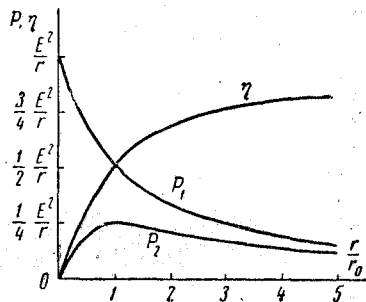


Рис. 1.11. Графики зависимостей P_1 , P_2 и η от отношения $\frac{r}{r_0}$.

С цепями согласованного режима приходится иметь дело тогда, когда низкий к. п. д. не имеет решающего значения из-за малой мощности цепи и когда вопрос максимальной мощности превалирует над соображениями экономического порядка. Когда вопросы экономики являются решающими, внутреннее сопротивление r_0 источника должно быть мало по сравнению с сопротивлением внешней цепи r . В этих случаях номинальный режим источника ближе к режиму холостого хода и к. п. д. источника близок к единице.

В рассмотренных выше соотношениях сопротивление r_0 обозначало только внутреннее сопротивление источника. Однако полученные формулы останутся теми же, если под r_0 подразумевать сопротивление проводов линии, а под E — напряжение U на ее входе. В этом случае на входе схемы можно представить себе включенным источник э. д. с. с внутренним сопротивлением, равным нулю, и с постоянным значением э. д. с. $E = U$. Все рассуждения относительно передачи энергии источника к потребителю с сопротивлением r , подключенному к концу линии, будут аналогичны рассмотренному случаю передачи энергии источником во внешнюю цепь.

Глава 2

МЕТОДЫ АНАЛИЗА РЕЖИМОВ РАБОТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 2.1. ЗАДАЧИ АНАЛИЗА

В предыдущей главе говорилось, что все реальные электротехнические устройства работают в замкнутых электрических цепях, состоящих из источников электрической энергии, потребителей электрической энергии, проводов и аппаратуры, обеспечивающей контроль и управление режимами работы цепи в целом и отдельных ее элементов. Указывалось также, что для упрощения анализа работы электрических цепей их заменяют электрическими схемами, каждый элемент которых в той или иной степени должен представлять реальный элемент цепи. Степень достоверности эквивалентной схемы определяется множеством факторов. Следовательно, наблюдение или изучение реальных режимов работы электрических цепей производится на основе изучения режимов работы эквивалентных схем. Вот почему в курсе общей электротехники такое важное значение придается электрическим схемам и анализу их работы.

Как правило, работу реальных электротехнических элементов цепи характеризуют определенными величинами, связанными с их токами, напряжениями и мощностями. Поэтому первостепенной задачей анализа работы электрической цепи является установление связи между токами, э. д. с. и параметрами цепи. При этом параметрами цепей постоянного тока в установившемся режиме являются их сопротивления и проводимости.

Электрические цепи современных электротехнических устройств весьма разнообразны. Для анализа режимов их работы необходимо ознакомиться с общими свойствами отдельных видов электрических цепей, которыми они обладают независимо от того, какие устройства они замещают.

Выявлению общих свойств электрических цепей постоянного тока и установлению наиболее простейших методов их расчета и посвящены последующие разделы настоящей главы.

Обычно анализ сложных схем упрощается, если отдельные участки их, состоящие из группы элементов, заменить одним эквивалентным элементом. При этом эквивалентным называют такой элемент, который, будучи включен в схему вместо группы заменяемых элементов, не изменяет распределения токов, напряжений, а следовательно, и мощностей в оставшейся неизменной части цепи.

§ 2.2. ЦЕПИ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО СОЕДИНЕННЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

Последовательное соединение пассивных элементов

Последовательным называют такое соединение, при котором по каждому из соединенных элементов поочередно проходит один и тот же ток. При последовательном соединении n элементов токи заданной (рис. 2.1, а) и эквивалентной (рис. 2.1, б) схем будут

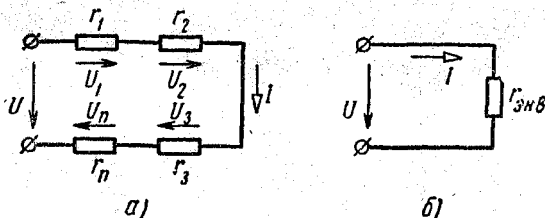


Рис. 2.1. Схема цепи с последовательным соединением сопротивлений (а) и ее эквивалентная схема (б)

одинаковыми. Поэтому для них, по второму закону Кирхгофа, можно написать уравнение

$$r_1 I + r_2 I + \dots + r_n I = U = r_{\text{э\text{кв}}} I$$

и определить из него эквивалентное сопротивление

$$r_{\text{э\text{кв}}} = r_1 + r_2 + \dots + r_n. \quad (2.1)$$

Эквивалентное сопротивление последовательно соединенных элементов цепи равно сумме сопротивлений отдельных элементов.

Для анализа режимов работы схемы запишем в общем виде следующие уравнения цепи:

для тока

$$I = \frac{U}{r_{\text{э\text{кв}}}}, \quad (2.2)$$

для напряжения n -элемента

$$U_n = r_n \frac{U}{r_{\text{э\text{кв}}}}, \quad (2.3)$$

для мощности потребления энергии n -элементом

$$P_n = r_n I^2 = r_n \frac{U^2}{r_{\text{ЭКВ}}} \quad (2.4)$$

На основании этих уравнений установим некоторые общие свойства последовательной цепи:

1. Из уравнений (2.2) и (2.3) видно, что между напряжением на входе схемы, током и напряжением ее отдельных элементов имеет место линейная зависимость. Всякое изменение напряжения U в k раз влечет за собой изменение тока и напряжения каждого элемента тоже в k раз. Мощность всей цепи и ее отдельных элементов изменяется при этом в k^2 раз.

2. Ток всей цепи и напряжение ее отдельных элементов зависят от величины сопротивления каждого из элементов цепи. При этом, если сопротивление какого-либо элемента увеличивается, ток в цепи и напряжения элементов с неизменными сопротивлениями уменьшаются, а напряжение элемента с возрастающим сопротивлением увеличивается. В пределе, когда сопротивление этого элемента будет равно бесконечности (холостой ход), напряжение на зажимах, при помощи которых данный элемент был присоединен к остальной части цепи, будет равно напряжению сети.

Полная взаимозависимость режимов работы последовательно соединенных элементов является характерным недостатком этого соединения. Именно поэтому приемники электрической энергии, как правило, не включаются в сеть последовательно.

Последовательное соединение приемников используют лишь в том случае, когда их номинальные напряжения ниже напряжения сети. Если, например, приемники имеют номинальные напряжения 110 в, а напряжение сети 220 в, то эти приемники можно соединить последовательно и включить под напряжение сети. Однако при этом следует иметь в виду, что сопротивление приемника обратно про-

порционально его номинальной мощности: $r = \frac{U_n^2}{P_n}$. Поэтому приемник большей номинальной мощности будет работать с недогрузкой, а приемник с меньшей номинальной мощностью — с перегрузкой. Последовательно соединенные приемники с одинаковыми номинальными напряжениями будут иметь наилучшие условия работы при одинаковых номинальных мощностях.

Многочисленны применения последовательных соединений сопротивлений в различных областях техники. При использовании, например, двигателей постоянного тока последовательно с цепью якоря включают регулируемые сопротивления для ограничения пускового тока (пусковой реостат) и для регулирования числа оборотов (регулируемый реостат).

В практике электрических измерений из последовательно соединенных сопротивлений образуют измерительные магазины со-

противлений, последовательным включением добавочных сопротивлений к измерителю напряжения добиваются расширения пределов измерения напряжения и т. п.

Последовательное соединение активных элементов

В практике последовательное и согласное включение источников применяют для увеличения подводимого к приемнику напряжения. Для большей общности рассуждений рассмотрим схему рис. 2.2, а с двумя согласно и одним встречно включенными элементами. Для упрощения этой схемы все последовательно соединенные активные элементы можно заменить одним активным эквивалентным элементом (рис. 2.2, б) с э. д. с., равной алгебраической сумме э. д. с. отдельных элементов:

$$E = E_1 + E_2 - E_3. \quad (2.5)$$

Внутреннее сопротивление этого элемента равно арифметической сумме внутренних сопротивлений заменяемых элементов:

$$r_0 = r_{01} + r_{02} + r_{03}. \quad (2.6)$$

При $(E_1 + E_2) > E_3$ направление э. д. с. эквивалентного

источника и направление тока $I = \frac{E}{r_0 + r}$ совпадают с направлением э. д. с. E_1 и E_2 . Поэтому элементы с э. д. с. E_1 и E_2 этой схемы работают как источники, а элемент с э. д. с. E_3 — как потребитель электрической энергии. Напряжения на внешних зажимах источников:

$$U_1 = E_1 - r_{01}I \quad \text{и} \quad U_2 = E_2 - r_{02}I. \quad (2.7)$$

Эти напряжения будут отличаться от номинальных значений тем больше, чем больше отличается ток I цепи от номинальных токов $I_{1н}$ и $I_{2н}$ источников.

Если $I < I_{1н}$ и $I < I_{2н}$, то $U_1 > U_{1н}$ и $U_2 > U_{2н}$. Если $I > I_{1н}$, а $I_{2н} > I$, то $U_1 < U_{1н}$, а $U_2 > U_{2н}$. В частности, когда ток I равен току короткого замыкания источника с э. д. с. E_1 или E_2 , напряжение на внешних зажимах этого источника равно нулю. Это означает, что данный источник не отдает энергию во внешнюю цепь, а поглощает ее в своем внутреннем сопротивлении. Поэтому для более экономичного использования последовательно и согласно включаемых источников, номинальный ток каждого из них должен быть равен номинальному току потребителя.

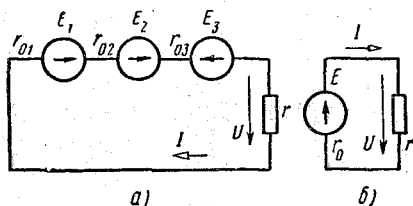


Рис. 2.2. Схема цепи с последовательным соединением активных элементов (а) и ее эквивалентная схема (б)

Для составления энергетического баланса рассматриваемой цепи (см. рис. 2.2,а) возьмем уравнение ее электрического состояния

$$(r_{01} + r_{02} + r_{03} + r)I = E_1 + E_2 - E_3$$

и умножим правую и левую части этого уравнения на ток I :

$$(r_{01} + r_{02} + r_{03} + r)I^2 = E_1I + E_2I - E_3I.$$

Записав это равенство иначе, получим уравнение баланса мощностей

$$r_{\text{экв}}I^2 + E_3I = E_1I + E_2I,$$

согласно которому сумма мощностей, развиваемых источниками энергии, равна мощности поглощения энергии во всех сопротивлениях цепи и мощности, характеризующей процесс преобразования электрической энергии источника в другие виды энергии в элементе с э. д. с. E_3 .

§ 2.3. ЦЕПИ С ПАРАЛЛЕЛЬНО СОЕДИНЕННЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

Параллельным называют такое соединение, при котором несколько ветвей присоединены к двум узлам с отличающимися друг от друга потенциалами.

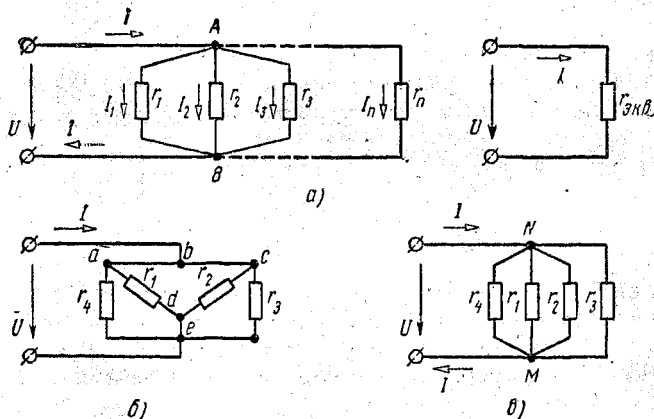


Рис. 2.3. Схемы цепи с параллельным соединением сопротивлений

На рис. 2.3, а показана схема с n пассивными ветвями, присоединенными к одним и тем же узлам A и B , разность потенциалов между которыми равна напряжению U источника. На рис. 2.3, б приведена другая схема, четыре сопротивления которой соединены также параллельно, хотя эти соединения и осуществлены не к одним

и тем же геометрическим узлам, как это имело место в схеме рис. 2.3, а. Схема рис. 2.3, б является типичной для многих монтажных схем, где отдельные зажимы различных элементов цепи соединены между собой проводами с очень малым сопротивлением. Чтобы привести такие схемы к более наглядным и простым, надо отдельные геометрические узлы одного и того же потенциала объединить в один узел. Так, узлы *a*, *b* и *c* имеют один и тот же потенциал и их можно объединить в один узел *N* схемы рис. 2.3, в. Аналогично, узлы *d* и *e* объединены в один общий узел *M* этой схемы. В результате схема рис. 2.3, б может быть заменена более простой схемой рис. 2.3, в.

В качестве примера параллельного соединения активных ветвей на рис. 2.4 приведена схема включения двух генераторов на параллельную работу. Положительные полюсы генераторов объединены в один узел, а отрицательные — в другой. Эти генераторы питают потребитель с сопротивлением *r*.

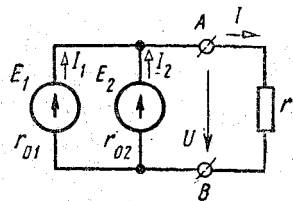


Рис. 2.4. Схема цепи двух параллельно соединенных генераторов постоянного тока

Параллельное соединение пассивных элементов

На всех параллельно соединенных элементах (см. рис. 2.3, а) действует одно и то же напряжение, равное напряжению источника. Поэтому ток в каждом приемнике определяется напряжением между узлами и сопротивлением самого приемника:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \frac{U}{r_1} = g_1 U, & I_3 &= \frac{U}{r_3} = g_3 U, \\ I_2 &= \frac{U}{r_2} = g_2 U, & I_n &= \frac{U}{r_n} = g_n U. \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

Эти токи не зависят от сопротивления других ветвей.

То обстоятельство, что параллельное соединение обеспечивает одинаковое напряжение всех включенных приемников и их независимую друг от друга работу, является важным преимуществом этого соединения, благодаря которому оно нашло широкое применение. Как правило, все приемники электрической энергии включаются в питающую сеть параллельно.

Для характеристики работы параллельной цепи определим ее эквивалентное сопротивление. Условия эквивалентности будут соблюдены, если проходящий по эквивалентной цепи ток $I_{\text{экв}}$ будет равен току *I* в неразветвленной части цепи, или сумме токов отдельных параллельных ветвей:

$$I_{\text{экв}} = I = I_1 + I_2 + I_3 + \dots + I_n. \quad (2.9)$$

Воспользовавшись (2.8), уравнение (2.9) можно переписать в другом виде:

$$g_{\text{эКВ}}U = g_1U + g_2U + g_3U + \dots + g_nU$$

и из него получить формулу эквивалентной проводимости

$$g_{\text{эКВ}} = g_1 + g_2 + \dots + g_n = \sum_{k=1}^{k=n} g_k \quad (2.10)$$

или формулу эквивалентного сопротивления

$$\frac{1}{r_{\text{эКВ}}} = \frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} + \frac{1}{r_3} + \dots + \frac{1}{r_n} = \sum_{k=1}^{k=n} \frac{1}{r_k} \quad (2.11)$$

Следовательно, при параллельном соединении эквивалентная проводимость цепи равна сумме проводимостей отдельных ветвей.

В параллельной схеме наибольшей проводимостью обладает ветвь с наименьшим сопротивлением. Поэтому проводимость параллельной цепи не может быть меньше проводимости ветви с наименьшим сопротивлением. Так как эквивалентное сопротивление параллельной цепи обратно пропорционально ее эквивалентной проводимости $r_{\text{эКВ}} = \frac{1}{g_{\text{эКВ}}}$, то оно всегда будет меньше наименьшего сопротивления параллельных ветвей.

Следует ясно представлять, что при подключении нового потребителя к сети образуется дополнительная параллельная ветвь, общая проводимость цепи при этом увеличивается, а ее эквивалентное сопротивление уменьшается. Если параллельно соединены n ветвей с одинаковыми сопротивлениями r , то их эквивалентное сопротивление будет в n раз меньше сопротивления одной ветви: $r_{\text{эКВ}} = \frac{r}{n}$.

Уменьшение общего сопротивления цепи будет сопровождаться увеличением тока и мощности:

$$P = UI = U(I_1 + I_2 + I_3 + \dots + I_n)$$

или

$$P = P_1 + P_2 + P_3 + \dots + P_n.$$

Мощность параллельной цепи равна сумме мощностей ее отдельных параллельных ветвей.

Представляет практический интерес цепь с двумя параллельными сопротивлениями r_1 и r_2 . Эквивалентное сопротивление такой цепи равно произведению сопротивлений, поделенному на их сумму:

$$r_{\text{эКВ}} = \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2} \quad (2.12)$$

Токи ветвей этой цепи равны:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \frac{U}{r_1} = \frac{r_{\text{эКВ}} I}{r_1} = \frac{r_2}{r_1 + r_2} I, \\ I_2 &= \frac{U}{r_2} = \frac{r_{\text{эКВ}} I}{r_2} = \frac{r_1}{r_1 + r_2} I. \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

Согласно (2.13) ток в одной из параллельных ветвей цепи равен току неразветвленного участка цепи, умноженному на отношение сопротивления противоположной ветви и суммы сопротивлений ветвей.

Параллельное соединение активных ветвей. Метод узлового напряжения

Если параллельно присоединены активные генераторные ветви (см. рис. 2.4), то общий ток I потребителя складывается из двух токов ветвей I_1 и I_2 . Поэтому практическая необходимость такого параллельного включения вызывается стремлением удовлетворить потребностям приемников электрической энергии в большем токе. Следовательно, в реальных цепях дополнительные источники питания подключаются параллельно в том случае, когда ток потребителей может превысить величину номинального тока уже работающих источников.

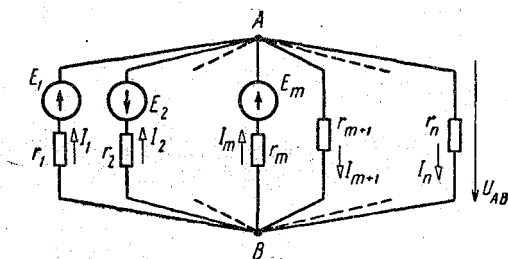


Рис. 2.5. Схема цепи с параллельно соединенными активными и пассивными элементами

Чтобы исследовать работу таких цепей, познакомимся с методами их расчета. Рассмотрим наиболее общий случай, когда цепь (рис. 2.5) состоит из n параллельных ветвей, из которых первые ветви от 1 до m являются активными, а остальные ветви от $m + 1$ до n — пассивными. Пусть величины э. д. с. ветвей, их направления и значения всех сопротивлений схемы заданы и необходимо найти все токи схемы.

Расчет цепей с двумя узлами, к которым относится и заданная схема, проще всего проводится при помощи метода узлового напряжения. По этому методу сначала определяют напряжение U_{AB} между двумя узлами A и B схемы, а затем, зная это напряжение, находят токи всех ветвей.

Для вывода формулы напряжения U_{AB} , которое обычно называют узловым напряжением, вернемся к схеме рис. 2.5. Начнем с выбора условно положительного направления узлового напряжения от узла A к узлу B и обозначим это направление стрелкой на схеме. Потенциал узла A в этом случае будет выше потенциала узла B , поэтому токи пассивных ветвей схемы направлены от узла A к узлу B . Направление токов активных ветвей неизвестно, поскольку имеются параллельные ветви с разным направлением э. д. с. Выберем их условно положительное направление от узла B к узлу A .

3) задаются произвольным направлением токов активных ветвей и по закону Ома для активного участка цепи определяют их величины и действительное направление. Если для определения токов используют уравнения (2.14), то условно положительные направления токов активных ветвей должны быть выбраны противоположно направлению напряжения U_{AB} ;

4) сопоставлением направлений э. д. с. и токов активных ветвей определяют, в каком из режимов (источник или приемник энергии) работает активная ветвь.

В качестве примера применения метода узлового напряжения вернемся к анализу схемы рис. 2.4. Э. д. с. ее ветвей направлены к узлу A , поэтому здесь очевидно, что $\varphi_A > \varphi_B$ и узловое напряжение U направлено от узла A к узлу B , как и указано на схеме. Величину этого напряжения можно подсчитать по формуле (2.15):

$$U = \frac{g_{01}E_1 + g_{02}E_2}{g_{01} + g_{02} + g}.$$

Знак полученного напряжения будет положительным, что подтверждает правильность выбора его условно положительного направления.

Пусть токи I_1 и I_2 активных ветвей направлены от узла B к узлу A и оба источника работают в генераторном режиме. Значения этих токов можно определить по следующим уравнениям:

$$I_1 = \frac{E_1 - U}{r_{01}} \quad \text{и} \quad I_2 = \frac{E_2 - U}{r_{02}}. \quad (2.16)$$

Из выражений (2.16) следует, что величина и направление тока активной ветви зависят только от соотношения между ее э. д. с. и напряжением на внешних зажимах. Когда э. д. с. ветви больше напряжения U , источник работает в генераторном режиме и отдает во внешнюю цепь тем больший ток и мощность, чем больше его э. д. с. Регулируя величину э. д. с. отдельных параллельно работающих генераторов постоянного тока, можно перераспределять нагрузку между ними.

Если э. д. с. какой-либо ветви станет меньше напряжения U , то ток этой ветви изменит свое направление и активная ветвь будет потреблять электрическую энергию. Электрическая машина постоянного тока в этом случае работает в качестве двигателя, а аккумулятор заряжается.

Когда э. д. с. какой-либо ветви равна напряжению U , а ток равен нулю, источник работает в режиме холостого хода. Ветвь можно отключать от сети и обратно включать в сеть — режим работы остальной части цепи от этого не изменится.

В заключение обратим внимание на тот случай, когда в одной из параллельных ветвей схемы включен источник с внутренним сопротивлением, равным нулю. Этот источник фиксирует неизменными

потенциалы внешних зажимов цепи. Напряжение между узлами будет равно э. д. с. этого источника. В данном случае можно сразу определять токи ветвей схемы.

§ 2.4. ЦЕПИ С ОДНИМ ИСТОЧНИКОМ ПИТАНИЯ И СМЕШАННЫМ СОЕДИНЕНИЕМ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Смешанным соединением сопротивлений называют сочетание их последовательных и параллельных соединений. Наиболее простым и распространенным в практике смешанным соединением является цепь обычного параллельного подключения потребителей к распределительному щитку при подсоединении этого щитка к источнику питания с помощью проводов.

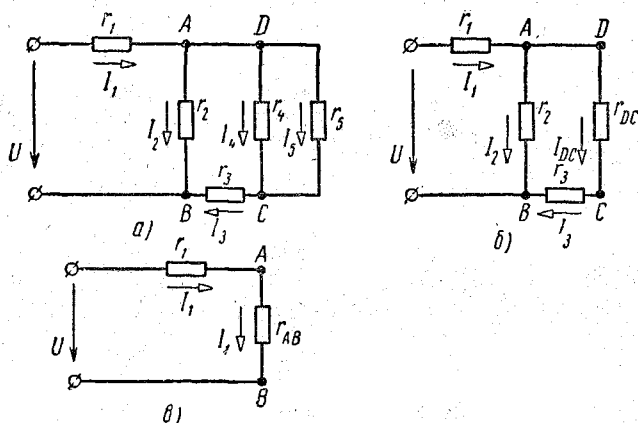


Рис. 2.6. Схема цепи со смешанным соединением сопротивлений

Схемы смешанного соединения различных электротехнических устройств весьма разнообразны. В качестве примера рассмотрим схему рис. 2.6.

Пусть все сопротивления и напряжение на входе этой схемы заданы и требуется определить токи ее отдельных участков. Для расчета воспользуемся методом эквивалентных сопротивлений, по которому отдельные участки схемы упрощают и постепенным преобразованием их приводят схему к одному общему (входному) сопротивлению. Для упрощения схемы отдельные группы последовательно или параллельно соединенных сопротивлений заменяют одним эквивалентным сопротивлением.

Так, сопротивления r_4 и r_5 схемы рис. 2.6, а соединены параллельно и их можно заменить одним эквивалентным сопротивлением

$$r_{DC} = \frac{r_4 r_5}{r_4 + r_5}.$$

После этого схема несколько упрощается и приобретает вид схемы рис. 2. 6, б, сопротивления r_3 и r_{DC} которой соединены последовательно. В свою очередь ветвь $ADCB$ с этими сопротивлениями соединена параллельно с ветвью r_2 ; эквивалентное сопротивление обеих ветвей

$$r_{AB} = \frac{r_2(r_3 + r_{DC})}{r_2 + r_3 + r_{DC}}.$$

Сопротивление r_{AB} включено последовательно с сопротивлением r_1 , как указано на схеме рис. 2. 6, в. Общее, или входное, сопротивление этой схемы $r_{вх} = r_{AB} + r_1$ дает возможность определить общий ток I_1 начальной схемы рис. 2. 6, а:

$$I_1 = \frac{U}{r_{вх}}.$$

Затем, возвращаясь к схеме рис. 2. 6, в, можно найти напряжение на участке AB :

$$U_{AB} = r_{AB} I_1$$

и токи в сопротивлениях r_2 и r_3 схемы рис. 2.6,б:

$$I_2 = \frac{U_{AB}}{r_2} \quad \text{и} \quad I_3 = \frac{U_{AB}}{r_{DC} + r_3}.$$

Ток I_3 проходит также по эквивалентному сопротивлению r_{DC} , падение напряжения на котором равно напряжению на участке DC начальной схемы рис. 2.6,а:

$$U_{DC} = r_{DC} I_3.$$

Зная это напряжение, можно найти токи остальных ветвей:

$$I_4 = \frac{U_{DC}}{r_4} \quad \text{и} \quad I_5 = \frac{U_{DC}}{r_5}.$$

Эти же токи можно определить и по формулам

$$I_4 = \frac{r_5}{r_4 + r_5} I_3 \quad \text{и} \quad I_5 = \frac{r_4}{r_4 + r_5} I_3.$$

Электрические цепи с одним источником питания можно рассчитывать не только методом эквивалентных сопротивлений, но и методом пропорциональных величин (методом подобия).

Метод подобия часто может оказаться удобным методом расчета, однако он применим лишь для расчета цепей с линейными элементами, т. е. цепей с неизменными сопротивлениями, не зависящими от величины тока и напряжения. Применение этого метода основывается на том, что в линейной цепи с одним источником питания имеет место линейная зависимость между напряжением на входе схемы и токами ее отдельных ветвей. Поэтому всякое изменение напряжения на входе схемы в k раз ($k = \frac{U_{кон}}{U_{нач}}$) сопровождается из-

менением токов ветвей тоже в k раз. Этим свойством можно воспользоваться для определения токов схемы рис. 2. 6, *a* в следующей последовательности.

Задаем произвольным значением тока I_5' в ветви, наиболее удаленной от источника питания, — в сопротивлении r_5 . По заданному току I_5' и сопротивлению r_5 определяем напряжение

$$U'_{DC} = r_5 I_5'.$$

Далее определяем:

$$I_4 = \frac{U'_{DC}}{r_4}, \quad I_3 = I_4 + I_5', \quad U'_{CB} = r_3 I_3 \quad \text{и} \quad U'_{AB} = U'_{DC} + U'_{CB}.$$

После этого находим токи I_2 , I_1 и, наконец, общее напряжение U' . Однако найденное напряжение U' в общем случае отличается от действительного заданного напряжения U . Поэтому для определения действительных значений токов и напряжений вычисляем так называемый коэффициент подобия $k = \frac{U}{U'}$. Умножая на него полученные при расчете значения токов и напряжений, находим действительные значения токов схемы.

§ 2.5. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СОЕДИНЕНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЙ В ЗВЕЗДУ И ТРЕУГОЛЬНИК

При расчете схем встречаются сложные соединения, части которых нельзя отнести ни к параллельным, ни к последовательным соединениям. В объеме данного курса рассмотрим одну из таких схем, когда часть ее образует треугольник сопротивлений, вершинами которого являются три узла, а сторонами — три пассивных ветви, включенные между этими узлами. Для упрощения подобных схем во многих случаях бывает удобно заменить треугольник эквивалентной трехлучевой звездой.

Рассмотрим схему рис. 2. 7, *a*, имеющую два треугольника сопротивлений abc и dfe . При замене этих треугольников эквивалентными звездами с сопротивлениями лучей r_a, r_b, r_c и r_d, r_f, r_e схема упрощается и приводится к схеме смешанного соединения (рис. 2.7, *б*).

Определим уравнения, связывающие сопротивления эквивалентного треугольника и звезды (рис. 2.8, *a* и *б*).

Для этого воспользуемся общим условием эквивалентности сопротивлений, по которому токи в частях схемы, не затронутых преобразованием, должны оставаться без изменения. Это означает, что токи, направленные к узлам a , b и c по линейным проводам обеих схем треугольника и звезды, должны быть одинаковыми. Условие эквивалентности должно быть соблюдено во всех режимах, в том числе при обрыве одного из линейных проводов, присоединенных к узлам a , b и c .

При обрыве линейного провода, присоединенного к узлу a , напряжение между узлами b и c , а также токи проводов, присоединенных к этим узлам, должны быть одинаковыми в схемах треугольника

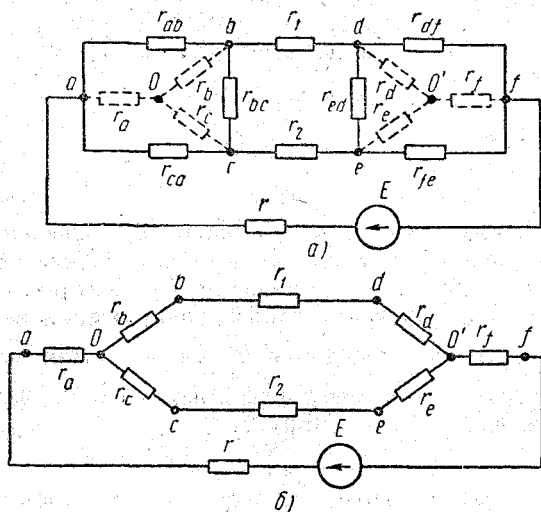


Рис. 2.7. Схема цепи, части которой образуют два треугольника сопротивлений (а) и эквивалентная ей схема (б)

и звезды. Следовательно, сопротивления между узлами b и c схем треугольника и звезды должны быть равны между собой. В схеме звезды ток по сопротивлению r_a не проходит. Поэтому между узлами

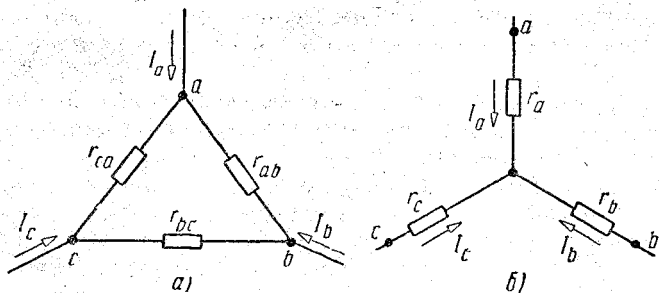


Рис. 2.8. Эквивалентные соединения сопротивлений треугольником (а) и звездой (б)

b и c будет включено сопротивление, состоящее из последовательно соединенных двух лучей звезды, общее сопротивление которых равно $r_b + r_c$.

В схеме треугольника между узлами b и c имеются две параллельные ветви, в одну из которых включено сопротивление r_{bc} , а в другую — два последовательно соединенных сопротивления r_{ca} и r_{ab} . Общее сопротивление этой цепи

$$\frac{r_{bc}(r_{ca} + r_{ab})}{r_{bc} + r_{ca} + r_{ab}}.$$

По условию эквивалентности,

$$r_b + r_c = \frac{r_{bc}(r_{ca} + r_{ab})}{r_{bc} + r_{ca} + r_{ab}}.$$

Повторяя вышеприведенные рассуждения для случая, когда обрывается провод, присоединенный к узлу b , а затем к узлу c , получим еще два уравнения:

$$r_c + r_a = \frac{r_{ca}(r_{ab} + r_{bc})}{r_{ca} + r_{ab} + r_{bc}}$$

и

$$r_a + r_b = \frac{r_{ab}(r_{bc} + r_{ca})}{r_{ab} + r_{bc} + r_{ca}}.$$

Решая полученную систему из трех уравнений относительно сопротивлений звезды, находим:

$$r_a = \frac{r_{ab}r_{ca}}{r_{ab} + r_{bc} + r_{ca}}, \quad (2.17)$$

$$r_b = \frac{r_{bc}r_{ab}}{r_{ab} + r_{bc} + r_{ca}}, \quad (2.18)$$

$$r_c = \frac{r_{ca}r_{bc}}{r_{ab} + r_{bc} + r_{ca}}. \quad (2.19)$$

Следовательно, сопротивление какого-либо луча эквивалентной звезды равно произведению сопротивлений сторон треугольника, прилегающих к лучу, поделенному на сумму сопротивлений всех сторон треугольника.

В случае равенства сопротивлений сторон треугольника $r_{ab} = r_{bc} = r_{ca} = r_{\Delta}$ сопротивления лучей эквивалентной звезды $r_a = r_b = r_c = r_{\lambda}$ будут в три раза меньше сопротивлений сторон треугольника: $r_{\lambda} = \frac{1}{3} r_{\Delta}$.

При замене трехлучевой звезды эквивалентным треугольником величины сопротивлений треугольника r_{ab} , r_{bc} и r_{ca} можно определить по известным сопротивлениям звезды r_a , r_b и r_c , решая систему уравнений (2.17), (2.18) и (2.19) относительно r_{ab} , r_{bc} и r_{ca} . Для этого перемножим попарно (2.17) на (2.18), (2.18) на (2.19), (2.19) на (2.17), сложим эти произведения и проведем соответствующие преобразования. В результате получим

$$r_a r_b + r_b r_c + r_c r_a = \frac{r_{ab} r_{bc} r_{ca}}{r_{ab} + r_{bc} + r_{ca}}.$$

Разделив это уравнение поочередно на (2. 19), (2. 18) и (2. 17), найдем формулы перехода в окончательном виде:

$$\left. \begin{aligned} r_{ab} &= r_a + r_b + \frac{r_a r_b}{r_c}, \\ r_{bc} &= r_b + r_c + \frac{r_b r_c}{r_a}, \\ r_{ca} &= r_c + r_a + \frac{r_c r_a}{r_b}. \end{aligned} \right\} (2.20)$$

Из полученных формул видно, что сопротивление какой-либо стороны эквивалентного треугольника равно сумме сопротивлений

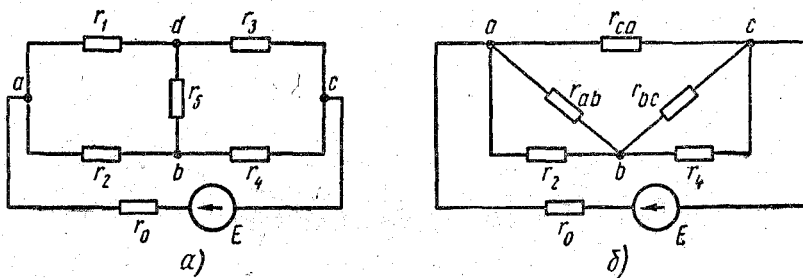


Рис. 2.9. Схема цепи неуравновешенного четырехплечного моста (а) и ее упрощение при помощи преобразования звезды сопротивлений в эквивалентный треугольник (б)

лучей звезды, примыкающих к этой стороне треугольника, и дроби, числитель которой равен произведению сопротивлений этих лучей, а знаменатель — сопротивлению третьего луча звезды.

В качестве примера перехода от звезды к треугольнику на рис. 2.9, а приведена схема распространенного в технике неуравновешенного четырехплечного моста. Для упрощения схемы звезду с лучами r_1, r_3 и r_5 можно заменить эквивалентным треугольником, как показано на рис. 2. 9, б.

Полученная схема имеет смешанное соединение сопротивлений. Рассчитав токи этой схемы, можно найти токи в перемычке с сопротивлением r_5 , а затем и токи в сопротивлениях r_1 и r_3 исходной схемы.

§ 2.6. АНАЛИЗ СЛОЖНЫХ ЦЕПЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПРИ ПОМОЩИ ЗАКОНОВ КИРХГОФА

Классическим приемом расчета сложных электрических цепей является непосредственное применение законов Кирхгофа. Все остальные методы расчета электрических цепей исходят из этих фундаментальных законов электротехники.

Рассмотрим применение законов Кирхгофа к определению токов сложной цепи (рис. 2. 10), если ее э. д. с. и сопротивления заданы.

Число неизвестных токов схемы равно числу m ее ветвей. Поэтому для решения задачи должна быть составлена система, состоящая из $m = 6$ совместных и независимых уравнений.

Установим сначала, какое число уравнений этой системы можно составить, пользуясь первым законом Кирхгофа. Предположим, что схема имеет k узлов. В схеме рис. 2. 10 $k = 4$. Зададимся произвольным направлением токов отдельных ветвей схемы. Если токи, направленные к узлам, считать положительными, а токи, направленные от узлов, — отрицательными, то для всех узлов схемы можно составить следующую систему уравнения:

$$\left. \begin{aligned} \text{для узла 1: } I_1 + I_5 + I_6 &= 0, \\ \text{для узла 2: } I_2 - I_4 - I_5 &= 0, \\ \text{для узла 3: } I_4 - I_6 - I_3 &= 0, \\ \text{для узла 4: } I_3 - I_1 - I_2 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.21)$$

Ток каждой ветви схемы входит в эти уравнения дважды с разными знаками, поэтому при суммировании левой части для первых

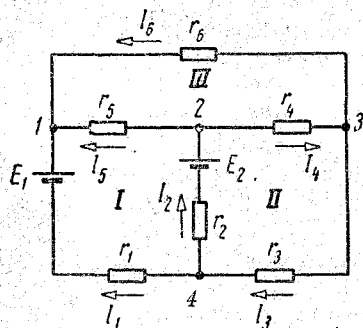


Рис. 2.10. Схема сложной цепи для определения токов по законам Кирхгофа.

трех узлов схемы $I_1 + I_2 - I_3 + (I_4 - I_4) + (I_5 - I_5) + (I_6 - I_6) = 0$ или $I_1 + I_2 - I_3 = 0$ получается уравнение, аналогичное уравнению, составленному для узла 4. Следовательно, в общем случае уравнение, составленное по первому закону Кирхгофа для узла k , не является независимым, так как оно может быть получено суммированием ранее взятых уравнений для $(k - 1)$ узлов. Отсюда следует, что число независимых уравнений, которые можно составить по первому за-

кону Кирхгофа, равно числу узлов схемы без одного $(k - 1)$.

Так как число ветвей m всегда больше числа узлов k , то недостающее число уравнений $m - (k - 1)$ можно составить, пользуясь вторым законом Кирхгофа для замкнутых контуров. Чтобы каждое из вновь составляемых уравнений было независимо от предыдущих, надо всю схему разбить на независимые контуры. Разбивку следует начинать с выбора простейшего контура (с наименьшим числом ветвей), а затем следить, чтобы каждый следующий контур был независим от предыдущего для чего в него должна входить хотя бы

одна ветвь, которая еще не входила в рассмотренные до этого контуры.

Выберем три независимых контура, как указано на схеме рис. 2.10, и условимся об обходе их по направлению движения часовой стрелки. Тогда, по второму закону Кирхгофа, получим уравнения:

$$\left. \begin{aligned} \text{для контура I: } & r_1 I_1 - r_5 I_5 - r_2 I_2 = E_1 - E_2, \\ \text{для контура II: } & r_2 I_2 + r_4 I_4 + r_3 I_3 = E_2, \\ \text{для контура III: } & r_5 I_5 - r_6 I_6 - r_4 I_4 = 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.22)$$

Решая систему из трех первых уравнений (2. 21) и уравнений (2. 22), можно найти токи всех участков схемы.

Если при решении этих уравнений токи отдельных участков получатся отрицательными, то это будет указывать, что действительное направление токов противоположно произвольно выбранному положительному направлению токов на схеме.

В заключение укажем, что, пользуясь вторым законом Кирхгофа, можно определить напряжение между произвольными узлами схемы. Пусть, например, необходимо найти напряжение U_{14} между узлами 1 и 4 схемы рис. 2. 10. Чтобы использовать второй закон Кирхгофа для этого напряжения, необходимо предположить наличие включенной между узлами 1 и 4 ветви с сопротивлением $r_{14} = \infty$. Ток этой ветви равен нулю, поэтому включение сопротивления r_{14} в схему не изменяет режима работы всех остальных ее ветвей. Применяя второй закон Кирхгофа к замкнутому контуру (1—2—4—1), в который входит ветвь с сопротивлением r_{14} , получим уравнение

$$U_{14} + r_2 I_2 + r_5 I_5 = E_2,$$

из которого можно определить искомое напряжение U_{14} .

§ 2.7. МЕТОД КОНТУРНЫХ ТОКОВ

С помощью законов Кирхгофа можно рассчитать любую схему. Однако в случае сильно разветвленных цепей приходится решать систему с большим числом уравнений, поэтому естественно стремление найти менее трудоемкие методы расчета цепей. Одним из наиболее распространенных является метод контурных токов. Этот метод позволяет уменьшить общее число m совместно решаемых уравнений на $(k-1)$ и свести систему к $m - (k-1)$ уравнениям, составленным по второму закону Кирхгофа.

В основу данного метода положено понятие о контурных токах, под которыми понимают расчетные (условные) токи, замыкающиеся только по своим контурам.

Рассмотрим, например, схему рис. 2.11. Разобьем ее на три соприкасающихся контура и условимся, что по каждому из них проходит свой контурный ток I_I , I_{II} и I_{III} . Направление этих токов выберем во всех контурах одинаковым по часовой стрелке, как показано на схеме пунктирными стрелками. Сопоставляя контурные токи с токами ветвей, направление которых также условно нанесено на схему, можно установить, что величины контурных токов совпадают с величинами действительных токов только во внешних ветвях:

$$I_1 = I_I, \quad I_{II} = -I_6, \quad I_{III} = I_3. \quad (2.23)$$

Токи же смежных ветвей равны разности контурных токов соседних контуров:

$$I_2 = I_{II} - I_{III}; \quad I_4 = I_I - I_{II}, \quad I_5 = I_{III} - I_I. \quad (2.24)$$

Следовательно, по известным контурным токам схемы легко можно определить действительные токи ее ветвей.

Для определения контурных токов данной схемы достаточно составить только три уравнения для каждого из контуров:

$$\left. \begin{aligned} &\text{для контура I:} \\ &(r_1 + r_{01} + r_4 + r_5) I_I - r_4 I_{II} - r_5 I_{III} = E_1 + E_4, \\ &\text{для контура II;} \\ &(r_2 + r_4 + r_6) I_{II} - r_4 I_I - r_2 I_{III} = E_2 - E_4, \\ &\text{для контура III;} \\ &(r_2 + r_3 + r_5) I_{III} - r_5 I_I - r_2 I_{II} = E_3 - E_2. \end{aligned} \right\} \quad (2.25)$$

Решая полученную систему уравнений, определим контурные токи, а по ним — действительные токи ветвей.

Методом контурных токов часто пользуются для доказательства других возможных методов расчета и для анализа цепей в общем виде. В этом случае уравнения, составляемые для контурных токов, записывают в обобщенном виде. Для этого суммарное сопротивление, которое оказывает данный контур своему току, обозначают двумя индексами, указывающими номер контура, и называют его собственным сопротивлением контура. Так, собственные сопротивления трех контуров схемы:

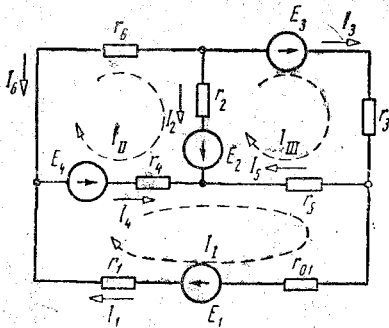


Рис. 2.11. Схема для определения токов методом контурных токов

$$\begin{aligned} r_{11} &= r_1 + r_{01} + r_4 + r_5, \\ r_{22} &= r_2 + r_4 + r_6 \\ \text{и } r_{33} &= r_2 + r_3 + r_5. \end{aligned}$$

Общее сопротивление смежных контуров рассматривают как алгебраический коэффициент при токах и обозначают двумя индексами, указы-

вающими, между какими соседними контурами включено это сопротивление. Так, например, для рассматриваемой схемы:

$$r_{12} = -r_4, \quad r_{13} = -r_5, \quad r_{23} = -r_2.$$

Учитывая эти обозначения, уравнения (2.25) можно переписать в более общем виде:

$$\left. \begin{aligned} r_{11} I_I + r_{12} I_{II} + r_{13} I_{III} &= E_I, \\ r_{21} I_I + r_{22} I_{II} + r_{23} I_{III} &= E_{II}, \\ r_{31} I_I + r_{32} I_{II} + r_{33} I_{III} &= E_{III}. \end{aligned} \right\} \quad (2.26)$$

Э. д. с. в этих уравнениях:

$$E_I = E_1 + E_4, \quad E_{II} = E_2 - E_4 \quad \text{и} \quad E_{III} = E_3 - E_2$$

являются контурными э. д. с., величина которых определяется алгебраическим суммированием отдельных э. д. с. ветвей данного контура. При этом э. д. с., совпадающие с направлением контурного тока, суммируются со знаком плюс.

Решение уравнений контурных токов обычно производится методом определителей.

§ 2.8. МЕТОД НАЛОЖЕНИЯ

Расчет электрических цепей методом наложения основывается на общем физическом принципе независимости действия сил в линейных системах. При помощи этого метода расчет сложной цепи с несколькими э. д. с. сводится к расчету нескольких цепей с одним источником питания. Ток в любой ветви рассматривается как результат наложения токов, получающихся от отдельных э. д. с., действующих независимо друг от друга.

Для определения токов схемы рис. 2. 10 этим методом вначале полагают, что в цепи действует только э. д. с. E_1 . При этом все сопротивления, включая и внутренние сопротивления источников,

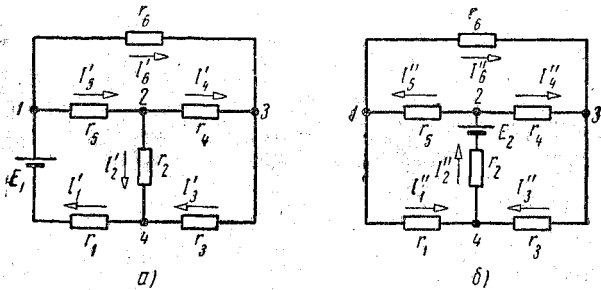


Рис. 2.12. Схемы для определения токов по методу наложения

остаются неизменными. Определение частичных токов I_1, I_2, \dots, I_6 отдельных ветвей от э. д. с. E_1 сводится к расчету схемы рис. 2. 12, а. Далее повторяют расчет поочередно для всех других э. д. с. схемы рис. 2. 10 (в данном случае для э. д. с. E_2 по схеме рис. 2. 12, б) и определяют следующие частичные токи: $I''_1, I''_2, \dots, I''_6$.

Алгебраическое суммирование частичных токов дает значение действительных токов ветвей, условно положительные направления которых должны быть предварительно нанесены на исходную схему (см. рис. 2. 10).

Учитывая направления частичных и результирующих токов, получим:

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= I'_1 - I''_1, \\ I_2 &= -I'_2 + I''_2, \\ &\dots \dots \dots \\ I_6 &= -I'_6 - I''_6. \end{aligned} \right\} \quad (2.27)$$

Число слагаемых в системе уравнений (2. 27) равно числу э. д. с. схемы.

Метод наложения часто используется в промежуточных доказательствах. Для практических же расчетов он применяется редко, так

же, при частичных токах, близких по величине и различных по направлению, расчет может привести к недопустимо большим погрешностям.

Следует обратить внимание, что метод наложения неприменим к расчету мощностей, так как значения последних пропорциональны квадратам токов.

§ 2.9. МЕТОД ЭКВИВАЛЕНТНОГО ГЕНЕРАТОРА

В некоторых случаях бывает необходимо исследовать режимы работы одной из ветвей сложной электрической цепи при изменении сопротивления этой же ветви. При этом нет нужды производить громоздкий расчет всей цепи каким-либо из рассмотренных выше методов, а целесообразнее воспользоваться методом эквивалентного генератора. Согласно этому методу действие всех источников сложной электрической цепи на исследуемую ветвь можно заменить действием последовательно соединенного с ветвью эквивалентного генератора, имеющего э. д. с. $E_{\text{экв}}$ и внутреннее сопротивление $r_{\text{экв}}$.

Докажем возможность такой замены для определения тока в ветви с изменяющимся сопротивлением r схемы рис. 2. 13, а. Пусть э. д. с. E_1, E_2, E_3 и сопротивления r_1, r_2, r_3, r_4 и r_5 этой схемы заданы. Для установления зависимости тока I от сопротивления r выделим эту ветвь, а остальную часть схемы заменим прямоугольником с выходными зажимами a и b (рис. 2. 13, б). Буква A внутри прямоугольника обозначает, что ветви части схемы, заключенной в нем, имеют э. д. с. и поэтому являются активными.

Включаем в исследуемую ветвь две равные по величине и противоположные по направлению э. д. с. E' и E'' (рис. 2. 13, в). Ток I ветви от этого не изменится и будет равен току исходной схемы рис. 2. 13, б. Но ток схемы рис. 2. 13, в можно рассматривать как результат наложения токов I_a схемы рис. 2. 13, г от действия э. д. с. E', E_1, E_2, E_3 и тока I_b схемы рис. 2. 13, д от действия э. д. с. E'' . Ветви части схемы рис. 2. 13, д, заключенной в прямоугольнике, являются пассивными, поэтому они обозначены буквой P .

Чтобы ток I исследуемой ветви был равен току I_b схемы рис. 2. 13, д, в схеме рис. 2. 13, в необходимо выбрать э. д. с. E' такой величины, при которой ток I_a будет равен нулю. Это условие может быть соблюдено, если э. д. с. E' будет равна напряжению холостого хода между зажимами a и b схемы: $E' = U_{ab \text{ х.х.}}$.

Значение э. д. с. E' для этих условий можно определить и аналитически. В этом случае для схемы рис. 2. 13, г составим уравнение по второму закону Кирхгофа для контура, состоящего из исследуемой ветви и участка ab :

$$rI_a + U_{ba} = -E'.$$

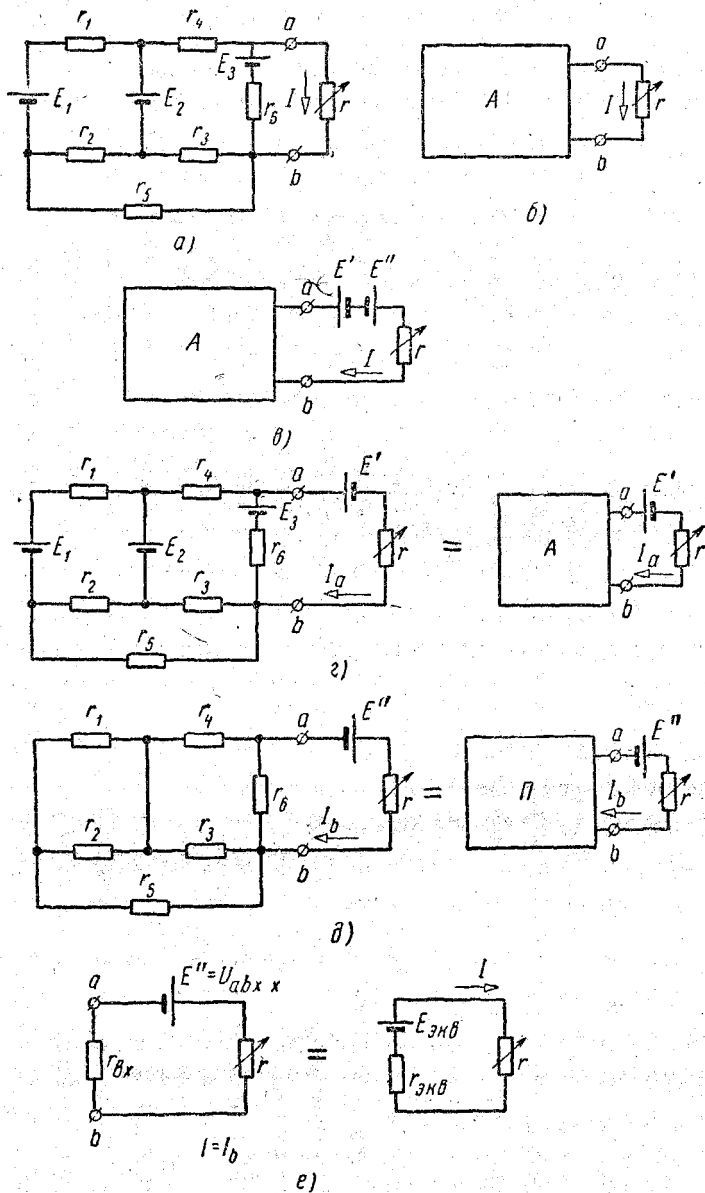


Рис. 2.13. Схемы для определения токов в одной из ветвей по методу эквивалентного генератора

Из этого уравнения видно, что при токе $I_a = 0$ э. д. с. E' равна напряжению холостого хода между зажимами a и b схемы.

Таким образом, для определения тока I исходной схемы достаточно рассмотреть только схему рис. 2. 13, δ с действующей в ней э. д. с. $E'' = E' = U_{ab \text{ х.х.}}$. Эта схема состоит из последовательно соединенного сопротивления r исследуемой ветви и входного сопротивления $r_{\text{вх}}$ остальной части цепи относительно зажимов a и b (рис. 2. 13, e).

Для определения входного сопротивления относительно зажимов ab левой части схемы рис. 2. 13, δ необходимо заменить параллельно соединенные сопротивления r_1 и r_2 одним эквивалентным сопротивлением r_{12} и затем прибавить к нему последовательно соединенное сопротивление r_5 . Полученное сопротивление r_{125} будет присоединено к сопротивлению r_3 параллельно и поэтому может быть заменено одним эквивалентным сопротивлением r' . Сопротивление r' в свою очередь будет соединено последовательно с сопротивлением r_4 . Поэтому входное сопротивление

$$r_{\text{вх}} = \frac{r_6 (r' + r_4)}{r_6 + r' + r_4}.$$

Воздействие э. д. с. $E'' = U_{ab \text{ х.х.}}$ на сопротивление r схемы рис. 2. 13, e можно представить как воздействие эквивалентного генератора с э. д. с. $E_{\text{эКВ}}$, равной напряжению холостого хода между зажимами ab , к которым подключена исследуемая ветвь:

$$E_{\text{эКВ}} = E'' = U_{ab \text{ х.х.}} \quad (2.28)$$

Внутреннее сопротивление эквивалентного генератора равно входному сопротивлению остальной пассивной части цепи относительно зажимов a и b , к которым присоединена исследуемая ветвь:

$$r_{\text{эКВ}} = r_{\text{вх}}. \quad (2.29)$$

Зная э. д. с. $E_{\text{эКВ}}$ и внутреннее сопротивление $r_{\text{эКВ}}$ эквивалентного генератора (см. рис. 2. 13, e), можно определить ток исследуемой ветви:

$$I = \frac{E_{\text{эКВ}}}{r + r_{\text{эКВ}}}. \quad (2.30)$$

Описанный метод определения тока в одной ветви сложной электрической цепи называют методом эквивалентного генератора, или методом активного двухполюсника. Методом эквивалентного генератора он называется потому, что воздействием на исследуемую ветвь всей остальной части цепи заменяется воздействием эквивалентного генератора. Методом активного двухполюсника его называют потому, что по отношению к исследуемой ветви остальную часть цепи, присоединенную к исследуемой ветви двумя выходными зажимами a и b , обычно называют двухполюсником. При наличии в оставшейся

части цепи э. д. с. (см. рис. 2.13, *о*) двухполюсник называется **активным**, а при отсутствии э. д. с. (см. рис. 2.13, *д*) — **пассивным**. Общее сопротивление ветвей, образующих двухполюсник, называется **входным сопротивлением** двухполюсника. Оно равно внутреннему сопротивлению эквивалентного генератора.

§ 2.10. УПРОЩЕНИЕ РАСЧЕТНЫХ СХЕМ ПУТЕМ ЗАМЕНЫ АКТИВНЫХ И ПАССИВНЫХ ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ВЕТВЕЙ ОДНОЙ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ АКТИВНОЙ ВЕТВЬЮ

Для упрощения расчета сложных схем иногда очень удобно заменить часть схемы, состоящую из параллельно соединенных активных и пассивных ветвей, одной общей активной ветвью — экви-

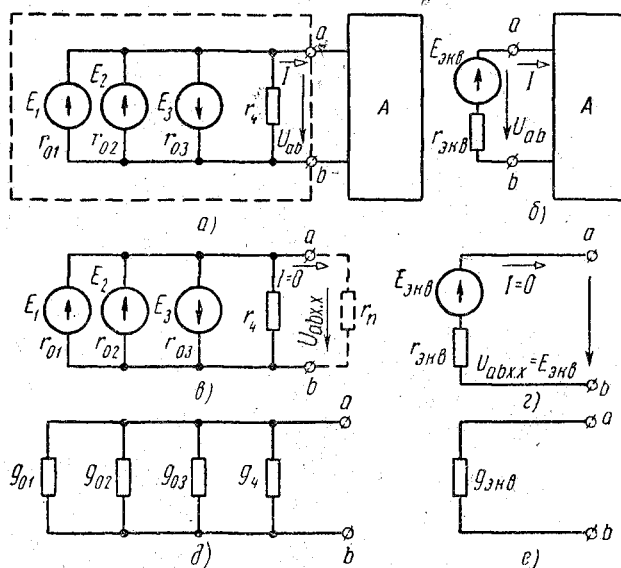


Рис. 2.14. Упрощение схем путем замены активных параллельных ветвей одной эквивалентной ветвью

валентным генератором. В этом случае величину э. д. с. $E_{экв}$ эквивалентного генератора можно подсчитывать по формуле узлового напряжения (2.15).

Рассмотрим в качестве примера схему рис. 2.14, *а*, четыре левые ветви которой, заключенные в прямоугольную пунктирную рамку, необходимо заменить эквивалентным генератором, как указано на схеме рис. 2.14, *б*. По методу эквивалентного генератора э. д. с. эквивалентного генератора равна напряжению холостого хода заме-

щаемой цепи, поэтому для определения $E_{\text{экв}}$ следует осуществить режим холостого хода замещаемого разветвления, как указано на рис. 2.14, *в* и *г*. Чтобы использовать формулу (2.15) для подсчета узлового напряжения $U_{abx,x}$ схемы рис. 2.14, *в*, необходимо иметь все n ветвей замкнутыми, что можно осуществить, предполагая внешние зажимы ab схемы рис. 2.14, *в* замкнутыми сопротивлением $r_n = \infty$. Проводимость такой ветви $g_n = 0$, а узловое напряжение при холостом ходе равно э. д. с. $E_{\text{экв}}$ эквивалентного генератора. Формула для подсчета величины $E_{\text{экв}}$ будет отличаться от формулы (2.15) только отсутствием проводимости g_n в знаменателе:

$$E_{\text{экв}} = U_{abx,x} = \frac{\sum_{k=1}^{k=m} g_k E_k}{\sum_{k=1}^{k=n-1} g_k} \quad (2.31)$$

Для заданной схемы направления э. д. с. E_1 и E_2 противоположны направлению узлового напряжения, а направление э. д. с. E_3 совпадает с ним. Поэтому произведение $g_3 E_3$ войдет в формулу (2.31) с отрицательным знаком:

$$E_{\text{экв}} = \frac{g_{01}E_1 + g_{02}E_2 - g_{03}E_3}{g_{01} + g_{02} + g_{03} + g_4} \quad (2.32)$$

Внутреннее сопротивление $r_{\text{экв}}$ эквивалентного генератора определяется по эквивалентной проводимости $g_{\text{экв}}$ замещаемого участка относительно зажимов ab (рис. 2.14, *д* и *е*):

$$g_{\text{экв}} = g_{01} + g_{02} + g_{03} + g_4 \quad \text{и} \quad r_{\text{экв}} = \frac{1}{g_{\text{экв}}} \quad (2.33)$$

Глава 3

ТЕПЛОВОЕ ДЕЙСТВИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТОКА

Тепловым действием электрического тока называют явление нагрева проводников проходящим по ним током. Тепловое действие тока сопровождается рядом сопутствующих явлений, на использовании которых в настоящее время развиты многочисленные отрасли промышленности (электроосвещение, электросварка, электрометаллургия, электрообработка, электроподогрев и др.). Тепловое действие тока заложено также в основе устройств многих современных приборов контроля и автоматики. В данной теме рассматриваются лишь некоторые вопросы, связанные с электрическим нагревом проводников.

§ 3.1. ПРОВОДНИКОВЫЕ МАТЕРИАЛЫ

Нагрев проводников обусловлен сопротивлением, которое оказывают проводники проходящему по ним току. Поэтому с явлением нагрева приходится считаться при решении любых технических задач создания и эксплуатации электротехнических установок.

По закону Джоуля — Ленца, количество тепла Q (дж), которое выделяется в t сек в проводнике с сопротивлением r (ом) проходящим по нему постоянным током I (а),

$$Q = rI^2t. \quad (3.1)$$

В зависимости от того, используется ли это тепло для практических целей или рассеивается (теряется) в окружающем пространстве, проводник должен быть выбран соответственно с большим или малым сопротивлением. Например, для изготовления печей нагрева необходимо применять провода с возможно высоким сопротивлением. Наоборот, провода линии электропередачи для снижения в них потери энергии должны иметь возможно малое сопротивление.

Характеристикой проводящих свойств материала проводника является удельное сопротивление (ρ) или величина, обратная удельному сопротивлению, — удельная проводимость материала ($\gamma = \frac{1}{\rho}$). Если проводник по всей длине l (м) имеет одинаковое сечение S (мм²), то его сопротивление

$$r = \rho \frac{l}{S} = \frac{l}{\gamma S}. \quad (3.2)$$

Удельное сопротивление в этом случае представляет собой сопротивление проводника данного материала длиной 1 м и поперечным сечением 1 мм². Единица удельного сопротивления имеет размерность $\frac{\text{ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}}$. В табл. 3.1 приведены значения удельных сопротивлений наиболее распространенных проводниковых материалов.

ТАБЛИЦА 3.1

Проводниковые материалы

Материал	Удельное сопротивление при 20° С $\rho, \frac{\text{ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}}$	Среднее значение температурного коэффициента сопротивления α	Материал	Удельное сопротивление при 20° С $\rho, \frac{\text{ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}}$	Среднее значение температурного коэффициента сопротивления α
Серебро	0,016	0,0036	Манганин	0,42	0,00004
Медь	0,0175	0,0040	Константан	0,5	0,00005
Бронза	0,021—0,052	0,0040	Нихром	1,0	0,00013
Алюминий	0,0297	0,0042	Фехраль	1,2	0,0008
Сталь	0,12	0,0062	Вольфрам	0,0503	0,0048
Уголь	10,0	—0,005 при 15°С			

Знания только удельного сопротивления материала недостаточно для выбора материала проводника. Необходимо учитывать влияние различных факторов на величину удельного сопротивления проводника. Наибольшее практическое значение имеет влияние температуры.

При повышении температуры до обычных рабочих пределов сопротивление для большинства чистых металлов увеличивается, а для электролитов и изделий из графита — уменьшается.

При небольших интервалах изменения температур зависимость сопротивления от температуры может быть выражена следующей приближенной формулой:

$$r_t \approx r_0 [1 + \alpha (t - t_0)], \quad (3.3)$$

где r_t — сопротивление проводника при температуре t ;
 r_0 — сопротивление проводника при температуре t_0 ;

α — температурный коэффициент сопротивления, характеризующий относительное изменение сопротивления проводника при изменении его температуры на 1°C .

В табл. 3.1 приведены средние значения температурных коэффициентов различных материалов.

На основе данных табл. 3.1 можно охарактеризовать некоторые электрические свойства различных проводниковых материалов и с учетом других их свойств отметить возможные области их применения.

Наименьшим удельным сопротивлением обладает серебро, которое является наилучшим проводником электрического тока, однако относительно высокая стоимость ограничивает его применение. Серебро используется лишь для изготовления или покрытия ответственных деталей электрических приборов и аппаратов. Наиболее распространенение имеет медь. Она обладает наилучшими проводящими свойствами после серебра. Благодаря легкости обработки из меди получают провода от весьма малых до больших сечений с достаточной механической прочностью. Чистая медь в настоящее время применяется для изготовления проводов, проводящих жил кабелей, обмоток электрических машин и трансформаторов, а также катушек различных приборов и аппаратов.

Для повышения механической прочности к меди прибавляют кремний, бериллий, кадмий и др. Получаемые при этом сплавы называют бронзами.

Кадмиевая бронза обладает большой сопротивляемостью истиранию и применяется для изготовления контактов и коллекторных пластин.

Фосфористая бронза обладает хорошей упругостью и используется для изготовления токоподводящих пружин измерительных приборов и аппаратов.

Бериллиевая бронза применяется для щеткодержателей, скользящих контактов, зажимов и ножей различных выключателей.

Алюминий является важнейшим заменителем меди для изготовления проводов, кабелей и шин. Удельное сопротивление его в 1,65 раза больше удельного сопротивления меди, поэтому для изготовления одного и того же сопротивления при одинаковой длине потребуются провод, сечение которого в 1,65 раза больше сечения медного провода. Однако вес этого провода будет в два раза легче.

Сталь используется как заменитель меди и алюминия в тех случаях, когда применение последних экономически нецелесообразно, например для воздушных линий небольших мощностей, для изготовления шин распределительных устройств и проводов линий связи.

Широкое применение получили так называемые сплавы высшего сопротивления — манганин, константан, ни-

хром и др. Они имеют высокое удельное сопротивление и очень низкий температурный коэффициент сопротивления.

Манганин (84% Cu, 12% Ni, 4% Mn) и **константан** (60% Cu, 40% Ni) применяются для изготовления магазинов сопротивлений. В отличие от манганина константан при соединении с медью или железом образует термопару, э. д. с. которой может вызвать заметные дополнительные погрешности в измерительных цепях. Поэтому манганин используется для изготовления образцовых сопротивлений, магазинов сопротивлений, шунтов к амперметрам и добавочных сопротивлений к вольтметрам. Из константана выполняют реостаты, магазины и сопротивления приборов низких классов.

Фехраль (80% Fe, 15% Cr, 5% Al) обладает наибольшим сопротивлением. Но его рабочая температура около 850°C, поэтому фехраль используется для низкотемпературных нагревателей.

Нихром (66% Ni, 15% Cr, 19% Fe) имеет более высокую рабочую температуру, чем фехраль, и применяется для нагревателей более высоких температур. Содержащийся в нихроме никель удорожает этот сплав по сравнению с фехралем.

§ 3.2. РАСЧЕТ ПРОВОДОВ ПО НАГРЕВУ

Как было сказано, прохождение тока по проводнику сопровождается выделением тепла в последнем. В первый момент это тепло поглощается проводником; отчего температура его повышается. Как только температура нагрева проводника ϑ_n превысит температуру $\vartheta_{окр}$ окружающей среды, поглощаемое проводником тепло рассеивается в окружающее пространство — начинается процесс теплоотдачи.

При обычных условиях работы, когда температура не превышает 100°C, теплоотдача осуществляется главным образом путем конвекции прикасающегося с проводом воздуха. Отдаваемое проводником тепло $Q_{отд}$ за 1 сек зависит от величины его поверхности охлаждения S , температуры перегрева $\vartheta = \vartheta_n - \vartheta_{окр}$ и коэффициента теплоотдачи k ($дж/м^2 \cdot ^\circ C \cdot сек$):

$$Q_{отд} = kS\vartheta t. \quad (3.4)$$

Перегрев будет наибольшим ($\vartheta = \vartheta_{max}$) при равновесии между получаемым Q и отдаваемым $Q_{отд}$ теплом:

$$rI^2 = kS\vartheta_{max}. \quad (3.5)$$

Уравнение (3.5) называется уравнением теплового равновесия нагрева проводника током. Пользуясь этим уравнением, можно произвести расчет температуры перегрева проводника с сопротивлением r по заданным условиям охлаждения проводника и его току нагрузки.

Чтобы чрезмерный нагрев проводника не привел к нарушению его изоляции или не ослабил его механических свойств, температура нагрева проводника ϑ_n не должна превышать предельно допустимую температуру. Величина этой температуры для заданных условий теплоотдачи нормируется ГОСТами. Например, проводники с резиновой или полихлорвиниловой изоляцией не должны нагреваться выше 55°C , кабели с бумажной изоляцией — выше 80°C , голые провода — выше 70°C .

По заданной температуре нагрева ϑ_n для данной температуры окружающей среды $\vartheta_{\text{окр}}$ можно найти температуру перегрева проводника $\vartheta_{\text{мах}} = \vartheta_n - \vartheta_{\text{окр}}$ и для нее по уравнению (3.5) определить токовую нагрузку проводника. Однако проводники работают в самых разнообразных условиях. Учесть влияние всех факторов на величину теплоотдачи затруднительно. Поэтому величину допустимого тока нагрузки проводника, как правило, не рассчитывают, а определяют экспериментально и нормируют.

Таблицы нормированных нагрузок проводов током в разных условиях их работы обычно приводятся во всех электротехнических справочниках.

Часто нагрузку проводов в этих таблицах характеризуют не током I , а плотностью тока δ (а/мм^2) $= \frac{I}{S}$, представляющей собой ток, проходящий по единице (1 мм^2) сечения проводника. Плотность тока зависит от сечения проводника и от условий его охлаждения. Например, для проводов марки ПРГ с сечением 25 мм^2 , проложенных в открытых местах, $\delta = 5 \text{ а/мм}^2$, а для проводов, проложенных в закрытых помещениях, $\delta = 4 \text{ а/мм}^2$. В тех же условиях для проводов марки ПРГ с сечением 120 мм^2 допустимая плотность тока соответственно равна $2,8 \text{ а/мм}^2$ и $2,3 \text{ а/мм}^2$.

Из приведенных примеров видно, что с ухудшением условий охлаждения и с увеличением сечения проводника плотность тока уменьшается. Особенно сильное снижение допустимой плотности тока имеет место для проводов многослойных катушек по сравнению с однослойными. Для проводов многослойных катушек из изолированного провода допустимую плотность тока берут равной $2-3 \text{ а/мм}^2$, а для однослойной намотки $5-6 \text{ а/мм}^2$. Провода, используемые для обмоток машин и трансформаторов, допускают плотность тока от 1 до 6 а/мм^2 в зависимости от качества изоляции и условий охлаждения.

Под расчетом проводов обычно понимают выбор их сечения при заданных условиях работы. Наличие таблиц допускаемых нагрузок значительно упрощает расчет проводов по допускаемому нагреву. Этот расчет сводится к определению рабочего тока I_p для заданного потребителя и подбору по таблице такого сечения провода, допустимый ток нагрузки которого $I_{\text{доп}}$ должен быть равен или больше рабочего тока: $I_{\text{доп}} \geq I_p$.

Провода линий, подводящих энергию к потребителю (рис. 3.1), кроме требований допустимого нагрева, должны удовлетворять требованиям допустимой потери напряжения в линии:

$$\Delta U = r_n I = 2 \frac{\rho l}{S} I. \quad (3.6)$$

Весьма важно, чтобы напряжение у приемника мало отличалось от номинального значения, поэтому величина ΔU нормируется. Так, снижение напряжения у наиболее удаленных ламп не должно быть больше $\pm(2,5-5)\%$ от их номинального напряжения, отклонение напряжения на зажимах электродвигателей должно быть не более $\pm 5\%$. Чтобы удовлетворить заданной величине потери напряжения при заданном токе, сечение должно быть не менее сечения, определенного из формулы (3.6):

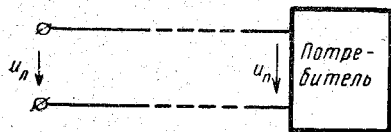


Рис. 3.1. Схема линии подвода электрической энергии к потребителю

$$S = \frac{2\rho l}{\Delta U} I. \quad (3.7)$$

Из двух найденных сечений провода при расчете по нагреву и потере напряжения выбирают наибольшее.

§ 3.3. ПЛАВКИЕ ПРЕДОХРАНИТЕЛИ И ТЕПЛОВЫЕ РЕЛЕ

Отдельные элементы электрической цепи и провода необходимо защищать от токов короткого замыкания и перегрузок. Простейшей защитой в установках низкого напряжения служат плавкие предохранители. Основным элементом предохранителя является его плавкая вставка — тонкая металлическая проволочка или пластинка из свинца, сплава свинца с оловом и т. п. При возрастании тока свыше допустимого значения вставка, включенная последовательно с токонесущим проводом, плавится и отключает защищаемый участок. Длина плавкой вставки выбирается такой, чтобы при ее перегорании не возникала электрическая дуга. Поэтому плавкая вставка, кроме тока, характеризуется еще напряжением.

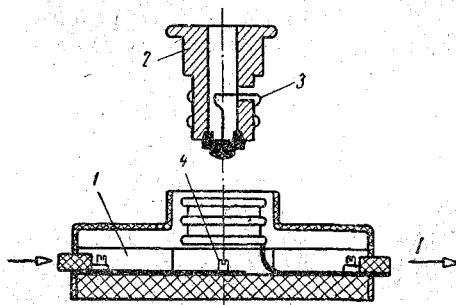


Рис. 3.2. Предохранитель-пробка:

1 — цоколь; 2 — пробка; 3 — вставка; 4 — контактный винт

В зависимости от способа крепления плавкой вставки предохранители имеют различные конструктивные виды: предохранители-

пробки, пластинчатые и трубчатые. Предохранители-пробки с резьбой (рис. 3.2) выполняются на номинальные токи до 60 а и напряжения до 250 в.

Контактный винт 4 имеет различную высоту для разных токов в соответствии с чем и длина пробок неодинакова. Этим предупреждается возможность ввинчивания пробок, номинальный ток которых не соответствует номинальному току защищаемого провода или потребителя.

Пробки устанавливаются обычно на групповых щитках и защищают отдельные отходящие от них провода и присоединенные к ним потребители.

Пластинчатые предохранители изготавливаются на номинальные токи до 500 а и напряжения до 500 в.

Наиболее распространенные в заводской практике являются трубчатые предохранители типа ПР (рис. 3.3).

Плавкая вставка 1 предохранителя, выполненная из цинка, помещается внутри фарфорового или бумажного патрона 2 с металлическими наконечниками 3

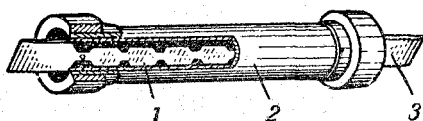


Рис. 3.3. Трубчатый предохранитель

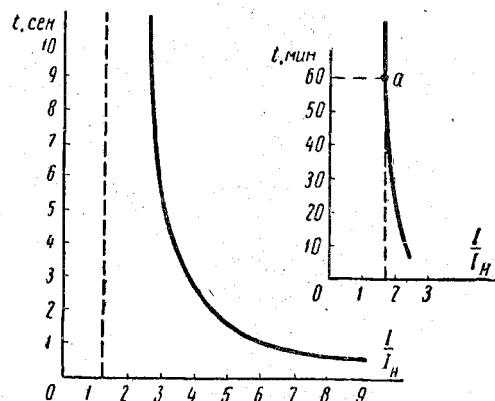


Рис. 3.4. Характеристика плавкой вставки

его вставки от величины проходящего по ней тока I . Обычно ток I выражают в относительных единицах $\frac{I}{I_n}$, где I_n — номинальный ток

плавкого предохранителя, т. е. наибольшее значение длительно допустимого тока вставки. Типичная кривая такой зависимости (рис. 3.4) показывает, что при перегрузке в 25% ($I = 1,25 I_n$) плавкая вставка не перегорит. Когда же перегрузка достигает 60% ($I = 1,60 I_n$), плавкая вставка перегорает в течение часа, а при увеличении тока до 8—10-кратного значения — почти мгновенно.

лическими наконечниками 3 в виде ножей, при помощи которых осуществляется быстрое включение собранного предохранителя в расщелку провода.

Для обеспечения надежной защиты объекта плавкий предохранитель должен быть выбран с учетом режима работы электрической цепи, в которую он включается.

Важнейшей характеристикой плавкого предохранителя является зависимость времени плавления

Из этой кривой видно, что токи перегрузки не отключаются плавкими предохранителями в течение 10 сек (в соответствии с требованиями термической устойчивости аппаратуры), если величина их не превышает 2,5-кратного значения номинального тока I_n плавкого предохранителя. Последнее обстоятельство весьма затрудняет применение плавких предохранителей в цепях с мощными двигателями, где пуск в ход двигателя часто длится около 10 сек, а пусковой ток может быть в 5—7 раз больше номинального. Если номинальный ток плавкого предохранителя выбрать равным номинальному току двигателя, то при пуске в ход двигателя плавкая вставка перегорит. Если же плавкий предохранитель выбрать таким, чтобы его номинальный ток был равен $I_n = \frac{I_{\text{пуск}}}{2,5} = 0,4 I_{\text{пуск}}$, то предохранитель будет пропускать в течение 10 сек пусковой ток, но не будет защищать двигатель от перегрузки, так как $0,4 I_{\text{пуск}} = (2-2,8) I_{n, \text{дв}}$.

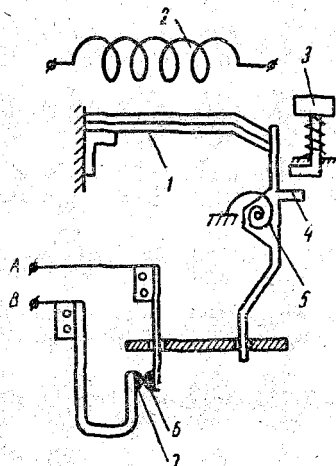


Рис. 3.5. Схема теплового реле

Согласно действующим Правилам устройств электроустановок (ПУЭ) СССР номинальный ток плавкой вставки во всех случаях следует выбирать минимальным, но при этом предохранитель не должен отключать установку при кратковременных перегрузках, обусловленных пусковыми токами, толчками токов от технологических нагрузок и т. д.

В установках, где отсутствует возможность кратковременного возникновения больших токов ПУЭ, рекомендуют выбирать плавкую вставку на номинальный ток I_n , величина которого должна быть не более 80% длительного допустимого значения тока I , по которому были выбраны сечения проводников защищаемого участка. В этом случае отношение $\frac{I}{I_n} > 1,25$ и предохранитель будет защищать установку от перегрузок, превышающих 25%.

К установкам, защищаемым такими предохранителями от перегрузок, ПУЭ относят осветительные сети и сети различных потребителей электрической энергии в жилых и общественных зданиях, торговых и складских помещениях, служебно-бытовых помещениях промышленных предприятий, а также во взрывоопасных, пожароопасных помещениях.

В тех случаях, когда при работе возникают кратковременные большие токи (толчки токов), выбор проводников и защищающих их предохранителей производится в соответствии с конкретными

условиями работы защищаемой установки (см. разд. III ПУЭ). При этом номинальный ток I_n плавкой вставки должен быть меньше длительно допустимого тока защищаемых проводников почти в три раза ($I \leq 3I_n$).

Для защиты установки от перегрева токами перегрузки может быть использовано тепловое реле. Основным элементом теплового реле (рис. 3.5) является биметаллическая пластинка 1, склепанная из металлов с неодинаковыми коэффициентами удлинения.

Вблизи биметаллической пластинки помещена нагревательная спираль 2, включенная в защищаемую линию. При нормальном режиме приемника ($I \leq I_n$) нагрев пластинки недостаточен для ее заметной деформации. Когда же ток длительно превышает свое номинальное значение, пластинка от нагревания деформируется и освобождает рычаг 4, который под действием пружины 5 поворачивается против часовой стрелки и размыкает контакты 6 и 7 вспомогательной цепи управления АВ. Размыкание этой цепи ведет к отключению защищаемой линии и потребителя.

Включение реле производится нажатием кнопки 3, действующей на рычаг 4. Это включение может быть осуществлено только после того, как биметаллическая пластинка остынет (3—4 мин) и вернется в исходное положение.

У малоомощных тепловых реле нагревательная спираль отсутствует и нагревание биметаллической пластинки производится непосредственно током нагрузки. В этом случае биметаллическая пластинка включается последовательно в защищаемую цепь.

Зависимость времени выключения теплового реле от тока нагрузки такова, что при перегрузке в 50% тепловое реле сработает через 2 мин, при трехкратной перегрузке — через 35 сек, а при восьмикратной перегрузке — через 25 сек. Следовательно, тепловое реле, защищая двигатель от длительной перегрузки, не реагирует на кратковременные толчки тока в цепи вследствие своей тепловой инерции.

Глава 4

НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 4.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ. ПРИМЕРЫ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Выше рассматривались электрические цепи, параметры которых (сопротивления и проводимости) считались не зависящими от величины проходящего по ним тока.

Элементы электрических цепей, напряжения и токи которых связаны между собой линейными уравнениями, называются *линейными*, а цепи, состоящие из линейных элементов, — *линейными* цепями.

Вольт-амперные характеристики отдельных элементов таких цепей, представляющие графики зависимости тока от напряжения, можно изображать прямыми линиями, как показано на рис. 4.1.

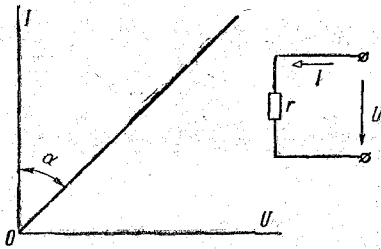


Рис. 4.1. Вольт-амперная характеристика линейного элемента и его условное обозначение на схеме

Тангенс угла наклона этих прямых к оси токов определяет электрическое сопротивление

$$r = \frac{U}{I} = \frac{m_U}{m_I} \operatorname{tg} \alpha = m_r \operatorname{tg} \alpha, \quad (4.1)$$

где m_U , m_I и m_r — масштабы напряжения, тока и сопротивления.

Как мы видели ранее, электрические цепи постоянного тока с линейными элементами можно рассчитывать аналитически, составляя необходимую систему линейных уравнений, пользуясь законами Ома и Кирхгофа.

В практических условиях часто встречаются электрические цепи, параметры отдельных элементов которых резко меняются с измене-

нием тока. Эти элементы имеют криволинейные вольт-амперные характеристики и поэтому называются *нелинейными*. Электрические цепи, содержащие нелинейные элементы, называются *нелинейными* электрическими цепями.

Строго говоря, большинство встречающихся элементов электрических цепей постоянного тока являются нелинейными, так как с изменением величины тока меняется температура элемента, а следовательно, и его сопротивление. Однако у многих из них вольт-амперные характеристики в рабочем диапазоне изменений токов и напряжений мало отличаются от прямолинейных, поэтому такие элементы обычно считают линейными, что значительно упрощает проведение необходимых расчетов.

Нелинейные элементы весьма разнообразны и широко используются в различных областях техники. Простейшими из них являются лампы накаливания, так как их сопротивление сильно зависит от

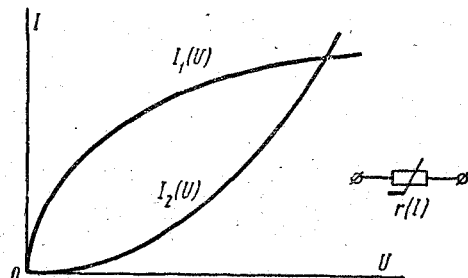


Рис. 4.3. Вольт-амперные характеристики термосопротивлений и условное обозначение нелинейного сопротивления

температуры накаливаемой нити, а последняя — от величины проходящего по лампам тока.

Широко распространенными нелинейными элементами являются электронные лампы. На рис. 4.2 приведена вольт-амперная характеристика диода.

Ток такой лампы с увеличением напряжения сначала возрастает, а затем наступает так называемое насыщение, когда, несмотря на увеличение напряжения, ток практически остается неизменным.

Свойство зависимости сопротивления от температуры лежит в основе работы *термосопротивлений*. На рис. 4.3 приведены вольт-амперные характеристики термосопротивлений: $I_1(U)$ для материалов с положительным и $I_2(U)$ с отрицательным температурными коэффициентами.

Термосопротивления применяются для измерения и автоматического регулирования температур, для компенсации изменения

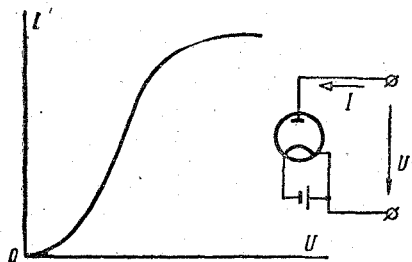


Рис. 4.2. Вольт-амперная характеристика диода и его условное обозначение на схеме

параметров в приборах и аппаратах с изменением температуры и т. п.

Термосопротивления, используемые для измерения температуры, называют термометрами сопротивления (ТС). Теплочувствительный элемент (датчик) этого термометра состоит из тонкой неизолированной проволоки 2, намотанной на пластину из слюды 3 и подсоединенной своими концами к выводам 1 (рис. 4.4). Сопротивление этой проволоки меняется при изменениях температуры.

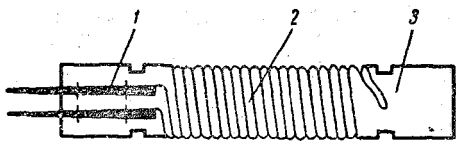


Рис. 4.4. Теплочувствительный элемент термометра сопротивления

Термометр сопротивления включается в большинстве случаев в схему четырехплечного моста (рис. 4.5).

Изменение температуры вызывает изменение сопротивления плеча, которое в свою очередь вызывает изменение тока и показания измерительного прибора ИП, проградуированного непосредственно в градусах.

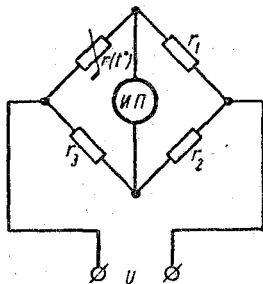


Рис. 4.5. Включение термометра сопротивления $r(t^\circ)$ в схему четырехплечного моста

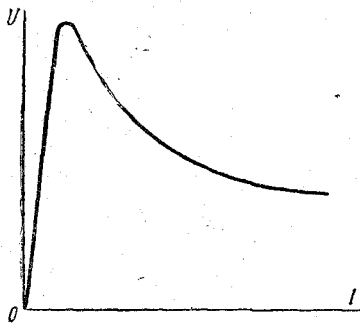


Рис. 4.6. Вольт-амперная характеристика термистора

Термосопротивления, изготовленные из окислов металлов, называются термисторами. Термисторы обладают высокой чувствительностью, так как сопротивление их в зависимости от температуры изменяется в 5—10 раз сильнее, чем у металлов, и находят в настоящее время широкое применение во многих областях техники.

На рис. 4.6 приведена вольт-амперная характеристика одного из типов термисторов, применяемых в измерительной аппаратуре.

На начальном участке, т. е. при весьма малых токах, кривая практически прямолинейна и температурный коэффициент термистора α положителен; после точки перегиба значения α отрицательны.

Особые свойства термистора в основном определяются его высоким отрицательным температурным коэффициентом α .

Одним из наиболее распространенных нелинейных элементов является б а р е т т е р. Он представляет собой стальную проволоку, помещенную в стеклянный баллон, заполненный водородом для улучшения отвода тепла и защиты от окисления. Сталь имеет значительный положительный температурный коэффициент в интервале температур от 200 до 600° С. Величина сопротивления при этих температурах растет почти прямо пропорционально изменению напряжения, благодаря чему в некоторых пределах изменения напряжения (рис. 4.7) от $U_{нач}$ до $U_{кон}$ ток I_0 практически остается неизменным. В силу указанных свойств бареттеры широко применяются для стабилизации тока.

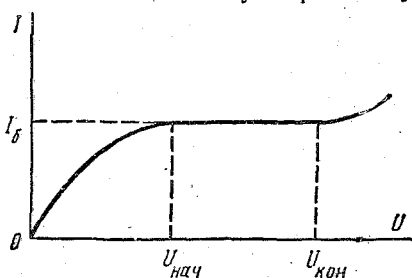


Рис. 4.7. Вольт-амперная характеристика бареттера

Необходимо отметить, что бареттер является инерционным прибором, поэтому при быстрых изменениях приложенного напряжения ток бареттера не остается постоянным.

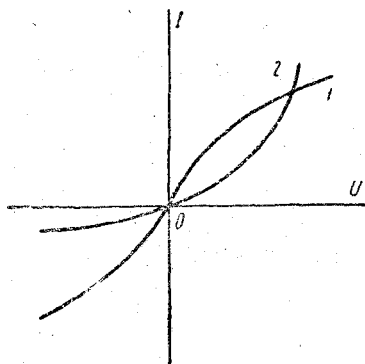


Рис. 4.8. Вольт-амперные характеристики наиболее распространенных нелинейных элементов; 1 — симметричная; 2 — несимметричная.

Вольт-амперные характеристики применяемых нелинейных элементов имеют самый разнообразный вид, но наиболее распространенными являются две группы: симметричные (кривая 1 на рис. 4.8) и несимметричные (кривая 2 на рис. 4.8) относительно осей координат. Сопротивление нелинейных элементов с симметричной характеристикой не зависит от направления тока, поэтому они используются в цепях как постоянного, так и переменного тока. Таковы термосопротивления, бареттеры, приборы тлеющего разряда с одинаковыми электродами и т. д.

Сопротивление нелинейных элементов с несимметричной характеристикой зависит от направления тока. Они, как правило, применяются в цепях переменного тока, где их можно использовать, например, в качестве выпрямителей, т. е. преобразователей переменного тока в постоянный. К несимметричным нелинейным элементам относятся различные электронные лампы, ртутные вентили, полупроводниковые диоды и триоды.

§ 4.2. ГРАФИЧЕСКИЙ МЕТОД РАСЧЕТА ЦЕПЕЙ
ПОСТОЯННОГО ТОКА, СОСТОЯЩИХ ИЗ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО
И ПАРАЛЛЕЛЬНО СОЕДИНЕННЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

При расчете нелинейных цепей постоянного тока обычно считают известными вольт-амперные характеристики входящих в них нелинейных элементов. В этом случае расчет цепи наиболее просто производится графическим методом. Рассмотрим примеры такого расчета.

На рис. 4.9, а приведена схема нелинейной цепи, состоящей из двух последовательно соединенных нелинейных элементов $r_1(I)$ и $r_2(I)$ с заданными на рис. 4.9, б вольт-амперными характеристиками $I(U_1)$ и $I(U_2)$.

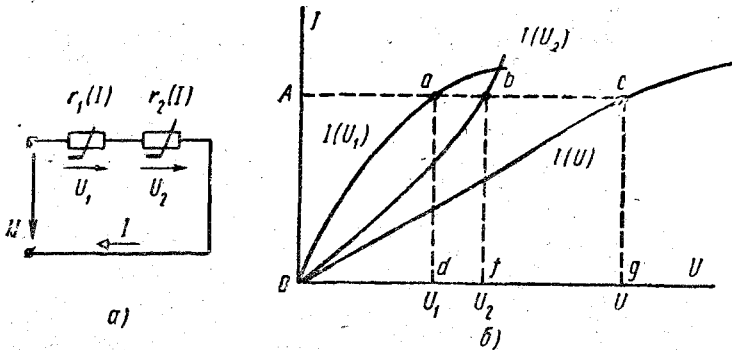


Рис. 4.9. Последовательное соединение двух нелинейных элементов:
а — схема; б — вольт-амперные характеристики

Построим вольт-амперную характеристику $I(U)$, выражающую зависимость тока I в цепи от подведенного к ней напряжения U .

Так как ток обоих участков цепи одинаков, а подведенное напряжение $U = U_1 + U_2$, для построения характеристики $I(U)$ достаточно просуммировать абсциссы заданных кривых $I(U_1)$ и $I(U_2)$ для определенных значений тока (см. рис. 4.9, б).

Пользуясь характеристиками рис. 4.9, б, можно решить различные для этой цепи задачи. Пусть, например, задан ток I и требуется найти соответствующее ему напряжение U схемы и напряжения отдельных ее элементов U_1 и U_2 . Тогда на оси ординат графика рис. 4.9, б находим точку A , соответствующую заданному току, и проводим от нее горизонталь, пересекающую кривые $I(U_1)$, $I(U_2)$ и $I(U)$. Из точек пересечения a , b и c опускаем перпендикуляры на ось абсцисс; точки пересечения их с осью абсцисс определяют искомые напряжения:

$$m_U \overline{Od} = U_1, \quad m_U \overline{Of} = U_2 \quad \text{и} \quad m_U \overline{Og} = U.$$

Если задано напряжение U , например, отрезком $O\bar{g}$, то по графику $I(U)$ непосредственно можно найти ток в цепи $I = m_{lgc}$, а затем напряжения U_1 и U_2 , как было показано выше.

Аналогичный прием можно использовать, когда последовательно соединены не два, а большее число нелинейных элементов, или когда некоторые из последовательно соединенных элементов имеют линейные характеристики. Однако в том случае, когда заданное напряжение U , подведенное к цепи, состоящей из двух последовательно соединенных нелинейных элементов, остается неизменным и требуется найти напряжения U_1 и U_2 на каждом из элементов, построение общей характеристики цепи $I(U)$ не обязательно.

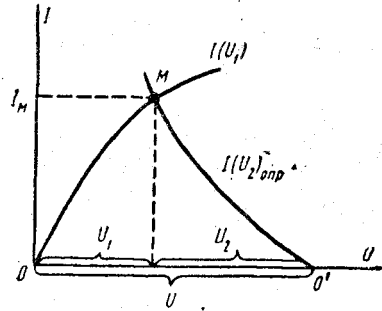


Рис. 4.10. Определение напряжений U_1 и U_2 участков нелинейной цепи по заданному напряжению U методом построения опрокинутой характеристики второго участка

Можно применить другой метод решения задачи с построением так называемой **о п р о к и н у т о й** х а р а к т е р и с т и к и одного из элементов цепи. Для этого рассмотрим зависимость изменения тока I цепи, во-первых, от напряжения U_1 и, во-вторых, от разности напряжений $U - U_2$. В первом случае эта зависимость определяется собственной характеристикой (см. рис. 4.9, б) первого элемента $I(U_1)$, во-втором случае при

построении характеристики $I(U - U_2)$ для каждого значения тока I необходимо из постоянной абсциссы U вычесть абсциссу характеристики $I(U_2)$ второго элемента. Это равносильно построению опрокинутой характеристики второго элемента $I(U_2)_{опр}$ от точки O' , соответствующей напряжению U на рис. 4.10.

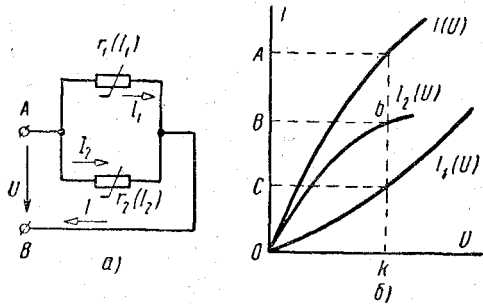


Рис. 4.11. Параллельное соединение двух нелинейных элементов:
а — схема; б — вольт-амперные характеристики

Рабочий режим первого элемента должен удовлетворять обеим характеристикам, т. е. он должен определяться точкой M пересечения этих характеристик. Перпендикуляры, опущенные на оси координат из точки пересечения, определяют значения напряжений U_1 и U_2 отдельных элементов и общий ток I_M .

При параллельном соединении двух нелинейных элементов (рис. 4.11, а) с заданными вольт-амперными характеристиками в виде

кривых $I_1(U)$ и $I_2(U)$ (рис. 4.11, б) напряжение U является общим, а ток I в неразветвленной части цепи равен сумме токов ветвей: $I = I_1 + I_2$. Поэтому для получения общей характеристики $I(U)$ достаточно для произвольных значений напряжения U на рис. 4.11, б просуммировать ординаты характеристик отдельных элементов.

Пользуясь этими характеристиками, как и в предыдущем случае, по заданному напряжению U можно найти все токи I , I_1 и I_2 , или ре-

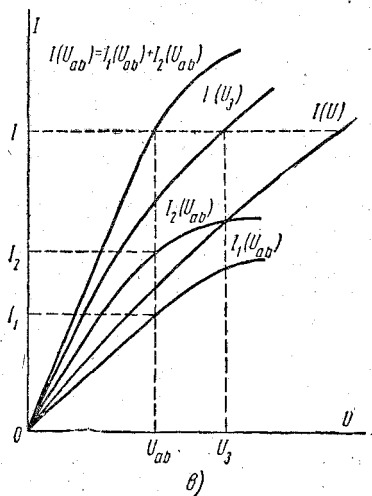
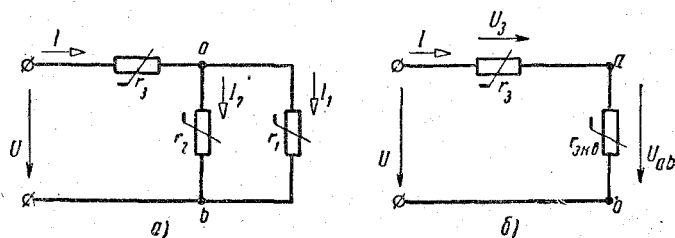


Рис. 4.12. Смешанное соединение нелинейных элементов:

а — заданная схема; б — эквивалентная схема; в — вольт-амперные характеристики

шить обратные задачи. Пусть, например, задан ток I_2 второй ветви и требуется найти токи I_1 , I и напряжение U . Для этого на оси ординат рис. 4.11, б из точки B , соответствующей току I_2 , проводят линию, параллельную оси абсцисс, до пересечения с кривой $I_2(U)$ в точке b . Из этой точки опускают перпендикуляр bk на ось абсцисс и продолжают его вверх до пересечения с кривой $I(U)$. Отрезки \overline{OA} и \overline{OC} в масштабе токов определяют искомые токи I и I_1 , а отрезок \overline{OK} в масштабе напряжений — подведенное к цепи напряжение U .

В том случае, когда нелинейные элементы с заданными вольт-амперными характеристиками имеют смешанное соединение

(рис. 4.12, а), расчет схемы начинают с определения характера зависимости приложенного к точкам разветвления напряжения U_{ab} , от общего тока двух параллельных ветвей $I = I_1 + I_2$. Для этого по характеристикам ветвей $I_1(U_{ab})$ и $I_2(U_{ab})$ на рис. 4.12, в находят токи для одних и тех же значений напряжения U_{ab} . Суммируя ординаты этих кривых, определяют кривую $I(U_{ab})$ в тех же координатных осях.

Затем строят вольт-амперную характеристику $I(U_3)$ нелинейного элемента, соединенного последовательно с разветвленным участком. Рассматривая всю цепь, состоящую из двух последовательных участков (рис. 4.12, б) с известными характеристиками $I(U_3)$ и $I(U_{ab})$, можно построить вольт-амперную характеристику $I(U)$ всей схемы.

По характеристикам рис. 4.12, в и заданному напряжению U на входе схемы можно найти распределение токов схемы и напряжения на участках. Возможно также решение обратной задачи, когда по характеристикам и току одного из участков определяют токи остальных ветвей и напряжения участков.

§ 4.3. АНАЛИТИЧЕСКИЙ МЕТОД РАСЧЕТА ЦЕПЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА С НЕЛИНЕЙНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

Рассмотренный в § 4.2 графический метод расчета применим при любом виде вольт-амперных характеристик нелинейных элементов, поэтому он является наиболее общим.

В том случае, когда участки криволинейных характеристик в определенном интервале изменяющегося напряжения или тока можно приближенно заменить прямыми линиями и составить для них уравнения, расчет можно производить аналитически с заменой нелинейной цепи эквивалентной схемой с линейными элементами. При таких расчетах пользуются понятием статического и динамического сопротивлений нелинейного элемента.

Статическим сопротивлением $r_{ст}$ нелинейного элемента в заданной точке вольт-амперной характеристики называют величину, равную отношению напряжения к току при режиме, соответствующем данной точке. На рис. 4.13 и 4.14 приведены наиболее типичные вольт-амперные характеристики, отдельные участки которых могут входить во многие характеристики самых разнообразных нелинейных элементов.

Статическое сопротивление в точке a этих характеристик пропорционально тангенсу угла наклона α к оси токов луча, проведенного из начала координат через заданную точку a характеристики:

$$r_{ст} = \frac{U}{I} = \frac{m_{Uab}}{m_{IOb}} = m_r \operatorname{tg} \alpha. \quad (4.2)$$

Динамическим сопротивлением r_d нелинейного элемента называют величину, равную отношению бесконечно малого приращения напряжения к бесконечно малому приращению тока в данной точке вольт-амперной характеристики. Динамическое сопротивление пропорционально тангенсу угла наклона β касательной в данной точке характеристики к оси токов:

$$r_d = \frac{dU}{dI} = m_r \operatorname{tg} \beta. \quad (4.3)$$

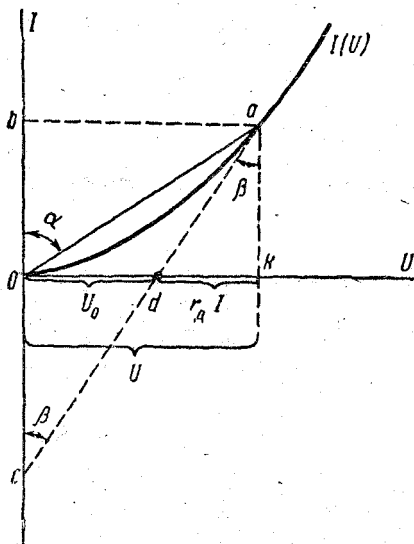


Рис. 4.13. Определение статического и динамического сопротивлений нелинейного элемента с вогнутой вольт-амперной характеристикой

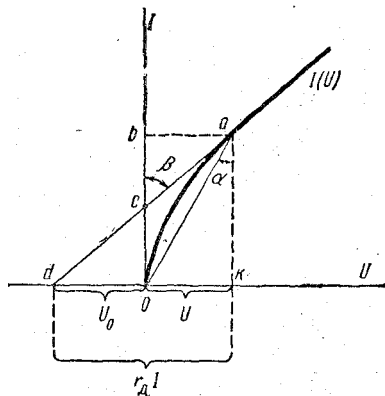


Рис. 4.14. Определение статического и динамического сопротивлений нелинейного элемента с выпуклой вольт-амперной характеристикой

Участки характеристик рис. 4.13 и 4.14 для токов $I > m_1 \overline{Ob}$ линейны, поэтому эти участки можно заменить прямыми линиями и составить для них линейные уравнения.

Рассмотрим рис. 4.13. Напряжение на линейном участке этой кривой состоит из постоянной составляющей напряжения, измеряемой отрезком \overline{Od} , отсекаемым прямой ac на оси напряжений $U_0 = m_U \overline{Od}$, и переменной составляющей U_{dk} , величина которой в масштабе m_U может быть выражена через отрезок \overline{dk} и в конечном счете через ток и динамическое сопротивление нелинейного элемента:

$$U_{dk} = m_U \overline{dk} = m_U \overline{ka} \operatorname{tg} \beta = m_U \frac{I}{m_I} \operatorname{tg} \beta = I m_r \operatorname{tg} \beta,$$

или

$$U_{dk} = r_d I. \quad (4.4)$$

Таким образом,

$$U = U_0 + r_d I, \quad (4.5)$$

т. е. напряжение на рассматриваемом участке равно постоянной составляющей напряжения, отсекаемой прямой линией на оси напряжения, и падению напряжения на динамическом сопротивлении.

Рассуждая аналогичным образом, для прямой рис. 4.14 получим уравнение вида

$$U = -U_0 + r_d I. \quad (4.6)$$

Каждый из двух рассмотренных нелинейных элементов может быть заменен эквивалентной схемой, удовлетворяющей соответству-

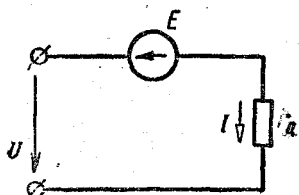


Рис. 4.15. Эквивалентная схема нелинейного элемента с вольт-амперной характеристикой рис. 4.13

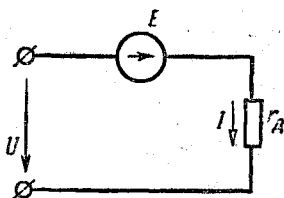


Рис. 4.16. Эквивалентная схема нелинейного элемента с вольт-амперной характеристикой рис. 4.14

ющему уравнению напряжений. Так, нелинейный элемент, вольт-амперная характеристика которого задана на рис. 4.13, в соответствии с выражением (4.5) может быть заменен схемой рис. 4.15, состоящей из последовательно соединенных источника, э. д. с. которого $E = U_0$, и сопротивления r_d .

Для нелинейного элемента с характеристикой рис. 4.14 эквивалентная схема рис. 4.16 имеет источник, э. д. с. которого $E = U_{0a} = U_0$ в соответствии с формулой (4.6) имеет направление, совпадающее с направлением тока.

Заменяя каждый из нелинейных элементов эквивалентной схемой, расчет нелинейной цепи можно свести к расчету эквивалентной линейной цепи, для которой можно составить необходимую систему уравнений, пользуясь законами Кирхгофа.

§ 4.4. СТАБИЛИЗАЦИЯ ТОКА В ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ЦЕПИ

Нелинейные элементы можно использовать в качестве стабилизаторов, обеспечивающих практически постоянство заданных значений тока или напряжения на участке цепи в условиях колеблющихся значений подведенного к цепи напряжения. Рассмот-

рим простейшую схему стабилизации тока при помощи бареттера. Для стабилизации тока бареттером его включают последовательно с нагрузкой (рис. 4.17). При этом номинальный ток бареттера должен быть равен току нагрузки.

Рассмотрим, как можно определить ток в данной цепи по известному напряжению U на входе схемы, а также изменение этого тока при изменении входного напряжения. Воспользуемся графическим методом расчета.

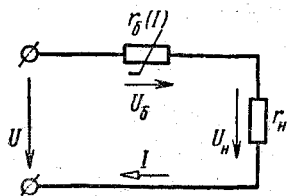


Рис. 4.17. Схема стабилизации тока нагрузки при помощи бареттера

Для этого построим на рис. 4.18 характеристику бареттера $I(U_b)$ и на оси абсцисс отложим точку O' , отстоящую от начала координат на расстоянии $OO' = U/m_U$. Нагрузочный элемент этой схемы имеет прямолинейную характеристику $I(U_n)$, угол наклона которой α к оси токов может быть определен из уравнения $r_n = m_r \operatorname{tg} \alpha$.

Для построения опрокинутой характеристики линейного элемента $I(U_n)_{\text{опр}}$ достаточно из точки O' к оси напряжения восстановить перпендикуляр и под углом α к нему провести из этой же точки луч $O'a$. Координаты b и c точки a пересечения кривых $I(U_b)$ и $I(U_n)_{\text{опр}}$ определяют значения тока I , напряжение бареттера U_b и напряжение на нагрузке U_n при заданном напряжении U на входе схемы.

Пользуясь графиком рис. 4.18, можно решить и обратную задачу — определить входное напряжение U схемы для заданного тока нагрузки I . Для этого достаточно на кривой $I(U_b)$ найти точку a , соответствующую току I , и из нее провести прямую aO' под углом α к вертикали. Точка пересечения этой прямой с осью абсцисс определит искомое напряжение U .

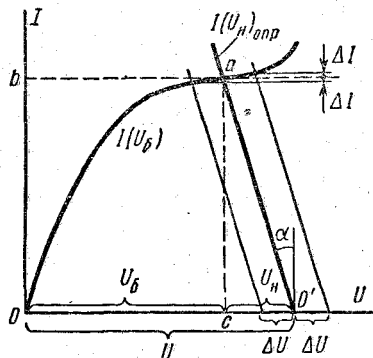


Рис. 4.18. Графический метод расчета схемы стабилизации тока, изображенной на рис. 4.17

При колебаниях напряжения на входе на величину $\pm \Delta U$ точка O' будет перемещаться по оси напряжения, соответственно чему будет параллельно перемещаться и прямая $I(U_n)_{\text{опр}}$. Как видно из рис. 4.18, величина тока при колебаниях напряжения практически остается неизменной. Таким образом, в цепи имеет место с т а б и л и з а ц и я т о к а.

Для характеристики стабилизации тока пользуются понятием коэффициента стабилизации тока K_I , показывающим, во сколько раз относительное изменение тока в схеме меньше

относительного изменения входного напряжения:

$$K_I = \frac{\frac{\Delta U}{U}}{\frac{\Delta I}{I}} = \frac{\Delta U I}{U \Delta I}, \quad (4.7)$$

или в пределе

$$K_I = \frac{I}{U} \cdot \frac{dU}{dI}. \quad (4.8)$$

Чем больше коэффициент стабилизации, тем выше стабилизирующие свойства схемы.

Числовое значение K_I можно определить как графически, так и аналитически. При графическом определении коэффициента K_I находят, какое отклонение ΔI от номинального значения I имеет ток при изменении напряжения на величину ΔU от номинального значения U .

Полученные значения U , I , ΔU и ΔI (см. рис. 4.18) подставляют в формулу (4.7) и определяют значение K_I .

Для аналитического расчета коэффициента K_I в соответствии с характеристикой $I(U_0)$ балласт заменяют эквивалентной схемой согласно рис. 4.19. Общее напряжение схемы

$$U = -U_0 + r_d I + r_n I. \quad (4.9)$$

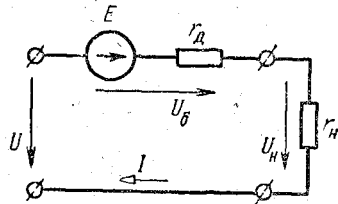


Рис. 4.19. Эквивалентная схема цепи рис. 4.17

Первая производная этого напряжения по току

$$\frac{dU}{dI} = r_d + r_n. \quad (4.10)$$

Но из уравнения (4.9) следует, что ток I связан с напряжением U соотношением

$$I = \frac{U + U_0}{r_d + r_n}. \quad (4.11)$$

Поэтому, подставляя в формулу (4.8) значения $\frac{dU}{dI}$ из (4.10) и I из (4.11), получим

$$K_I = \frac{U + U_0}{U} = 1 + \frac{U_0}{U}. \quad (4.12)$$

§ 4.5. СТАБИЛИЗАЦИЯ НАПЯЖЕНИЯ

Для поддержания напряжения на каком-либо участке цепи неизменным применяют стабилизатор напряжения, работа которого может быть основана на самых разнообразных принципах.

Для стабилизации напряжения в цепях постоянного тока часто применяют газоразрядные стабилизаторы. Они

представляют собой стеклянную колбу, заполненную инертным газом, внутри которой находится цилиндрический катод и совпадающий с осью цилиндра прямолинейный анод.

На рис. 4.20 приведены вольт-амперная характеристика $I_{ст}$ ($U_{ст}$) такого стабилизатора и схема его включения под напряжение U .

Из характеристики видно, что в начальный период возникновения газового разряда требуется напряжение $U_a = U_{об}$ (напряжение зажигания), величина которого много больше величины напряжения $U_{ст} = U_{oa}$, при котором поддерживается нормальный тлеющий разряд в стабилизаторе. В области рабочего участка характеристики при небольшом приращении напряжения на стабилизаторе ток в

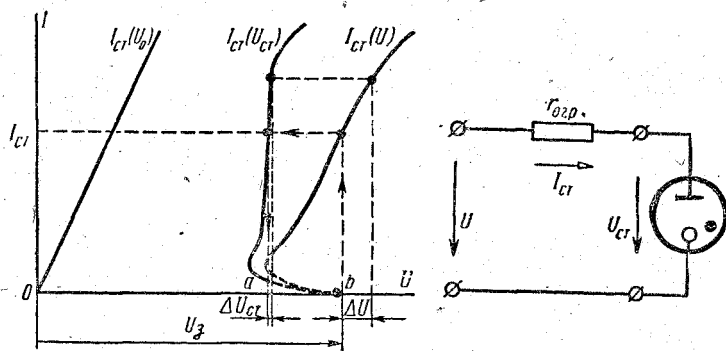


Рис. 4.20. Вольт-амперные характеристики цепи, состоящей из последовательно соединенных ограничивающего сопротивления $r_{огр}$ и газоразрядного стабилизатора с характеристикой $I_{ст}(U_{ст})$

нем сильно растет, а сопротивление сильно уменьшается. Поэтому последовательно со стабилизатором в схему включено ограничивающее сопротивление $r_{огр}$, поглощающее напряжение $U - U_{ст}$.

Кроме характеристики $I_{ст}(U_{ст})$, в тех же осях построена характеристика $I_{ст}(U_0)$ линейного элемента $r_{огр}$ и по ним характеристика $I_{ст}(U)$ всей цепи. Рассмотрим эти характеристики для анализа работы схемы. Возьмем входное напряжение схемы $U = U_{об}$ и соответствующее ему напряжение стабилизатора $U_{ст} = U_{oa}$. В условиях, соответствующих участку характеристики, где напряжение U становится выше или ниже заданного напряжения $U = U_{об}$, имеет место стабилизация напряжения $U_{ст}$, снимаемого со стабилизатора.

Процесс стабилизации характеризуется тем, что значительные изменения входного напряжения на величину $\pm \Delta U$ вызывают очень малые изменения выходного напряжения на величину $\pm \Delta U_{ст}$ стабилизатора.

Для характеристики стабилизирующего действия схемы вводят коэффициент стабилизации напряжения K_U ,

показывающий, во сколько раз относительное изменение стабилизируемого напряжения меньше относительного изменения напряжения на входе схемы:

$$K_U = \frac{\frac{\Delta U}{U}}{\frac{\Delta U_{ст}}{U_{ст}}} = \frac{\Delta U}{\Delta U_{ст}} \cdot \frac{U_{ст}}{U}, \quad (4.13)$$

или в пределе

$$K_U = \frac{U_{ст}}{U} \cdot \frac{dU}{dU_{ст}}.$$

Коэффициент стабилизации напряжения, так же как и коэффициент стабилизации тока, можно определять графически и аналитически. Например, из характеристики рис. 4.20 для рассмотренного случая ($U = U_{об}$)

$$K_U = \frac{\frac{\Delta U}{U_{об}}}{\frac{\Delta U_{ст}}{U_{об}}}.$$

В качестве примера практического использования газоразрядного стабилизатора рассмотрим схему рис. 4.21 стабилизации напряжения в анодной цепи электронной лампы. Стабилизирующее действие этой схемы объясняется следующим образом.

Пусть, например, ток нагрузки I_H увеличился. При этом ток $I = I_{ст} + I_H$ также возрастет, вследствие чего увеличится падение напряжения $r_{огр}I$ и понизится напряжение на стабилизаторе $U_{ст} = U - r_{огр}I$. Но с понижением напряжения $U_{ст}$ согласно характеристике $I_{ст}(U_{ст})$ резко уменьшится ток стабилизатора $I_{ст}$, что в свою очередь вызовет уменьшение падения напряжения $r_{огр}I$ и пос-

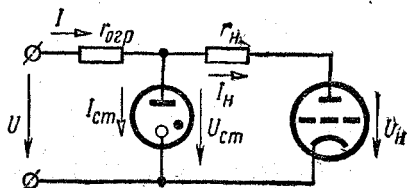


Рис. 4.21. Схема стабилизации напряжения в анодной цепи электронной лампы

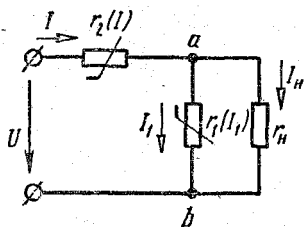


Рис. 4.22. Схема стабилизации напряжения нагрузки

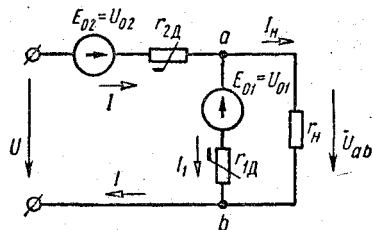


Рис. 4.23. Эквивалентная схема нелинейной цепи рис. 4.22

ледующее восстановление напряжения $U_{ст}$ на стабилизаторе. При уменьшении тока нагрузки I_H напряжение на стабилизаторе возрастет. Увеличение тока в нем вызовет увеличение падения напряжения $r_{огр}I$ и последующее снижение напряжения $U_{ст}$. Приведенная схема рис. 4.21 представляет собой схему нелинейной цепи со смешанным соединением.

Рассмотрим схему рис. 4.22 для стабилизации напряжения нагрузки. Здесь параллельно линейному элементу нагрузки с сопротивлением $r_н$, напряжение $U_н = U_{аб}$ на котором необходимо стабилизировать, включен нелинейный элемент

$r_1(I_1)$ с отрицательным температурным коэффициентом. Последовательно с разветвленным участком включен нелинейный элемент $r_2(I)$ с положительным температурным коэффициентом.

Для определения коэффициента стабилизации заданной схемы аналитическим методом заменим ее нелинейные элементы эквивалентными линейными элементами. Эквивалентные линейные элементы можно выразить линейными уравнениями, аналогичными уравнениям (4.5) и (4.6):

$$U_1 = U_{01} + r_{1д}I_1$$

и

$$U_2 = -U_{02} + r_{2д}I. \quad (4.14)$$

Здесь U_{01} и U_{02} — напряжения, отсекаемые на оси напряжений прямыми, изображающими характеристики эквивалентных линейных элементов;

$r_{2д}$ и $r_{1д}$ — динамические сопротивления последовательного участка и ветви ab .

После замены нелинейных элементов линейными схема рис. 4.22 может быть заменена схемой рис. 4.23. Составим для нее одно уравнение по первому и два уравнения по второму законам Кирхгофа:

$$I = I_1 + \frac{U_{ab}}{r_n}, \quad (a)$$

$$U + U_{02} = r_{2д}I + U_{ab}, \quad (б)$$

$$U_{ab} = U_{01} + r_{1д}I_1. \quad (в)$$

Решая полученную систему уравнений относительно напряжения U , получим

$$U = U_{ab} \frac{r_{1д}r_{2д} + r_n(r_{1д} + r_{2д})}{r_n r_{1д}} - \frac{U_{01}r_{2д} + U_{02}r_{1д}}{r_{1д}}.$$

Определив из этого равенства производную $\frac{dU}{dU_{ab}}$ и отношение $\frac{U_{ab}}{U}$, найдем на основании формулы (4.13) коэффициент стабилизации схемы

$$K_U = \frac{dU}{dU_{ab}} \cdot \frac{U_{ab}}{U} = 1 + \frac{U_{02}}{U} + \frac{U_{01}}{U} \cdot \frac{r_{2д}}{r_{1д}}.$$

Глава 5 МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 5.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ

Работа электрических машин, трансформаторов и многих других современных электротехнических устройств основывается на физических законах электромеханического и индукционного действий магнитного поля.

Электро­механическое действие магнитного поля заключается в том, что на проводник с током или на ферромагнитное вещество в магнитном поле действует механическая сила. Величина и направление этой силы зависят от интенсивности и направления магнитного поля, которые для любой точки поля характеризуются вектором магнитной индукции \vec{B} . При графическом изображении магнитного поля пользуются линиями магнитной индукции, которые называются магнитными силовыми линиями. Направление силы, действующей на северный полюс магнитной стрелки, принимается за направление магнитных силовых линий. Касательная в каждой точке такой линии совпадает с направлением вектора магнитной индукции.

Магнитные линии всегда образуют замкнутые контуры, нигде не пересекающиеся друг с другом. Направления магнитных линий поля и создающего его тока взаимно перпендикулярны и связаны правилом буравчика: направление тока соответствует направлению поступательного движения буравчика, а направление магнитных линий — направлению движения его рукоятки или правого винта (рис. 5.1).

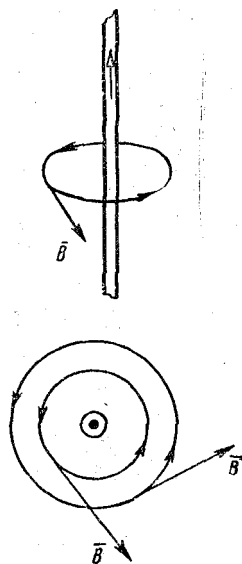


Рис. 5.1. Магнитное поле прямолинейного проводника с током

В качестве примера на рис. 5.2 показаны магнитные поля двух параллельных проводников с противоположно направленными токами для плоскости, перпендикулярной к осям проводников.

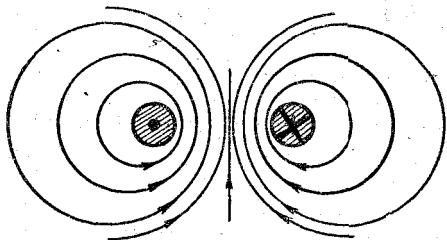


Рис. 5.2. Магнитное поле двух параллельных проводников с противоположно направленными токами

Механическая сила, действующая на проводник с током в магнитном поле, будет наибольшей, если проводник расположен перпендикулярно к линиям магнитного поля. Если прямолинейный проводник длиной l с током I находится в однородном магнитном поле ($B = \text{const}$) и распо-

ложен под углом $\alpha = \frac{\pi}{2}$ к направлению вектора \vec{B} (рис. 5.3), то величина механической силы F , действующей на проводник,

$$F = BIl. \quad (5.1)$$

Направление силы F находят по правилу левой руки: если расположить левую руку так, чтобы магнитные линии входили в ладонь, а вытянутые вдоль ладони четыре пальца (кроме большого) указывали направление тока в проводнике, то большой палец, отогнутый в плоскости ладони перпендикулярно к остальным четырем, укажет направление действующей силы.

При рассмотрении магнитного поля в витках или в сечениях различных тел пользуются понятием магнитного потока Φ . В общем случае неоднородного поля, когда магнитная индукция различна в разных его точках, магнитный поток $d\Phi$, представляющий собой поток вектора магнитной индукции B элементарной площадки $d\vec{S}$ (рис. 5.4), определяется формулой

$$d\Phi = \vec{B} d\vec{S}.$$

Магнитный поток всей поверхности S

$$\Phi = \int_S \vec{B} d\vec{S} = \int_S B \cos \alpha dS. \quad (5.2)$$

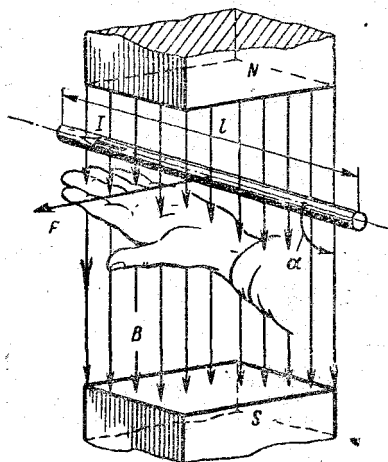


Рис. 5.3. Определение направления действующей силы на проводник с током, находящийся в магнитном поле

В том случае, когда магнитное поле однородно ($B = \text{const}$) и площадка S перпендикулярна к магнитным линиям, поток и индукция связаны наиболее простым соотношением

$$\Phi = BS. \quad (5.3)$$

В основе индукционного действия магнитного поля лежит закон электромагнитной индукции Фарадея—Максвелла. Согласно этому закону в контуре, движущемся в неизменном поле так, что его стороны пересекают магнитные линии, или в неподвижном контуре, помещенном в

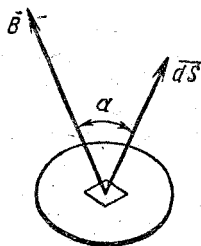


Рис. 5.4. Магнитный поток через элементарную площадку

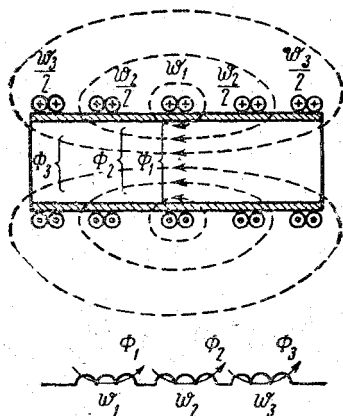


Рис. 5.5. Случай, когда отдельные группы витков катушки пронизываются различными потоками

изменяющееся во времени магнитное поле, индуцируется э. д. с., численно равная скорости изменения во времени магнитного потока, пронизывающего этот контур:

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

Когда контур состоит из w витков, пронизываемых одним и тем же потоком, индуцированная в нем э. д. с.

$$e = - w \frac{d\Phi}{dt}. \quad (5.4)$$

Часто отдельные группы витков (w_1, w_2, w_3) одной и той же катушки (рис. 5.5) пронизываются различными потоками (Φ_1, Φ_2, Φ_3). В этом случае полная э. д. с. катушки равна сумме э. д. с. отдельных групп витков:

$$\begin{aligned} e &= e_1 + e_2 + e_3 = - \left(w_1 \frac{d\Phi_1}{dt} + w_2 \frac{d\Phi_2}{dt} + w_3 \frac{d\Phi_3}{dt} \right) = \\ &= - \frac{d}{dt} (w_1\Phi_1 + w_2\Phi_2 + w_3\Phi_3) = - \frac{d}{dt} (\Psi_1 + \Psi_2 + \Psi_3) \end{aligned}$$

или

$$e = - \frac{d\Psi}{dt}, \quad (5.5)$$

где

$$\Psi = \Psi_1 + \Psi_2 + \Psi_3 = \sum_{k=1}^{k=n} \omega_k \Phi_k.$$

Произведение числа витков ω_k и сцепленного с ним магнитного потока Φ_k называют магнитным потоко-сцеплением группы витков и обозначают буквой Ψ_k . Потокосцепление всей катушки Ψ равно сумме потокосцепления отдельных ее групп.

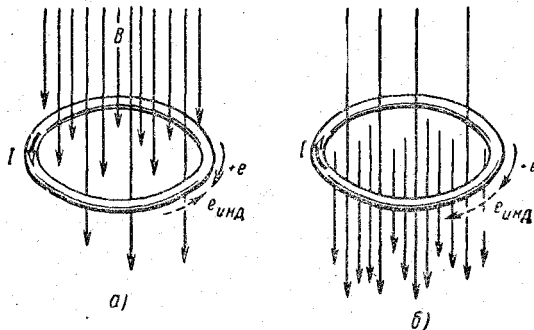


Рис. 5.6. Определение направления индуцированной э. д. с.:

a — при возрастании потока; *b* — при убывании потока

Уравнение (5.5), определяющее величину э. д. с. как скорость изменения потокосцепления катушки, является математическим выражением закона электромагнитной индукции в наиболее общем виде.

Знак «минус» в формулах (5.4) и (5.5) определяется выбором условно положительных направлений индуцированной э. д. с. и потока, пронизывающего контур (рис. 5.6).

Условно положительные направления индуцированной э. д. с. и потока контура связаны правилом правого винта: если смотреть вдоль линий магнитного поля, то э. д. с., направленная по часовой стрелке, считается положительной (см. сплошную стрелку на рис. 5.6, *a*).

При возрастании магнитного потока $\frac{d\Psi}{dt} > 0$ индуцированная э. д. с. $e_{\text{инд}} < 0$ и направлена противоположно выбранному положительному направлению э. д. с. (см. пунктирную стрелку на рис. 5.6, *a*).

При убывании магнитного потока $\frac{d\Phi}{dt} < 0$, $e_{\text{инд}} > 0$, направление индуцированной э. д. с. совпадает с выбранным положительным направлением э. д. с. (рис. 5.6, б).

Вопрос о связи между знаком изменения потока и направлением индуцированной в контуре э. д. с. был решен в 1833 г. русским ученым Э. Х. Ленцем. Он установил, что ток, возникающий в замкнутом контуре от индуцированной в нем э. д. с., имеет направление, при котором его магнитный поток противодействует изменению магнитного потока, вызывающего появление тока в контуре.

В случае наведения э. д. с. в прямолинейных движущихся проводниках, пересекающих магнитные линии, удобнее пользоваться другим соотношением, определяющим индуцированную э. д. с.:

$$e = Blv_n, \quad (5.6)$$

где B — магнитная индукция;
 l — активная длина проводника, т. е. часть его, пересекающая линии магнитного поля;
 v_n — скорость перпендикулярного пересечения проводником магнитных линий, или нормальная составляющая скорости v (рис. 5.7).

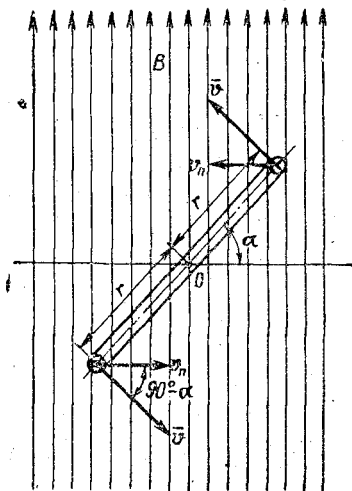


Рис. 5.7. Наведение э. д. с. в рамке, вращающейся в магнитном поле

Действительно, вращающийся с постоянной линейной скоростью v в однородном поле B виток прямоугольной формы (см. рис. 5.7) с размерами $2r$ и l пронизывается потоком

$$\Phi = BS \cos \alpha = B2rl \cos \alpha.$$

При повороте витка на угол $d\alpha$ поток изменяется на величину

$$d\Phi = -2Brl \sin \alpha d\alpha.$$

Индуктированная при этом э. д. с. в витке

$$e_{\text{в}} = -\frac{d\Phi}{dt} = 2Brl \sin \alpha \frac{d\alpha}{dt}.$$

Величина $r \frac{d\alpha}{dt} = v$ является линейной скоростью вращения, а произведение $v \sin \alpha = v \cos (90^\circ - \alpha)$, согласно рис. 5.7, является скоростью перпендикулярного пересечения магнитных линий v_n . Следовательно, э. д. с. витка

$$e_{\text{в}} = 2Blv_n.$$

Отсюда вытекает, что э. д. с. витка равна сумме э. д. с. $\mathcal{E}_a = 2\mathcal{E}$ двух его активных сторон — проводников длиной l , расположенных перпендикулярно вектору \vec{B} .

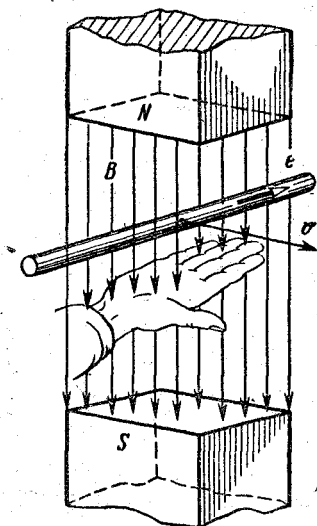


Рис. 5.8. Определение направления индуцированной э. д. с. в прямолинейном проводнике, движущемся в магнитном поле

Направление индуцированной в прямолинейных проводниках э. д. с. удобно определять по правилу правой руки: если расположить правую руку так, чтобы магнитные линии входили в ладонь; а большой палец, отогнутый в плоскости ладони перпендикулярно к остальным четырем, указывал направление движения проводника, то четыре вытянутые вдоль ладони пальца укажут направление индуцированной э. д. с. (рис. 5.8).

В Международной системе единиц измерения (СИ) магнитный поток имеет размерность вебер ($вб$), а магнитная индукция — тесла ($тл$). Согласно (5.4) $1 вб = 1 в \times 1 сек$, а согласно (5.3) $1 тл = 1 вб/м^2 = 1 в \cdot сек/м^2$. В расчетах часто применяются более мелкие единицы измерения для магнитного потока — максвеллы ($мкс$) и для магнитной индукции — гауссы ($гс$). При этом $1 вб = 10^8 мкс$ и $1 тл = 10^4 гс$.

§ 5.2. РАСЧЕТ МАГНИТНОГО ПОЛЯ С ПОМОЩЬЮ ЗАКОНА ПОЛНОГО ТОКА

Магнитное поле создается электрическим током и неразрывно связано с ним, поэтому установление взаимозависимости между током и магнитной индукцией имеет первостепенное практическое значение. Как известно из курса физики, аналитическое определение магнитной индукции поля тока возможно с помощью закона Био—Савара, по которому можно вычислить для любой точки поля составляющую вектора индукции от элемента проводника с током контура любой конфигурации. Однако практическое применение этого закона к расчету полей приводит к значительным математическим трудностям.

Выявление непосредственной взаимозависимости между величинами I и B особенно затруднительно при образовании поля в неоднородных средах, что имеет место в реальных устройствах.

Расчеты поля значительно упрощаются, если наряду с вектором магнитной индукции \vec{B} использовать вектор напряженности магнитного поля \vec{H} . Для вакуума и других не-

ферромагнитных сред векторы \vec{B}_0 и \vec{H} связаны соотношением

$$\vec{B}_0 = \mu_0 \vec{H}, \quad (5.7)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ гн/м — магнитная постоянная, или магнитная проницаемость вакуума.

Вектор напряженности магнитного поля и возбуждающий магнитное поле ток связаны между собой законом полного тока

$$\oint \vec{H} d\vec{l} = I_{\text{полн}}, \quad (5.8)$$

согласно которому линейный интеграл напряженности магнитного поля вдоль замкнутого контура равен полному току, охватываемому этим контуром.

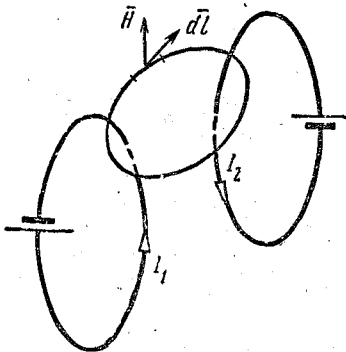


Рис. 5.9. Контур обхода, сцепленный с двумя токами

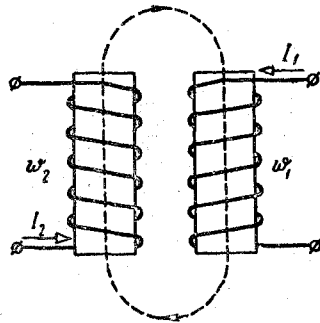


Рис. 5.10. Контур обхода, сцепленный с двумя катушками

Под полным током понимают алгебраическую сумму токов, проходящих сквозь поверхность, ограниченную контуром интегрирования, при этом со знаком «плюс» берут токи, связанные правилом правоходового винта с выбранным направлением обхода контура интегрирования. Так, при интегрировании вдоль контура обхода (рис. 5.9) в направлении $d\vec{l}$ надо учитывать, что этот контур сцеплен с двумя токами: ток одного из них I_2 связан с $d\vec{l}$ правилом правоходового винта (ввинчивается), а ток другого I_1 — правилом левоходового винта (вывинчивается). Следовательно, в этом случае

$$\oint \vec{H} d\vec{l} = I_2 - I_1.$$

Если контур интегрирования проходит внутри соленоида с числом витков ω и током I , то полный ток равен произведению тока на число витков $I\omega$, которое называют н а м а г н и ч и в а ю щ е й с и л о й (н. с.) и сокращенно обозначают буквой F_n .

Если контур обхода сцеплен с двумя катушками (рис. 5.10), имеющими противоположно направленные намагничивающие силы

$I_1\omega_1$ и $I_2\omega_2$, то полный ток в этом случае будет равен разности намагничивающих сил. Закон полного тока для такого контура запишется в виде

$$\oint \vec{H} \, d\vec{l} = I_1\omega_1 - I_2\omega_2 = F_{\text{н}}, \quad (5.9)$$

так как направление н. с. первой катушки связано с направлением обхода контура правилом правоходового винта, а направление н. с. второй катушки — правилом левоходового винта.

Из формулы (5.8) видно, что единицей напряженности магнитного поля в Международной системе единиц измерения является ампер на метр (a/m). Пользуются также единицами ампер на сантиметр

(a/cm) и эрстед (э). При этом $1 \text{ a/cm} = 0,4\pi \text{ э} = 100 \text{ a/m}$, или $1 \text{ э} \approx 80 \text{ a/m}$.

При использовании закона полного тока для расчета напряженности магнитного поля в конкретных случаях замкнутый контур выбирают совпадающим с замкнутой магнитной линией, а направление обхода контура — совпадающим с направлением этой магнитной линии. Тогда угол между \vec{H} и $d\vec{l}$ будет равен нулю, $\vec{H}d\vec{l} = Hdl$ и формула (5.9) примет следующий вид:

$$\oint H \, dl = F_{\text{н}}.$$

Как правило, выбранный замкнутый контур можно разбить на n отдельных участков длиной l_k , имеющих постоянные напряженности магнитного поля H_k . В этом случае линейный интеграл будет равен сумме произведений $H_k l_k$ отдельных участков и закон полного тока запишется более просто:

$$\sum_{k=1}^{k=n} H_k l_k = F_{\text{н}}. \quad (5.10)$$

Рассмотрим несколько примеров применения уравнения (5.10). Пусть требуется определить напряженность магнитного поля внутри и вне сечения уединенного прямолинейного проводника с током I (рис. 5.11, а). Предположим, что площадь поперечного сечения проводника πr^2 мала, а длина его l достаточно велика, чтобы искажение поля от влияния концов проводника можно было не учитывать. Вследствие симметрии магнитного поля магнитные линии представ-

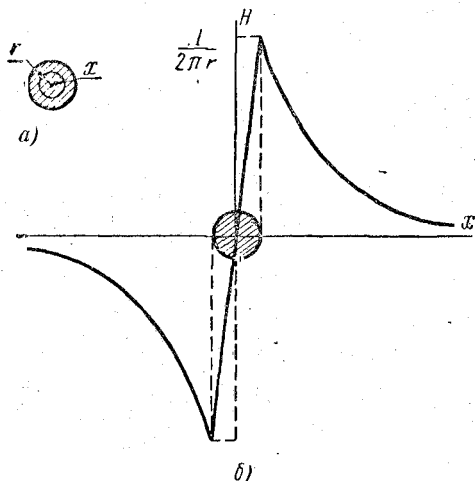


Рис. 5.11. Распределение напряженности магнитного поля внутри и вне сечения прямолинейного проводника

ляют собой окружности с центрами на оси проводника. Для определения напряженности H внутреннего поля выделим магнитную линию радиусом $x < r$ и подсчитаем полный ток I_x , охватываемый этой линией:

$$I_x = \frac{I}{\pi r^2} \pi x^2 = I \frac{x^2}{r^2}.$$

Напряженность поля H_x для всех точек выбранной окружности длиной $l_x = 2\pi x$ постоянна. Поэтому согласно уравнению (5.10) имеем

$$H_x l_x = I_x = I \frac{x^2}{r^2},$$

откуда

$$H_x = \frac{I x^2}{l_x r^2} = \frac{I x}{2\pi r^2}.$$

Для $x \leq r$ значения H внутри сечения проводника изменяются в зависимости от расстояния x по прямолинейному закону.

Для поля вне сечения проводника радиус произвольного контура обхода $x \geq r$ и сцепленный с ним ток I_x равен току в проводнике I . Поэтому

$$H_x l_x = H_x 2\pi x = I$$

и

$$H_x = \frac{I}{2\pi x}. \quad (5.11)$$

Следовательно, для $x \geq r$ значения H изменяются по гиперболическому закону. График $H(x)$ показан на рис. 5.11, б.

В качестве второго примера применения закона полного тока рассмотрим расчет напряженности поля кольцевой катушки — т о р о и д а (рис. 5.12).

Особенностью тороидальной катушки является то, что магнитное поле сосредоточено внутри ее объема и мало рассеивается в окружающее катушку внешнее пространство. В силу симметрии магнитные линии тороида представляют собой окружности радиусом x с постоянным для них значением напряженности поля H_x . Согласно уравнению (5.9)

$$H_x l_x = I \omega,$$

откуда

$$H_x = \frac{I \omega}{l_x} = \frac{I \omega}{2\pi x}.$$

Если радиусы внутренней и внешней окружностей мало отличаются от среднего радиуса r тороида, то в силу малости сечения поле внутри тороида можно считать однородным и вести расчет для средней магнитной линии $l_x = l_{cp} = 2\pi r$.

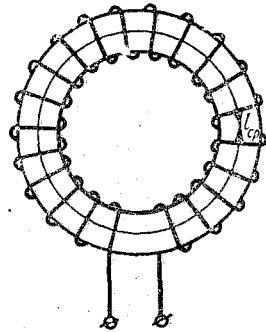


Рис. 5.12. Тороид

Тогда

$$H = \frac{I\omega}{2\pi r} = \frac{I\omega}{l_{\text{ср}}}. \quad (5.12)$$

Полученное выражение показывает, что напряженность однородного магнитного поля тороида равна его намагничивающей силе, приходящейся на единицу средней длины тороида.

§ 5.3. ПРИМЕНЕНИЕ ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ УСИЛЕНИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ УСТРОЙСТВАХ

В технике часто бывает необходимо создать в определенном рабочем объеме того или иного устройства магнитное поле заданной величины и конфигурации. Наиболее просто эта задача решается применением в качестве возбудителей поля постоянных магнитов или электромагнитов — намагничивающих катушек с ферромагнитными сердечниками. В связи с трудностями получения постоянных магнитов требуемого качества, их относительно высокой стоимостью, а также трудностью регулировки магнитного поля наибольшее распространение получили электромагниты. Поэтому изучение свойств полей катушек с ферромагнитными сердечниками имеет исключительно важное практическое значение.

Напомним из курса физики, что ферромагнитный сердечник, помещенный в катушку электромагнита, под действием ее н. с. $I\omega$ приобретает магнитные свойства — намагничивается. Степень намагниченности вещества характеризуется вектором намагниченности \vec{J} .

Намагниченный сердечник создает свое добавочное поле и тем самым усиливает поле токов катушки. Вектор магнитной индукции \vec{B}_J поля намагниченного сердечника и вектор намагниченности \vec{J} совпадают по направлению и связаны между собой уравнением

$$\vec{B}_J = \mu_0 \vec{J}. \quad (5.13)$$

Вектор магнитной индукции \vec{B} результирующего поля намагниченной ферромагнитной среды равен геометрической сумме векторов магнитной индукции $\vec{B}_I = \mu_0 \vec{H}$ токов и магнитной индукции $\vec{B}_J = \mu_0 \vec{J}$ намагниченного сердечника:

$$\vec{B} = \vec{B}_I + \vec{B}_J = \mu_0 (\vec{H} + \vec{J}). \quad (5.14)$$

В общем случае зависимость B от H ферромагнитных материалов сложна и, как правило, не задается в виде уравнения. Для каждого материала такая зависимость устанавливается экспериментально и задается кривой намагничивания $B(H)$.

Чтобы иметь возможность производить сравнительную оценку действия различных материалов, необходимо брать образцы, для

которых наиболее просто и однозначно определялась бы связь между н. с. $I\omega$ и напряженностью магнитного поля H . В качестве таких образцов берут тороиды с мало отличающимися наружным $d_{\text{н}}$ и внутренним $d_{\text{вн}}$ диаметрами (обычно $\frac{d_{\text{н}}}{d_{\text{вн}}} < \frac{5}{4}$) и по их периметру равномерно наносят намагничивающую обмотку. Каждый из элементов объема образца намагничивается внешним однородным магнитным полем напряженностью H , величина которой легко определяется по току обмотки:

$$H = \frac{I\omega}{l} = kI.$$

Предположим, что материал был предварительно размагничен и намагничивание производится постепенным увеличением величины $H = kI$. Кривая зависимости $B(H)$ в этом случае называется первоначальной кривой намагничивания. Примерный ход этой кривой показан на рис. 5.13.

На всем этапе намагничивания материала направление вектора \vec{H} совпадает с направлением вектора \vec{B} , а следовательно, и с направлением вектора $\vec{J} = \frac{\vec{B}}{\mu_0} - \vec{H}$. Магнитные индукции B_I и B_J при этом складываются арифметически:

$$B = B_I + B_J = \mu_0 (H + J). \quad (5.15)$$

В слабых полях, когда величина H практически близка к нулю, индукция B_J почти не оказывает влияния на величину B и на участке Oa кривая имеет прямолинейный характер ($B \approx B_I$). Затем эта кривая изгибается вверх (участок ab) и на участке $b\sigma$ изменяется по линейному закону. В точке σ кривая имеет перегиб, описывая «колени» (участок $\sigma\zeta$), за которым она изменяется почти по линейному закону, характеризуя так называемую область насыщения материала. Индукция поля намагниченности при этом достигает в пределе величины насыщения $B_s = \mu_0 J_s$, характерной для каждого материала. Значения B_s обычно приводятся в справочных таблицах. В дальнейшем вследствие постоянства величины B_s в области насыщения магнитная индукция B растет только за счет поля B_I . Поэтому кривая $B(H)$ на насыщенном участке имеет практически постоянный наклон к оси абсцисс.

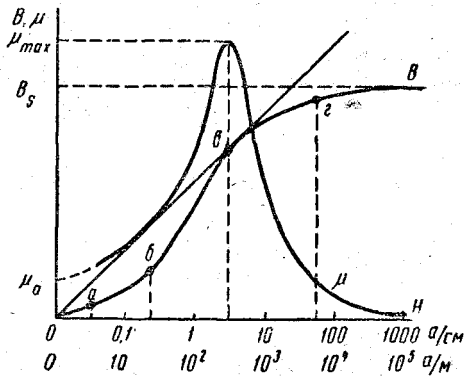


Рис. 5.13. Кривая намагничивания и кривая зависимости магнитной проницаемости μ от напряженности магнитного поля H

Чтобы показать роль ферромагнитного материала в создании поля, рассмотрим следующий пример. Пусть в качестве сердечника использована электротехническая сталь Э42, кривая первоначального намагничивания $B(H)$ которой приведена на рис. 5.14. На этом же рисунке приведен график линейной функции $B_I = \mu_0 H$.

На оси ординат даны два масштаба этих графиков: для $B_I(H)$ и для $B(H)$. Из графиков, например, для значения $H = 2 \text{ а/см}$ находим $B = 9900 \text{ гс}$ и $B_I = 2,5 \text{ гс}$. Следовательно, сердечник из листовой электротехнической стали Э42 при $H = 2 \text{ а/см}$ усиливает поле намагничивания катушки тороида в 3960 раз.

Отношение магнитной индукции B в ферромагнитном веществе к магнитной индукции B_I в вакууме при одном и том же значении напряженности H намагничивающего поля называется магнитной проницаемостью вещества:

$$\mu = \frac{B}{B_I} = \frac{B}{\mu_0 H}. \quad (5.16)$$

Вследствие нелинейной зависимости $B(H)$ величина μ не остается постоянной. Характер этой зависимости впервые был установлен в 1871 г. А. Г. Столетовым. Примерный ход кривой показан на рис. 5.13.

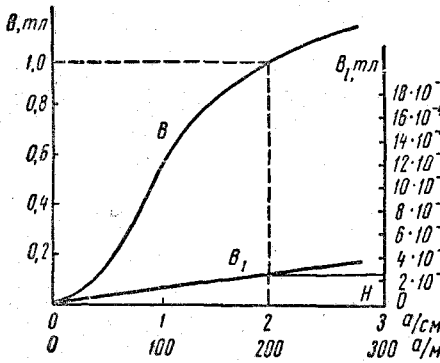


Рис. 5.14. Кривая намагничивания стали Э42 и линейная функция $B_I = \mu_0 H$

На начальном прямолинейном участке Oa кривой намагничивания $B(H)$ угол наклона кривой к оси абсцисс пропорционален начальной проницаемости μ_n . Величина μ_n , характеризующая поведение материала в этой области, является важнейшей характеристикой магнитных свойств материала. Она позволяет судить о возможности эффективного использования материала для усиления слабых полей.

По мере удаления от области первоначального намагничивания проницаемость μ растет и в точке b перегиба кривой имеет максимум. Графически эту точку определяют касательной к кривой, проведенной из начала координат. Максимальная проницаемость μ_{\max} характеризует материал с точки зрения возможного использования его для наибольшего усиления поля. Значения μ_{\max} для различных материалов обычно приводятся в качестве одной из основных его характеристик.

Зависимость B от H для ферромагнитных материалов неоднозначна. Если для намагниченного до $+B_{\max}$ по кривой OA образца снижать напряженность поля от $+H_{\max}$ до нуля (рис. 5.15), то магнитная индукция будет уменьшаться по кривой AB_r , не сов-

падающей с кривой намагничивания. При $H = 0$ материал остается намагниченным и имеет остаточную индукцию B_r .

Изменив направление тока в намагничивающей катушке, а следовательно, и направление поля H , будем увеличивать величину H от нуля до $-H_{\max}$. Магнитная индукция будет уменьшаться до нуля, а затем изменит свой знак и достигнет величины $-B_{\max}$. Значение напряженности поля H_c , необходимое для полного размагничивания сердечника, называется коэффициентом с и л о й. Величина H_c характеризует способность материала сохранять остаточную намагниченность. Дальнейшее изменение H от $-H_{\max}$ до $+H_{\max}$ сопровождается изменением индукции по кривой $A' - B_r + H_c A$. За полный цикл перемагничивания материала зависимость B от H описывается замкнутой кривой, которая называется петлей циклического перемагничивания. Явление запаздывания изменения B от изменения H при перемагничивании материала называется магнитным гистерезисом, а замкнутая кривая циклического перемагничивания — петлей гистерезиса.

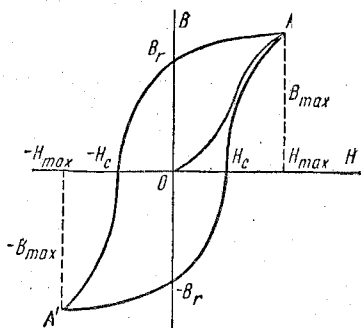


Рис. 5.15. Петля гистерезиса

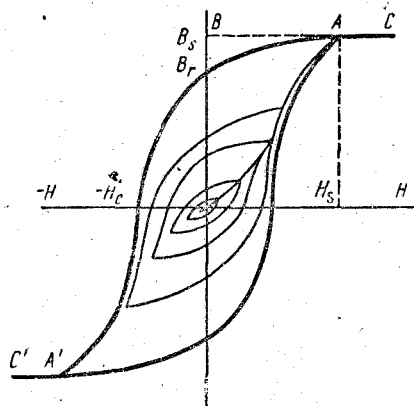


Рис. 5.16. Семейство петель гистерезиса

Для каждого значения H_{\max} получается своя петля гистерезиса. Петля гистерезиса с большим значением H_{\max} охватывает петлю гистерезиса с меньшим значением H_{\max} . Таким образом, можно получить семейство петель гистерезиса (рис. 5.16). Увеличение площади петли гистерезиса происходит до некоторого предельного значения H_s . При дальнейшем увеличении напряженности магнитного поля площадь петли не изменяется, а изменение магнитного состояния образца описывается безгистерезисными участками AC и $A'C'$ предельной петли гистерезиса.

По предельной петле гистерезиса определяются значения остаточной индукции B_r и коэрцитивной силы H_c , характеризующие важнейшие свойства ферромагнитного материала.

Кривая, проведенная через вершины всех петель гистерезиса (см. рис. 5.16), называется основной кривой намагничивания. Она практически совпадает с кривой первоначального намагничивания.

§ 5.4. МАГНИТНЫЕ СВОЙСТВА НАИБОЛЕЕ РАСПРОСТРАНЕННЫХ ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

Как было указано в предыдущем параграфе, магнитные свойства сердечников характеризуются их петлей циклического перемагничивания. На форму петли сильное влияние оказывают химический состав, конструктивное исполнение и скорость перемагничивания сердечника.

На рис. 5.17 приведены две петли различных материалов, перемагничиваемых с одинаковой скоростью. На рис. 5.18 показаны две петли одного и того же материала, перемагничиваемого за 10 сек (кривая 1) и за 2,5 мсек (кривая 2), что соответствует частоте перемагничивания 0,1 и 400 циклов в секунду.

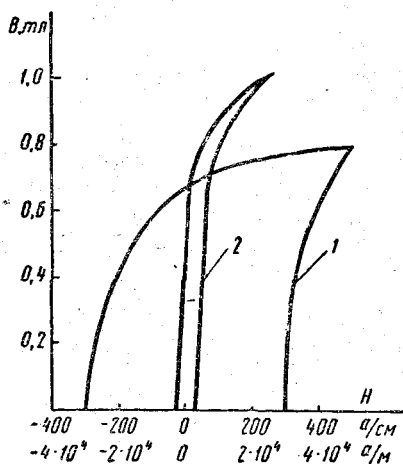


Рис. 5.17. Петли перемагничивания двух различных материалов с одной и той же скоростью

Первый материал с большой площадью петли (см. рис. 5.17) не может работать в условиях циклического перемагничивания из-за больших потерь, сопровождающих перемагничивание. Значительная величина H_c указывает на возможность приме-

нения этого материала для изготовления постоянных магнитов, надежно удерживающих остаточное намагничивание. Второй материал с малой площадью петли может быть использован для изготовления сердечников, работающих в условиях частотного циклического перемагничивания (трансформаторы и различные аппараты переменного тока).

Из сопоставления кривых рис. 5.18 видно, что с увеличением частоты перемагничивания явление гистерезиса проявляется более резко, возрастают потери на перемагничивание материала. Это объясняется действием вихревых токов, возникающих в сердечнике.

Для пояснения указанных явлений рассмотрим намагничивание сплошного ферромагнитного сердечника (рис. 5.19,а). Проходящий по намагничивающей катушке ток создает в сердечнике магнитное поле, линии которого перпендикулярны к плоскости $abcd$. При изменении намагничивающего поля в сердечнике индуктируются электродвижущие силы. Под действием этих э. д. с. в теле сердечника возникают токи, называемые вихревыми токами. Поле вихревых токов, согласно закону Ленца, препятствует изменению намагничивающего поля обмотки, усиливая явление гистерезиса. Чем быстрее происходит циклическое перемагничивание и чем меньше электрическое сопротивление сердечника, тем больше вихревые токи — тем более резко проявляется гистерезис и тем шире петля перемагничивания.

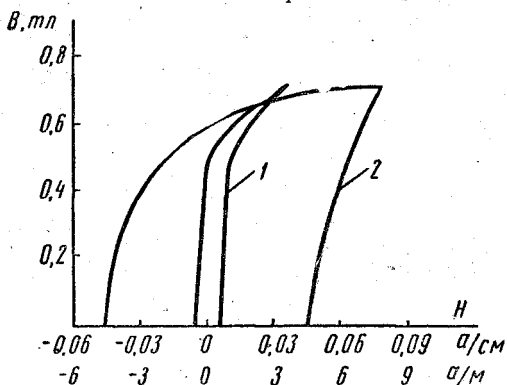


Рис. 5.18. Петли перемагничивания одного и того же материала с разной скоростью

Площадь петли, как уже говорилось, характеризует потери на перемагничивание, поэтому увеличение ширины петли свидетельствует о возрастании потерь на нагрев сердечника вихревыми токами вследствие потерь от перемагничивания.

Чтобы уменьшить действие вихревых токов и таким образом снизить потери на перемагничивание, сердечники выполняют из изолированных друг от друга тонких листов, плоскости которых располагают параллельно магнитным линиям (рис. 5.19,б). В каждом листе сердечника изменится лишь небольшая часть потока

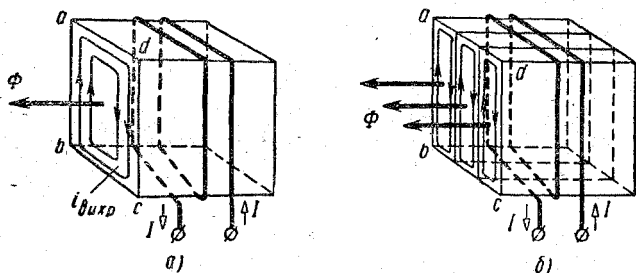


Рис. 5.19. Образование вихревых токов в намагничиваемом сердечнике

в каждом листе сердечника изменится лишь небольшая часть потока

стает о возрастании потерь на нагрев сердечника вихревыми токами вследствие потерь от перемагничивания. Чтобы уменьшить действие вихревых токов и таким образом снизить потери на перемагничивание, сердечники выполняют из изолированных друг от друга тонких листов, плоскости которых располагают параллельно магнитным линиям (рис. 5.19,б). В каждом листе сердечника изменится лишь небольшая часть потока

сердечника, поэтому э. д. с., индуктированная в каждом контуре листа, а следовательно, и вихревые токи в нем становятся меньше. Величина вихревых токов в листе снижается еще и потому, что пути тока в листе удлинились, а его сечение — значительно уменьшилось. Кроме того, снижения величины вихревых токов добиваются увеличением удельного электрического сопротивления материала сердечника путем введения в электротехнические стали присадки кремния. В этих же целях при очень высоких частотах циклического перемагничивания используют магнитодиэлектрические и ферритовые сердечники.

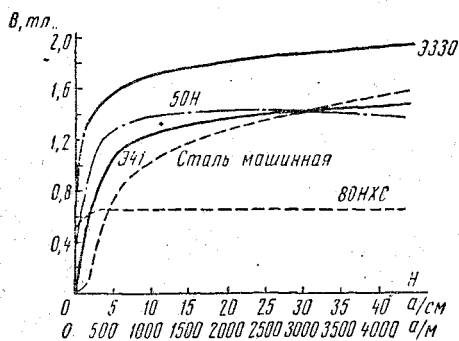
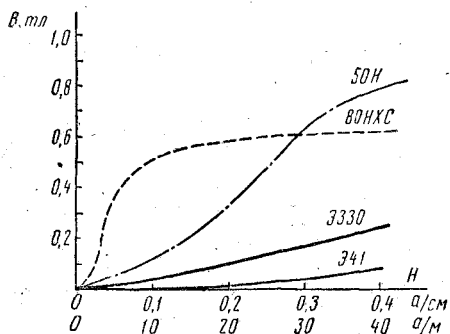


Рис. 5.20. Кривые намагничивания некоторых магнитномягких материалов

чистое железо, углеродистая сталь, листовая электротехническая сталь, железоникелевые сплавы (пермалло), сплавы с высокой индукцией насыщения (пермендюр) и др.

Для сравнения магнитных свойств на рис. 5.20 приведены кривые намагничивания некоторых сталей и пермаллоев.

Наибольшее распространение из разных сортов технически чистого железа получила сталь типа армко. Она выпускается трех марок: Э, ЭА и ЭАА, имеющих высокую индукцию насыщения $B_s = 2,13—2,18$ тл и сравнительно малую коэрцитивную силу $H_c = 0,3—0,95$ а/см.

В качестве заменителя стали армко применяют углеродистые или конструкционные стали: сталь 10, сталь 20, сталь 30, имеющие индукцию насыщения $B_s = 2,1$ тл и коэрцитивную силу $H_c = 0,8—1,35$ а/см.

Недостатком стали армко является ее малое электрическое сопротивление вихревым токам и малая механическая прочность. Сталь армко в несколько раз дороже конструкционных сталей, хотя по своим магнитным свойствам при боль-

шестом удельного электрического сопротивления материала сердечника путем введения в электротехнические стали присадки кремния. В этих же целях при очень высоких частотах циклического перемагничивания используют магнитодиэлектрические и ферритовые сердечники.

Обычно ферромагнитные материалы сердечников подразделяют на магнитномягкие, магнитножесткие и сплавы со специальными магнитными свойствами.

1. Магнитномягкие материалы характеризуются малой коэрцитивной силой H_c (от единиц до нескольких десятков ампер на метр), высокой магнитной проницаемостью и малыми потерями на перемагничивание (см. кривую 2 на рис. 5.17). К магнитномягким материалам относятся технически

ших индукциях ($H > 40 \text{ а/см}$) они довольно близки (рис. 5.21). Следовательно, в сильных полях сталь армо не имеет преимуществ по сравнению с конструкционными сталями.

Кроме магнитной индукции, на выбор материала сердечника оказывает влияние коэрцитивная сила H_c . Чем больше величина H_c сердечника электромагнита, тем медленнее его перемагничивание и тем меньше быстродействие имеет аппарат, использующий процесс намагничивания сердечника. Поэтому сердечники быстродействующих электромагнитных устройств выполняются из стали армо, а не из конструкционных сталей. Из стали армо выполняются сердечники для создания постоянного магнитного потока реле, электромагнитных муфт, магнитных экранов, тяговых электромагнитов и т. п.

Листовая электротехническая сталь является самым распространенным и наиболее дешевым ферромагнитным материалом, охватывающим более 95% всего выпуска стали по весу. Она применяется для изготовления сердечников, работающих в условиях циклического перемагничивания переменным током.

По степени легированности стали кремнием различают следующие четыре марки стали: Э1 (слабелегированная), Э2 (среднелегированная), Э3 (повышеннолегированная) и Э4 (высоколегированная). Потери на перемагничивание этих сортов сталей характеризуются второй цифрой за буквой Э, причем цифра 1 характеризует нормальные, цифра 2 — пониженные и цифра 3 — низкие потери. Вторая цифра 4 в обозначениях марки стали гарантирует нормальные потери при частоте перемагничивания 400 циклов в секунду. Вторые цифры 5 и 6 гарантируют соответственно нормальную и повышенную проницаемость в слабых полях (0,002—0,008 а/см). Вторые цифры 7 и 8 гарантируют соответственно нормальную и повышенную проницаемость в средних полях (0,03—10 а/см). Цифры 0 или 00 в конце обозначения указывают, что сталь холоднокатаная текстурованная или малотекстурованная. Например, сталь Э310 является повышеннолегированной, текстурованной сталью с нормальными потерями.

Кремниевые стали от Э11 до Э43 обычно выпускаются листовыми с толщиной листа 0,5—0,35 мм. Стали от Э44 до Э48 имеют толщину листов до 0,1 мм. Холоднокатаные стали выпускаются в виде листов или ленты толщиной до 0,02 мм.

Пермаллои представляют собой сплав железа и никеля (иногда добавляют некоторые другие элементы). Пермаллой в 10—20 раз дороже сталей и имеют меньшую индукцию насыщения (см. рис. 5.20).

Из кривых (см. рис. 5.20) видно, что пермаллой марки 80НХС обеспечивает наибольшую индукцию по сравнению с другими материалами в слабых полях. Его индукция насыщения ниже, чем в обычных листовых сталях.

Пермаллой марки 50Н характеризуется малой индукцией насыщения в слабых полях, но его индукция насыщения выше, чем у пермаллой марки 80НХС. Пермаллои обладают меньшей по сравнению с электротехническими сталями коэрцитивной силой. Они применяются для изготовления сердечников высокочувствительных электромагнитных элементов, маломощных трансформаторов, магнитных усилителей и различных деталей реле и измерительных приборов.

При использовании пермалловых сердечников следует иметь в виду, что их свойства сильно зависят от механической и термической обработки. Для восста-

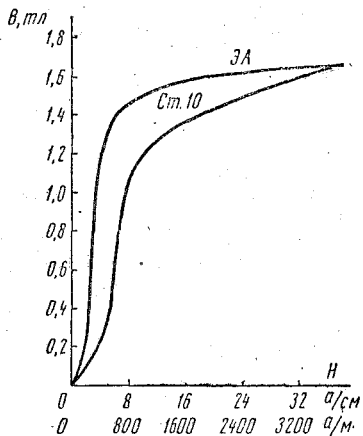


Рис. 5.21. Кривые намагничивания стали армо и конструкционной стали (сталь 10)

новления магнитных свойств сердечники после механической обработки должны быть подвергнуты специальному отжигу.

Пермэндюр содержит 50% кобальта, поэтому имеет высокую стоимость. Он дает наибольшую индукцию из всех известных магнитных материалов в средних и сильных полях (при $H > 1$ а/см). В слабых полях индукция пермэндюра ниже индукции горячекатаных электротехнических сталей. Но в полях выше 5 а/см пермэндюр быстро намагничивается до индукции 2 тл, увеличиваясь при насыщении до 2,4 тл. В технике пермэндюр применяется для изготовления ответственных деталей электромагнитных устройств, работающих с высокой индукцией (динамические репродукторы, мембраны телефонов и т. п.).

2. Магнитножесткие материалы характеризуются большими значениями коэрцитивной силы ($H_c > 40$ а/см) и остаточной магнитной индукции B_r (см. петлю 1 на рис. 5.17). Из материалов этой группы в настоящее время наибольшее распространение получили сплавы железа с никелем и алюминием с присадкой других элементов (Co, Cu, Mn, Si и др.).

Сталь альни (23,5 Ni, 15,5% Al, 4% Cu) имеет остаточную магнитную индукцию $B_r = 0,65 - 0,75$ тл и коэрцитивную силу $H_c = 448 - 320$ а/см.

Сталь альнико (20% Ni, 9% Al, 15% Co, 4% Cu и др.) имеет остаточную индукцию $B_r = 0,66 - 0,8$ тл и коэрцитивную силу $H_c = 320 - 700$ а/см.

Сталь магнико (13,5% Ni; 9% Al, 24% Co, 3% Cu и др.) имеет очень высокую остаточную индукцию $B_r = 1,1 - 1,35$ тл и большую коэрцитивную силу $H_c = 420 - 400$ а/см.

Магнитотвердые материалы используются в основном для изготовления постоянных магнитов измерительных приборов и многих других специальных устройств. В последнее время они находят все большее применение в электрических машинах малой мощности.

3. Сплавы со специальными магнитными свойствами состоят из материалов, имеющих резко выраженные свойства — стабильность проницаемости, сильную температурную зависимость проницаемости и др.

Стабильностью проницаемости обладают магнитодиэлектрики и ферриты, используемые для изготовления сердечников электромагнитных элементов радиотехнических и счетно-решающих устройств.

Магнитодиэлектриками называются материалы, изготовленные путем прессовки частиц магнитномягкого материала (карбонильное железо, альсифер дробленый, пермаллой) с диэлектрической связкой. Ферромагнитные частицы разделяются диэлектриком, тем самым значительно снижаются потери на перемагничивание. Относительная проницаемость магнитодиэлектриков невелика — от нескольких единиц до нескольких десятков.

Ферриты отличаются от магнитодиэлектриков высокой проницаемостью (до нескольких тысяч единиц) и меньшими потерями на перемагничивание. Магнитные свойства ферритов значительно меняются в зависимости от состава смеси и технологии изготовления. Прямоугольную петлю перемагничивания имеют магниево-марганцевые ферриты, получившие широкое применение в устройствах

автоматики, вычислительной и измерительной технике. Удельное электрическое сопротивление ферритов более чем в 10^6 раз выше удельного сопротивления железа, поэтому поле ферритового сердечника практически не влияет на изменение намагничивающего поля. Элементы с ферритовыми сердечниками обладают высоким быстродействием.

Сплавы с резкой зависимостью проницаемости от температуры называются термомагнитными сплавами. Они обладают тем свойством, что при постоянном значении воздействующего поля H их магнитная индукция резко уменьшается с повышением температуры. Например, сплав $KoMnFeSi$ (10,5% Cr; 35% Ni; 0,3% Si, остальное Fe) при $H = 80$ а/см в диапазоне изменения температуры от 20 до 90° С уменьшает свою индукцию с 0,63 до 0,35 тл. Эти свойства термомагнитных сплавов используют для магнитных шунтов, с помощью которых в рабочем объеме устройства поддерживается постоянство величины рабочего потока.

§ 5.5. МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ С ПОСТОЯННОЙ НАМАГНИЧИВАЮЩЕЙ СИЛОЙ

Магнитной цепью называют часть электротехнического устройства, предназначенную для создания в его рабочем объеме магнитного поля заданной величины и конфигурации. Магнитная цепь обычно состоит из источников, возбуждающих магнитное поле в цепи (электромагниты, постоянные магниты), а также ряда тел и сред (магнитопровода), образующих практически замкнутые пути, по которым замыкается основная часть магнитных линий созданного поля. Применяя для отдельных участков магнитопровода ферромагнитные материалы различных магнитных свойств и геометрических форм, можно решать технические задачи усиления поля и придания ему необходимой конфигурации в рабочих объемах электромагнитных устройств. Конструктивное исполнение магнитных цепей бывает весьма разнообразным по форме, геометрическим размерам и материалам их отдельных участков. Они, так же как и электрические цепи, могут быть неразветвленными и разветвленными, с одной или несколькими намагничивающими силами и т. п.

При расчете магнитных цепей может быть поставлена задача определения н. с., необходимой для создания заданного магнитного потока Φ на каком-либо участке магнитопровода (прямая задача), или (реже) обратная задача, когда по заданной н. с. необходимо определить потоки отдельных участков цепи. В обоих случаях должны быть известны размеры участков и кривые намагничивания использованных в магнитопроводе материалов.

Рассмотрим некоторые примеры магнитных цепей и основные уравнения, описывающие их работу.

Однородная магнитная цепь

Однородной называют такую магнитную цепь, напряженность магнитного поля которой по всей длине магнитопровода остается одинаковой. Типичным примером однородной магнитной цепи является цепь, выполненная из тороидального магнитопровода с равномерно наложенной намагничивающей обмоткой. Как уже говорилось, магнитное поле такой цепи сосредоточено внутри тороидальной катушки, напряженность магнитного поля его не зависит от материала сердечника и определяется величиной намагничивающей силы, приходящейся на единицу длины средней магнитной линии поля тороида:

$$H = \frac{l\omega}{l}.$$

В реальных конструкциях однородных магнитных цепей в отличие от тороидальных цепей намагничивающая обмотка сосредоточивается на отдельном участке магнитопровода, как показано, например, на рис. 5.22.

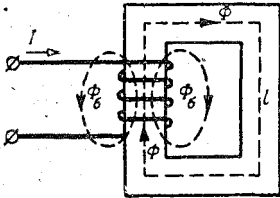


Рис. 5.22. Однородная магнитная цепь

Несмотря на то что магнитопровод такой цепи выполнен из одного и того же материала и имеет одно и то же сечение, часть магнитных линий катушки будет замыкаться по воздуху, рассеиваясь в окружающем пространстве. Магнитный поток, замыкающийся по всему магнитопроводу, называют основным потоком Φ . Магнитный

поток, проходящий частично по магнитопроводу, а частично — в окружающей катушку среде, называется потоком рассеяния Φ_σ . Наличие потока рассеяния обычно оценивается коэффициентом рассеяния K_σ , равным отношению полного потока катушки $\Phi + \Phi_\sigma$ к основному потоку магнитопровода Φ :

$$K_\sigma = \frac{\Phi + \Phi_\sigma}{\Phi} = 1 + \frac{\Phi_\sigma}{\Phi}.$$

Значения K_σ всегда больше единицы. Для отдельных конструкций магнитной цепи величины K_σ устанавливаются опытным путем и обычно приводятся в специальных справочниках. В дальнейшем, чтобы не усложнять расчета цепей, поток рассеяния будем учитывать только в отдельных особо оговариваемых случаях.

Если поток рассеяния цепи рис. 5.22 не учитывать и считать, что все магнитные линии катушки замыкаются только по сердечнику магнитопровода, то такую цепь можно свести к однородной тороидальной цепи с неизменными значениями Φ , B и H по всей длине средней магнитной линии.

Если для однородной цепи задан поток Φ и требуется найти n . с. катушки, то расчет ведут в следующем порядке. Сначала по

заданному потоку определяют магнитную индукцию в сердечнике $B = \frac{\Phi}{S}$. Затем по кривой намагничивания данного материала находят напряженность магнитного поля H , соответствующую полученному значению B . По известному значению H , пользуясь законом полного тока [см. уравнение (5.10)], вычисляют н. с. катушки: $F = I\omega = Hl$.

Для однородной магнитной цепи легко решается и обратная задача — определение потока Φ сердечника по заданной н. с. В этом случае сначала определяют величину $H = \frac{I\omega}{l}$, затем по кривой намагничивания находят соответствующее значение B и вычисляют поток $\Phi = BS$.

Для качественного анализа режимов работы магнитной цепи удобно пользоваться уравнением, устанавливающим непосредственную зависимость магнитного потока цепи от ее н. с. Для получения такого уравнения выразим магнитную индукцию через н. с.:

$$B = \mu\mu_0 H = \mu\mu_0 \frac{I\omega}{l}$$

и подставим это значение индукции в формулу потока:

$$\Phi = BS = \mu\mu_0 S \frac{I\omega}{l} = \frac{I\omega}{\frac{l}{\mu\mu_0 S}}. \quad (5.17)$$

Полученная формула по своей структуре аналогична формуле закона Ома для электрической цепи, состоящей из последовательно соединенных источника с э. д. с. E и внешней цепи, сопротивление которой $r = \frac{l}{\gamma S}$. Магнитный поток в формуле (5.17) аналогичен току, а н. с. — э. д. с. E источника. Поэтому величину $\frac{l}{\mu\mu_0 S}$ по аналогии с электрическим сопротивлением $\frac{l}{\gamma S}$ обозначают для краткости буквой R_m и называют магнитным сопротивлением магнитопровода:

$$R_m = \frac{l}{\mu\mu_0 S}. \quad (5.18)$$

Это позволяет переписать формулу (5.17) в виде

$$\Phi = \frac{I\omega}{R_m} \quad (5.19)$$

и считать, что она выражает собой закон Ома для магнитной цепи. Согласно этому закону магнитный поток равен н. с., поделенной на магнитное сопротивление магнитопровода. Чем меньшее сопротивление имеет магнитопровод в машинах или аппаратах, тем меньший ток требуется пропускать по намагничивающей катушке для получения заданного магнитного потока.

Магнитное сопротивление уменьшается с увеличением магнитной проницаемости μ материала. Поэтому для получения больших потоков при заданной н. с. магнитопровод должен быть выполнен из магнитномягкого материала с высокой магнитной проницаемостью μ .

Единицы магнитного сопротивления в системе Сн имеют следующую размерность:

$$[R_m] = \frac{[I\omega]}{[\Phi]} = \left[\frac{a}{\delta \cdot \text{сек}} \right] = \left[\frac{1}{\text{ом} \cdot \text{сек}} \right].$$

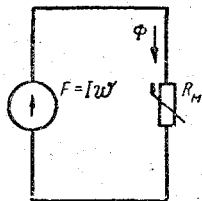


Рис. 5.23. Аналоговая электрическая схема однородной магнитной цепи

Напомним, что магнитная проницаемость вещества μ зависит от величины напряженности намагничивающего поля H [см. кривую $\mu(H)$ на рис. 5.13]. Поэтому магнитное сопротивление магнитопровода является нелинейной функцией намагничивающего тока и магнитопровод представляет собой нелинейный магнитный элемент $R_m(I)$.

Пользуясь формальной аналогией законов Ома для магнитной и электрической цепей, однородную магнитную цепь можно изобразить в виде аналоговой электрической схемы рис. 5.23 с действующей в ней н. с. $F = I\omega$.

Неоднородная неразветвленная магнитная цепь

Магнитную цепь, магнитный поток намагничивающей катушки которой замыкается по магнитопроводу, состоящему из ряда последовательных участков, имеющих отличающиеся друг от друга напряженности магнитного поля, называют неоднородной неразветвленной магнитной цепью. К такому типу цепей относятся многочисленные магнитные цепи различных электромагнитных реле и аппаратов.

Простейшим примером неоднородной неразветвленной магнитной цепи является цепь с тороидальной намагничивающей обмоткой, магнитопровод которой имеет небольшой воздушный зазор. К такому же типу цепей относится магнитная цепь рис. 5.24,а, если предположить, что небольшой воздушный зазор магнитопровода не вносит существенного изменения в конфигурацию магнитного поля и магнитные линии его замыкаются по сердечнику и воздушному зазору. Если сечение сердечника, выполненного из одного и того же материала, одинаково, то поток Φ , индукция B и напряженность магнитного поля H по всей его длине l будут неизменными, поэтому сердечник представляет собой первый однородный участок магнитопровода.

Вторым участком магнитопровода является воздушный зазор. Распределение магнитных линий в нем можно наметить весьма приближенно, как показано на рис. 5.24,б. Здесь учтено то обстоя-

тельство, что магнитные линии при переходе из ферромагнитной среды в воздух выходят нормально к поверхности раздела. Показано также, что магнитные линии в зазоре выпучиваются. Вследствие выпучивания магнитных линий площадь S_0 , которую пронизывает поток Φ в воздушном зазоре, не будет равна площади поперечного сечения S сердечника магнитопровода. При расчетах используют экспериментальные данные, устанавливающие связь между геометрическими размерами сердечника, зазора и площадью S_0 . На рис. 5.24, б эта площадь определяется поперечным размером $a - b$.

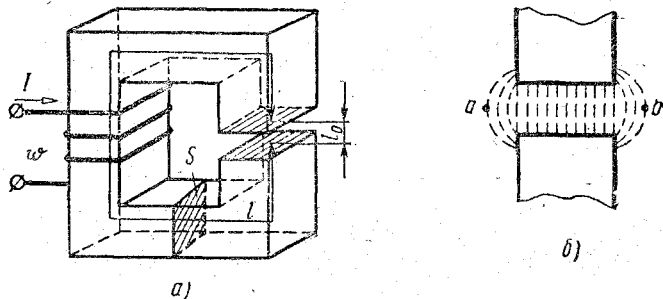


Рис. 5.24. Неоднородная неразветвленная магнитная цепь, состоящая из двух участков сталь — воздух (а), и боковой распор магнитных линий в воздушном зазоре (б)

Если поставлена прямая задача, то расчет ведут в следующем порядке. Сначала по известным потоку Φ и сечениям сердечника и зазора S_0 определяют магнитные индукции участков $B = \frac{\Phi}{S}$ и $B_0 = \frac{\Phi}{S_0}$. Затем по кривой намагничивания материала для полученного значения B находят напряженность поля H сердечника. Напряженность магнитного поля H_0 зазора определяют по формуле

$$H_0 \text{ (а/м)} = \frac{B_0 \text{ (мл)}}{\mu_0} = \frac{B_0 \text{ (мл)}}{4\pi \cdot 10^{-7}} = 8 \cdot 10^5 B_0 \text{ (мл)},$$

или

$$H_0 \text{ (а/см)} = 8 \cdot 10^3 B_0 \text{ (мл)}. \quad (5.20)$$

Зная напряженности магнитного поля участков, по закону полного тока подсчитывают намагничивающую силу катушки:

$$Iw = Hl + H_0 l_0. \quad (5.21)$$

Обратную задачу в случае неоднородной цепи решают методом последовательного приближения. Для этого сначала несколько раз задаются произвольными величинами магнитного потока в цепи и определяют для них намагничивающие силы Iw , как и в прямой задаче. По полученным значениям потока и н. с. строят магнитную

характеристику цепи $\Phi(I\omega)$ и определяют по ней, какой поток Φ соответствует заданной величине н. с.

Определим поток в цепи в зависимости от ее н. с. и магнитного сопротивления. Для этого выразим через поток напряженности магнитного поля участков:

$$H = \frac{B}{\mu\mu_0} = \frac{\Phi}{\mu\mu_0 S}, \quad H_0 = \frac{B_0}{\mu_0} = \frac{\Phi}{\mu_0 S_0}$$

и подставим их в формулу (5.21):

$$I\omega = \frac{\Phi}{\mu\mu_0 S} l + \frac{\Phi}{\mu_0 S_0} l_0$$

или

$$I\omega = \Phi \left(\frac{l}{\mu\mu_0 S} + \frac{l_0}{\mu_0 S_0} \right).$$

Обозначая магнитные сопротивления сердечника и зазора

$$R_m = \frac{l}{\mu\mu_0 S} \quad \text{и} \quad R_{om} = \frac{l_0}{\mu_0 S_0}, \quad (5.22)$$

получим в окончательном виде

$$I\omega = (R_m + R_{om}) \Phi$$

или

$$\Phi = \frac{I\omega}{R_m + R_{om}}. \quad (5.23)$$

Формула (5.23) выражает закон Ома для неоднородной неразветвленной магнитной цепи. Из этой формулы видно, что магнитное сопротивление всей цепи равно сумме магнитных сопротивлений ее последовательно соединенных участков. Так как магнитная проницаемость воздуха $\mu = 1$, то магнитное сопротивление воздушных зазоров весьма велико и сильно снижает величину магнитного потока магнитопровода. Поэтому наличие воздушного зазора в рабочем объеме или в самой конструкции магнитопровода требует значительного увеличения н. с. для создания в магнитной цепи магнитного потока.

Аналоговая электрическая схема магнитной цепи рис. 5.24, а приведена на рис. 5.25, а. Она состоит из двух последовательно соединенных элементов: линейного, сопротивление R_{om} которого равно магнитному сопротивлению воздушного зазора, и нелинейного, сопротивление R_m которого равно магнитному сопротивлению сердечника.

Пользуясь аналоговой схемой рис. 5.25, а, обратную задачу определения потока в цепи по заданной н. с. можно решить путем построения опрокинутой характеристики линейного элемента, как это делалось ранее при расчете нелинейных электрических цепей постоянного тока. Для этого воспользуемся понятием о магнитных

напряжениях участков магнитной цепи, равных произведению потока и магнитного сопротивления участка или произведению напряженности магнитного поля и длины участка. Для рассматриваемой цепи магнитное напряжение сердечника $U_m = \Phi R_m = Hl$, магнитное напряжение воздушного зазора $U_0 = \Phi R_{0m} = H_0 l_0$.

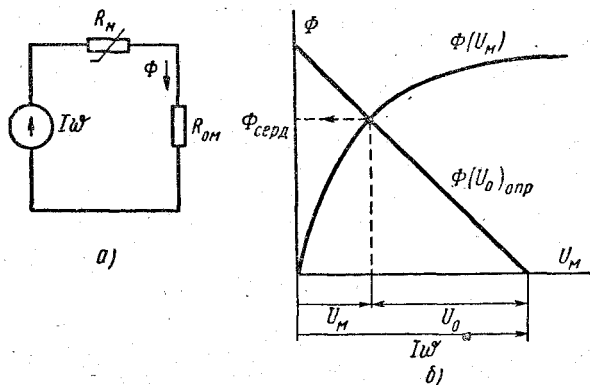


Рис. 5.25. Аналоговая электрическая схема неразветвленной магнитной цепи рис. 5.24 (а) и определение потока в неразветвленной цепи по заданной н. с. при помощи построения опрокинутой характеристики линейного элемента (б)

Чтобы определить поток в цепи по заданной н. с., необходимо для ряда произвольно выбранных значений потока Φ найти величины B , H , B_0 , H_0 , $U_m = Hl$, $U_0 = H_0 l_0$ и построить по ним магнитную характеристику $\Phi(U_m)$ сердечника и опрокинутую характеристику $\Phi(U_0)_{\text{опр}}$ линейного элемента цепи, как показано на рис. 5.25, б. Точка пересечения этих характеристик определяет поток сердечника и магнитные напряжения U_m и U_0 участков магнитной цепи.

Разветвленная симметричная магнитная цепь

На рис. 5.26 приведен пример наиболее простой разветвленной магнитной цепи. Магнитопровод ее выполнен из одинакового материала и конструктивно симметричен относительно плоскости симметрии, проходящей через вертикальную ось симметрии и расположенной параллельно плоскости $abcd$ магнитопровода.

Магнитный поток Φ среднего стержня разветвляется на два равных потока $\Phi_1 = \Phi_2 = 0,5 \Phi$, поэтому магнитную цепь заданного магнитопровода можно разбить на две одинаковые магнитные цепи и рассчитывать их как неразветвленные цепи.

Среднюю магнитную линию правого участка цепи можно разбить на два однородных участка с длинами l и l_1 и записать для нее по

закону полного тока уравнение

$$I\omega = Hl + H_1l_1.$$

В зависимости от того, какая задача решается, прямая или обратная, при расчете это уравнение используется или для определения

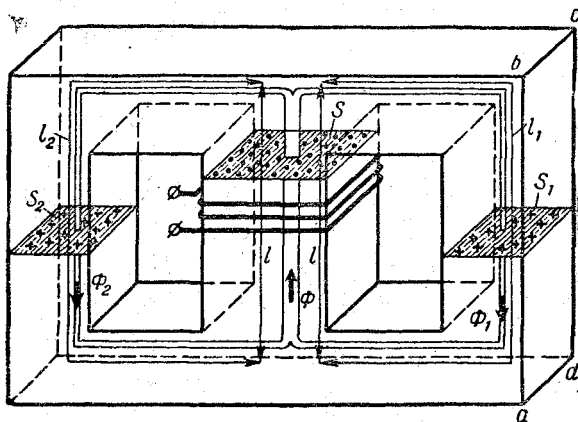


Рис. 5.26. Разветвленная симметричная магнитная цепь с одной н. с.

н. с. катушки, или для построения магнитных характеристик ветви $\Phi_1(I\omega)$ и цепи $\Phi(I\omega)$.

Аналогичные случаи разветвленной симметричной магнитной цепи имеют место в электрических машинах. На рис. 5.27 приведена магнитная цепь четырехполюсной машины постоянного тока.

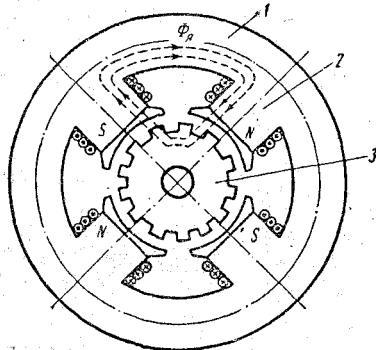


Рис. 5.27. Магнитная цепь четырехполюсной машины постоянного тока

Станина 1 машины выполнена из литой стали, а полюсы 2 и якорь 3 набраны из листовой электротехнической стали. Магнитные линии поля, возбужденного н. с. катушек, выйдя, например, из северного полюса, проходят воздушный зазор и входят в тело якоря. В якоре поток северного полюса разветвляется на две равные части, замыкающиеся через сердечники южных полюсов и станину. Рабочим объемом является воздушный зазор машины. В нем вращается рабочая обмотка машины, уложенная в пазах якоря. Если машина работает в двигательном режиме, то по обмотке пропускается ток от постороннего источника. В результате взаимодействия поля и проводников с током создается вращающий момент.

рабочая обмотка машины, уложенная в пазах якоря. Если машина работает в двигательном режиме, то по обмотке пропускается ток от постороннего источника. В результате взаимодействия поля и проводников с током создается вращающий момент.

Магнитный поток рассеяния в машинах постоянного тока (рис. 5.28) составляет 10—20% рабочего потока, поэтому его необходимо учитывать при расчете магнитной цепи машины. Для упрощения будем считать, что весь поток рассеяния Φ_{σ} проходит по телу полюсов и замыкается между наконечниками соседних полюсов. В этом случае всю длину средней магнитной линии одной из четырех симметричных частей магнитной цепи машины можно разбить на две части. В одной части, состоящей из двух воздушных зазоров (2δ), двойного пути в зубцах ($2h_z$) и пути в теле якоря (l_j), магнитный поток равен половине полезного потока $\Phi_j = 0,5 \Phi$. В другой части, состоящей из двух сердечников полюсов ($2h_m$) и станины (l_j), кроме половины полезного потока, проходит половина потока рассеяния $\Phi_m = 0,5 (\Phi + \Phi_{\sigma})$.

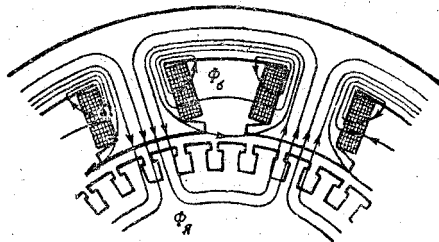


Рис. 5.28. Магнитная цепь многополюсной машины постоянного тока. Поток рассеяния

По чертежу машины можно найти длины путей отдельных однородных участков и их сечения, по которым проходит магнитный поток. По известным потокам и сечениям можно определить магнитные индукции, а по ним — напряженности магнитного поля участков.

Намагничивающую силу двух катушек, сцепленных со средней магнитной линией поля, определим по уравнению, составленному на основании закона полного тока:

$$2I\omega = H_0 2\delta + H_z 2h_z + H_k l_j + H_m 2h_m + H_j l_j.$$

Разветвленная несимметричная магнитная цепь

Магнитопровод разветвленной несимметричной магнитной цепи (рис. 5.29, а) отличается от магнитопровода симметричной магнитной цепи наличием в правом стержне воздушного зазора l_0 . Магнитное сопротивление правой половины магнитопровода больше магнитного сопротивления левой половины магнитопровода, поэтому цепь будет несимметричной. Расчет разветвленной несимметричной цепи производят, пользуясь законами Кирхгофа для магнитной цепи.

Так как линии магнитного поля непрерывны, то для разветвляющегося магнитного потока можно применить первый закон Кирхгофа, согласно которому алгебраическая сумма разветвляющихся потоков магнитной цепи равна нулю:

$$\sum_{k=1}^{k=n} \Phi_k = 0.$$

Как и для электрической цепи, магнитным потокам, направленным к разветвляющимся узлам, приписывают один знак, а направленным от узлов — противоположный.

Для каждого из замкнутых контуров можно составить уравнение по закону полного тока, которое обычно называют уравнением второго закона Кирхгофа для магнитной цепи, согласно которому алгебраическая сумма н. с., действующих в замкнутом контуре, равна алгебраической сумме магнитных напряжений в нем:

$$\sum_{k=1}^{k=m} (I_k \omega_k) = \sum_{k=1}^{k=n} H_k l_k$$

или

$$\sum_{k=1}^{k=m} F_k = \sum_{k=1}^{k=n} R_{km} \Phi_k. \quad (5.24)$$

При этом следует иметь в виду, что положительные направления н. с. и векторы напряженности магнитного поля связаны правоходовой системой.

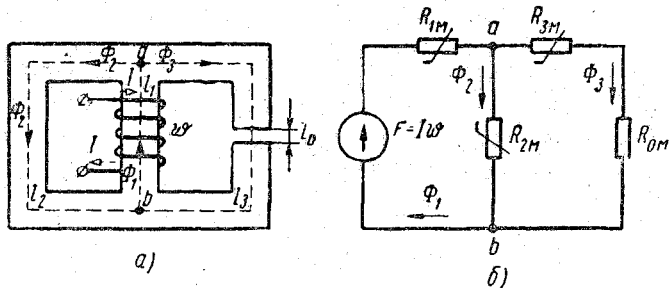


Рис. 5.29. Разветвленная несимметричная магнитная цепь (а) и ее аналоговая электрическая схема (б)

Для заданной цепи рис. 5.29, а по законам Кирхгофа можно составить следующую систему уравнений:

$$\Phi_1 = \Phi_2 + \Phi_3, \quad (a)$$

$$I\omega = H_1 l_1 + H_2 l_2, \quad (b)$$

$$0 = H_3 l_3 + H_0 l_0 - H_2 l_2. \quad (в)$$

Если решается прямая задача, например по заданному потоку Φ_3 определяется н. с., то полученная система уравнений используется следующим образом. Сначала по известному потоку Φ_3 определяют значения B_3 и B_0 , а затем H_3 и H_0 . По полученным значениям H_3 и H_0 , пользуясь уравнением (в), находят магнитное напряжение

на разветвлении:

$$U_{ab} = H_2 l_2 = H_3 l_3 + H_0 l_0.$$

Зная магнитное напряжение U_{ab} , можно найти напряженность магнитного поля второго участка $H_2 = \frac{U_{ab}}{l_2}$ и по ней сначала определить индукцию B_2 , а затем поток Φ_2 .

По известным потокам Φ_3 и Φ_2 , пользуясь уравнением (а), находят поток среднего стержня Φ_1 . По этому потоку определяют индукцию B_1 и напряженность поля H_1 . Намагничивающую силу $I\omega$ подсчитывают по уравнению (б).

Для решения обратной задачи удобно воспользоваться аналоговой схемой магнитной цепи рис. 5.29, б, представляющей собой разветвленную схему с тремя нелинейными элементами. Расчет ее аналогичен расчету нелинейной электрической цепи постоянного тока.

Сначала находят данные для магнитных характеристик участков цепи $\Phi_1(U_{ab})$, $\Phi_2(U'_{ab})$ и $\Phi_3(U''_{ab})$. Для этого задаются произвольным значением потоков $\Phi = \Phi_1 = \Phi_2 = \Phi_3$, определяют для них индукции B_1 , B_2 , B_3 , B_0 и напряженности поля H_1 , H_2 , H_3 , H_0 . По полученным значениям напряженностей поля находят соответствующие заданному потоку магнитные напряжения участков:

$$U'_{ab} = H_1 l_1, \quad U''_{ab} = H_2 l_2 \quad \text{и} \quad U''_{ab} = H_3 l_3 + H_0 l_0.$$

Повторяя эти расчеты для нескольких значений потока, получают данные для построения магнитных характеристик $\Phi_2(U'_{ab})$ и $\Phi_3(U''_{ab})$ параллельных ветвей (рис. 5.30).

Суммируя ординаты магнитных характеристик параллельных ветвей, находят магнитную характеристику $\Phi_2 + \Phi_3 = \Phi(U_{ab})$ эквивалентной ветви.

Затем рассматривают схему, состоящую из последовательно соединенных первой и эквивалентной ветвей. Для определения потока в них по заданной н. с. необходимо из точки m , отстоящей от начала координат на расстоянии $U_{ab} = I\omega$, построить опрокинутую характеристику $\Phi_1(U'_{ab})_{\text{опр}}$. Точка n пересечения ее с магнитной характеристикой эквивалентной ветви определит поток Φ_1 первой ветви. Точки пересечения перпендикуляра, опущенного из точки n на ось абсцисс, с магнитными характеристиками ветвей определяют потоки ветвей Φ_2 и Φ_3 .

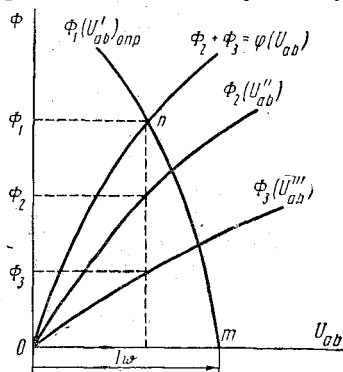


Рис. 5.30. Магнитные характеристики участков магнитной цепи рис. 5.29

Магнитные цепи с постоянными магнитами

Магнитные цепи, магнитное поле которых возбуждается при помощи постоянных магнитов, называются магнитными цепями с постоянными магнитами. Для выяснения режимов работы таких цепей рассмотрим тороидальную цепь с сердечником из магнитного твердого материала.

Если сердечник был ранее размагничен, то при увеличении тока обмотки индукция B в его сердечнике возрастает до насыщения по первоначальной кривой намагничивания (рис. 5.31).

При уменьшении тока индукция изменяется по ниспадающей ветви AB , предельной петли гистерезиса и при $i = 0$ равна остаточной индукции B_r . Остаточная индукция B_r характеризует магнитное состояние постоянного магнита в замкнутой магнитной цепи.

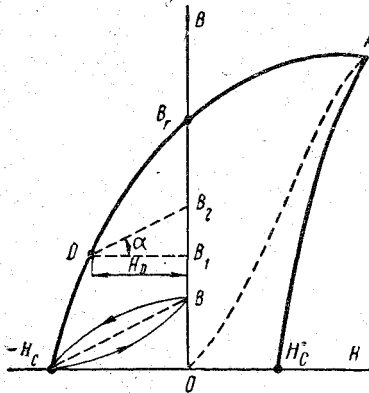


Рис. 5.31. Частные циклы перемагничивания

намагниченным. Поэтому при уменьшении тока в обмотке до нуля индукция изменяется по так называемой кривой возврата $H_c B$. При повторном увеличении тока до значения, при котором $H = H_c$, индукция изменяется по верхней кривой BH_c , возвращающейся в исходную точку H_c . Замкнутая кривая изменения B от H при этом называется частным циклом гистерезиса.

Аналогичные частные циклы гистерезиса будут иметь место, если процесс снижения тока в обмотке начинать в любой точке, например в точке D кривой намагничивания рис. 5.31.

В силу узости петли частного цикла гистерезиса ее заменяют средней прямой возвратом DB_2 , наклон которой к оси абсцисс характеризуется коэффициентом возврата

$$K_B = \frac{B}{H_c} = \frac{B_2 - B_1}{H_D}$$

Эффект размагничивания сердечника можно получить не только за счет наложения размагничивающего поля H токов обмотки,

но и за счет введения в сердечник воздушного зазора l_0 (рис. 5.32).

Намагниченный сердечник, являющийся постоянным магнитом, возбуждает в этом зазоре магнитное поле, вектор напряженности которого \vec{H}_0 совпадает по направлению с вектором магнитной индукции \vec{B}_0 . Магнитные линии поля непрерывны, поэтому они замыкаются по телу магнита. Для определения напряженности магнитного поля H_m в теле магнита возьмем среднюю магнитную линию и предположим вначале, что вектор \vec{H}_m совпадает по направлению

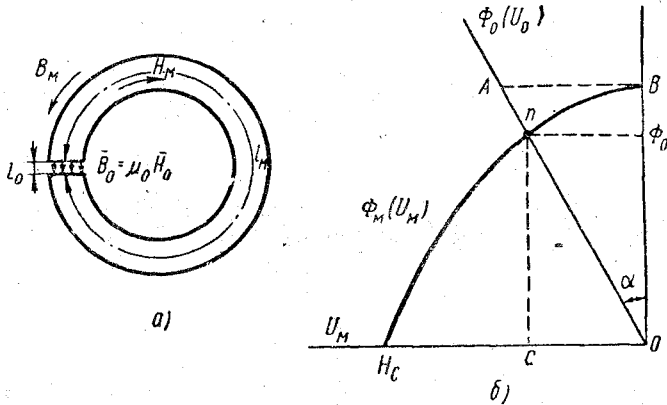


Рис. 5.32. Направления напряженностей магнитного поля в воздушном зазоре и в теле постоянного магнита (а), определение потока в воздушном зазоре постоянного магнита (б)

с вектором \vec{B}_m . Обойдем контур в направлении поля по средней магнитной линии и запишем для него уравнение согласно закону полного тока:

$$H_m l_m + H_0 l_0 = 0.$$

Определим из него значение H_m :

$$H_m = -\frac{H_0 l_0}{l_m}.$$

Знак «минус» в этом выражении указывает на то, что действительное направление вектора \vec{H}_m в теле магнита противоположно условно выбранному нами направлению, т. е. поле H_m является размагничивающим. Таким образом, введение воздушного зазора в сердечнике сопровождается эффектом размагничивания, аналогичным размагничиванию поля токов обмотки.

Для определения рабочей точки на кривой размагничивания при заданном воздушном зазоре необходимо построить магнитные

характеристики двух участков магнитной цепи — магнита $\Phi_m(U_m)$ и зазора $\Phi_0(U_{0m})$.

Функция $\Phi_m(U_m)$ представляет собой кривую, подобную кривой размагничивания. Для получения этой кривой достаточно изменить масштабы кривой размагничивания по осям координат, умножая m_B на S_m , а m_H на l_m .

Поток Φ_0 в воздушном зазоре связан с магнитным напряжением поля зазора $U_0 = H_0 l_0$ прямолинейной зависимостью, так как по закону Ома для этого участка цепи $\Phi_0 = \frac{U_0}{R_{0m}}$, а магнитное сопротивление зазора постоянно. Эта прямая проходит через начало координат и наклонена к оси ординат под углом α , тангенс которого пропорционален магнитному сопротивлению зазора:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{AB}{OB} = \frac{m_\Phi U_0}{m_U \Phi_0} = \frac{m_\Phi}{m_U} R_{0m}.$$

Так как потоки и магнитные напряжения участков магнита и воздушного зазора равны по величине, то точка пересечения магнитных характеристик магнита и зазора определяет рабочую точку n на кривой размагничивания. Ордината этой точки равна потоку Φ_0 зазора, а абсцисса OC — магнитному напряжению на нем.

При конструировании магнитных цепей с постоянными магнитами в рабочем объеме стремятся получить максимальную энергию магнитного поля. Энергия в единице объема магнитного поля, как известно, равна $\frac{HB}{2}$, поэтому энергию поля воздушного зазора можно выразить формулой

$$W_0 = \frac{H_0 B_0}{2} S_0 l_0.$$

Подставляя вместо B_0 , S_0 и $H_0 l_0$ их значения

$$B_0 = B_m, \quad S_0 = S_m \quad \text{и} \quad H_0 l_0 = H_m l_m,$$

получим уравнение

$$W_0 = \frac{H_m l_m B_m S_m}{2} = \frac{H_m B_m}{2} S_m l_m,$$

согласно которому энергия воздушного зазора равна энергии, сосредоточенной внутри объема постоянного магнита.

Каждой рабочей точке на кривой размагничивания соответствует своя удельная энергия магнитного поля магнита, кривая изменения этой энергии показана на рис. 5.33.

Из кривой видно, что изменение удельной энергии имеет максимум, являющийся весьма важной характеристикой материала постоянного магнита. Поэтому в паспорте материалов для постоянных магнитов, кроме величин B_r , H_c , приводят его максимальную удельную энергию. Современные алюминий-никелево-медно-кобальтовые сплавы для постоянных магнитов характеризуются величи-

нами $B_r = 0,75 - 1,28 \text{ тл}$, $H_c = 48 - 62 \text{ ка/м}$ и $\left(\frac{BH}{2}\right)_{\text{max}} = 6000 - 26400 \text{ дж/м}^3$.

В реальных устройствах магнитная цепь, кроме участков магнита воздушного зазора, имеет дополнительные участки, выполняемые, как правило, из магнитномягких материалов для уменьшения магнитного сопротивления пути магнитного потока от магнита к рабочему объему. В качестве примера на рис. 5.34,а показана магнитная цепь измерительных приборов магнитоэлектрической системы.

Для расчета такой цепи, помимо магнитной характеристики участка постоянным магнитом, необходимо построить магнитную характеристику остальной части магнитной цепи $\Phi_0(U_{ab})_{\text{опр}}$, состоящей из ферромагнитной части магнитопровода и воздушного зазора $l_{\text{ж}} + l_{\text{р}} + l_0$. Для этого задаются величиной потока Φ_0 , находят индукции $B_{\text{р}}$, $B_{\text{ж}}$, B_0 , напряженности поля $H_{\text{р}}$, $H_{\text{ж}}$, H_0 и магнитное напряжение $U_{ab} = H_0 l_0 + H_{\text{ж}} l_{\text{ж}} + H_{\text{р}} l_{\text{р}}$. Полученные данные ис-

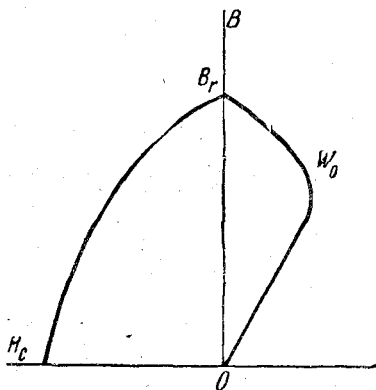


Рис. 5.33. Кривые размагничивания и удельной энергии постоянного магнита

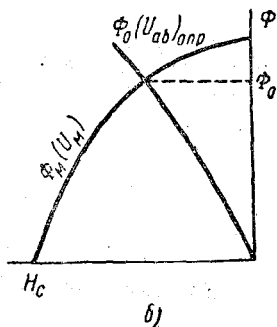
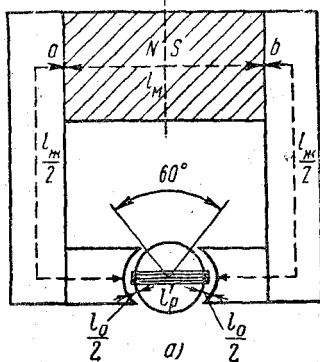


Рис. 5.34. Магнитная цепь электроизмерительного прибора магнитоэлектрической системы (а) и определение потока в воздушном зазоре этого прибора (б)

пользуют для построения слева от начала координат кривой $\Phi_0(U_{ab})_{\text{опр}}$, точка пересечения которой с кривой $\Phi_m(U_m)$ определяет рабочую точку магнита и поток Φ_0 воздушного зазора (рис. 5.34,б).

§ 5.6. ИНДУКТИВНОСТЬ И ВЗАИМНАЯ ИНДУКТИВНОСТЬ

В каждом из элементов электрической цепи при прохождении по нему тока создается собственное магнитное поле. Коэффициент пропорциональности между потокоцеплением Ψ этого поля и током I , проходящим по элементу, называют индуктивностью L :

$$\Psi = LI. \quad (5.25)$$

Если индуктивность выразить формулой

$$L = \frac{\Psi}{I}, \quad (5.26)$$

то из нее следует, что индуктивность какого-либо элемента цепи численно равна величине потокоцепления, которое создает проходящий по элементу ток в 1 а.

Следовательно, индуктивность L согласно формулам (5.25) и (5.26) является коэффициентом, характеризующим способность данного элемента цепи создавать собственное магнитное поле.

Так как для создания магнитного поля в элементе цепи источник должен затратить энергию, равную энергии, запасенной в магнитном поле элемента $A_L = \frac{LI^2}{2}$, то индуктивность можно рассматривать как коэффициент, характеризующий способность данного элемента накапливать в собственном магнитном поле энергию. Индуктивность измеряется в генри (гн), при этом 1 гн = 1 ом · сек = 1 вб/а.

Теоретически любой элемент электрической цепи обладает той или иной индуктивностью. Величина этой индуктивности зависит от формы и размеров намагничивающей катушки, от магнитных свойств среды, по которой проходит магнитный поток. Иными словами, индуктивность зависит от конструктивных особенностей элемента цепи. Например, индуктивность реостатов и ламп накаливания при обычных условиях настолько мала, что ею всегда пренебрегают. Индуктивность линий передачи малой протяженности также мала и обычно считается равной нулю, но индуктивность длинных линий передачи, обмоток машин и аппаратов может быть весьма значительной и влияние ее полей на происходящие в цепи процессы иногда бывает доминирующим.

В измерительной технике часто требуются катушки, практически не обладающие индуктивностью. Их можно изготовить, если обмотку выполнить проводом, сложенным вдвое. Магнитные поля двух тесно соприкасающихся проводов с разно направленными токами взаимно компенсируются, и собственное потокоцепление их равно нулю. Такие обмотки называют б и ф и л я р н ы м и.

Для линейных элементов (без ферромагнитных сердечников) индуктивность является постоянной величиной. Если элемент цепи с намагничивающей силой Iw имеет ферромагнитный сердечник,

то его поток определяется по закону Ома для магнитной цепи формулой $\Phi = \frac{I\omega}{R_m}$. Поэтому индуктивность такого элемента

$$L = \frac{\Psi}{I} = \frac{\omega\Phi}{I} = \frac{\omega^2}{R_m}. \quad (5.27)$$

Так как магнитное сопротивление магнитопровода зависит от величины проходящего по обмотке элемента тока, то индуктивность элемента с ферромагнитным сердечником не остается постоянной; величина ее зависит от величины тока, и сам элемент является нелинейным.

Кроме потокоцеплений собственного поля, которые обычно называют потокоцеплениями самоиндукции, отдельные элементы цепи имеют потоки взаимной индукции, создающие между этими элементами магнитную связь. На рис. 5.35 приведен простейший пример двух катушек ω_1 и ω_2 , расположенных так, что поток одной катушки может пронизывать другую и создавать между ними магнитную связь.

Если в первой катушке ток равен I_1 , а во второй $I_2 = 0$, то поток самоиндукции первой катушки создает потокоцепление

$$\Psi_{L_1} = \omega_1\Phi_{L_1} = L_1I_1. \quad (5.28)$$

Часть потока Φ_{L_1} пронизывает также вторую катушку. Эту часть называют потоком взаимной индукции и обозначают $\Phi_m = \Phi_{12}$. Потокоцепление второй катушки, обусловленное током первой катушки, называют потокоцеплением взаимной индукции

$$\Psi_{12} = \omega_2\Phi_{12}. \quad (5.29)$$

Коэффициент пропорциональности между потокоцеплением Ψ_{12} второй катушки и током I_1 первой катушки называют взаимной индуктивностью катушек:

$$\Psi_{12} = M_{12}I_1. \quad (5.30)$$

Если магнитную связь между этими катушками осуществить в том случае, когда ток второй катушки равен I_2 , а ток первой катушки $I_1 = 0$, то потокоцепления самоиндукции Ψ_{L_2} и взаимной индукции Ψ_{21} будут равны:

$$\Psi_{L_2} = \omega_2\Phi_{L_2} = L_2I_2, \quad (5.31)$$

$$\Psi_{21} = \omega_1\Phi_{21} = M_{21}I_2. \quad (5.32)$$

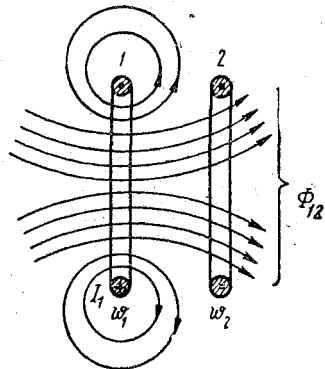


Рис. 5.35. Два контура с магнитной связью

Чтобы найти связь между индуктивностями L_1 и L_2 элементов и их взаимными индуктивностями M_{12} и M_{21} , сначала разделим правые и левые части формул (5.30) и (5.28), (5.32) и (5.31):

$$\frac{M_{12}}{L_1} = \frac{\Psi_{12}}{\Psi_{L_1}} = \frac{\omega_2 \Phi_{12}}{\omega_1 \Phi_{L_1}}, \quad (5.33)$$

$$\frac{M_{21}}{L_2} = \frac{\Psi_{21}}{\Psi_{L_2}} = \frac{\omega_1 \Phi_{21}}{\omega_2 \Phi_{L_2}}, \quad (5.34)$$

а затем перемножим выражения (5.33) и (5.34):

$$\frac{M_{12}M_{21}}{L_1L_2} = \frac{\Phi_{12}\Phi_{21}}{\Phi_{L_1}\Phi_{L_2}}. \quad (5.35)$$

Обозначив отношение произведений потоков магнитной связи к произведению потоков самоиндукции буквой k^2 , получим

$$\frac{M_{12}M_{21}}{L_1L_2} = k^2. \quad (5.36)$$

Так как взаимные индуктивности катушек равны между собой: $M_{12} = M_{21} = M$, то вместо (5.36) можно получить другое соотношение:

$$\frac{M^2}{L_1L_2} = k^2$$

или

$$\frac{M}{\sqrt{L_1L_2}} = k. \quad (5.37)$$

Коэффициент k называют коэффициентом магнитной связи. Так как потоки магнитной связи меньше потоков самоиндукции, то значения k всегда меньше единицы. Теоретически коэффициент k может изменяться от нуля, когда магнитной связи нет, до единицы, когда весь поток самоиндукции одной катушки сцеплен с витками второй катушки.

Взаимная индуктивность, как и индуктивность, измеряется в генри.

Если две катушки с индуктивностями L_1 и L_2 имеют взаимную индуктивность M , то энергия магнитного поля системы определяется выражением, известным из курса физики:

$$A = \frac{L_1 I_1^2}{2} + \frac{L_2 I_2^2}{2} \pm M I_1 I_2. \quad (5.38)$$

Знак «плюс» перед составляющей энергии, обусловленной полем взаимной индуктивности, берется в том случае, когда токи катушек создают поле одинакового направления, а знак «минус», когда эти поля имеют встречное направление.

Г л а в а 6
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ
С ИЗМЕНЯЮЩИМИСЯ ВО ВРЕМЕНИ ТОКАМИ

§ 6.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ

В современной технике наибольшее распространение получили изменяющиеся во времени переменные токи. Они позволяют решать энергетические задачи экономичного производства, передачи, распределения и использования электрической энергии, а также осуществлять преобразования электрических сигналов в различных современных областях техники.

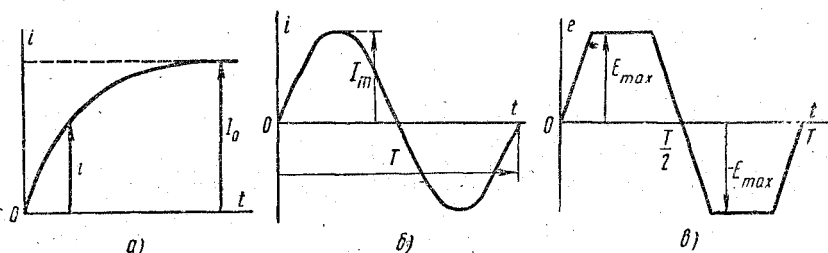


Рис. 6.1. Различные формы кривых изменяющихся токов и э. д. с.

Формы переменных токов весьма разнообразны. В нашем курсе мы познакомимся лишь с токами, изменяющимися по экспоненциальной кривой (рис. 6.1,а), и с рядом периодических токов, значения которых многократно повторяются через определенные промежутки времени.

Если кривая изменения периодического тока описывается синусоидой или косинусоидой (рис. 6.1,б), то такой ток называют синусоидальным током.

Если кривая изменения периодического тока отличается от синусоиды или косинусоиды, то такой ток называют несинусоидальным током. В качестве примера на рис. 6.1, в при-

ведена кривая несинусоидальной э. д. с., изменяющейся по трапецеиевидной кривой.

Значения изменяющихся во времени тока, напряжения, э. д. с., мощности в любой момент времени называют м г н о в е н н ы м и з н а ч е н и я м и и обозначают строчными буквами i , u , e , p .

Наибольшие мгновенные значения синусоидальных токов, напряжений, э. д. с. и мощностей называют а м п л и т у д а м и и обозначают прописными буквами с индексом m : I_m , U_m , E_m , P_m .

Наибольшие мгновенные значения этих же величин, когда форма кривых их изменений отличается от синусоиды, обозначают прописными буквами с индексом \max : I_{\max} , U_{\max} , E_{\max} , P_{\max} .

Наименьший интервал времени, через который периодически токи повторяют свои значения в той же самой последовательности, называют п е р и о д о м T . Величина, обратная периоду, называется частотой f . Численно частота равна числу периодов периодического тока в одну секунду:

$$f = \frac{1}{T}.$$

Единицей измерения частоты служит герц (гц).

§ 6.2. ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЦЕПЯХ С ИЗМЕНЯЮЩИМИСЯ ВО ВРЕМЕНИ ТОКАМИ

В цепях с изменяющимися во времени токами, кроме процессов нагрева проводов, которые имели место и в цепях постоянного тока, имеются дополнительные процессы, обусловленные изменяющимися магнитными и электрическими полями. Изменение этих полей оказывает влияние на величину и форму тока в цепи и может сопровождаться дополнительными потерями электрической энергии, которые должен восполнить источник питания.

Величина и форма кривой тока зависят не только от параметров цепи, но также от частоты и формы кривой приложенного напряжения. Поэтому анализ явлений, происходящих в цепях с изменяющимися во времени токами, вследствие этого значительно усложняется.

Чтобы учесть явления, возникающие в цепях с изменяющимися во времени токами, при построении эквивалентных схем отдельных элементов этих цепей вводят четыре идеализированных пассивных элемента, характеризуемых сопротивлением r , индуктивностью L , взаимной индуктивностью M и емкостью C . Каждый из этих элементов отражает определенное явление и вводится в эквивалентную схему, когда это явление имеет место в замещаемой схеме цепи.

С о п р о т и в л е н и е r называется а к т и в н ы м с о п р о т и в л е н и е м. Оно характеризует такое сопротивление схемы замещения, в котором поглощается электрическая энергия, равная энергии, затрачиваемой источником питания в реальной электри-

ческой цепи вследствие происходящих в ней необратимых процессов преобразования электрической энергии в другие виды энергии.

Активное сопротивление схемы замещения, например, может характеризовать электрическое сопротивление реального проводника проходящему по нему току. В этом случае в активном сопротивлении схемы замещения затрачивается энергия, равная тепловой энергии, выделяемой в проводнике. Следует иметь в виду, что активное сопротивление такого проводника больше его сопротивления постоянному току.

Это объясняется тем, что плотность переменного тока по сечению проводника распределяется неравномерно — имеет место поверхностный эффект, вследствие чего потери на нагрев возрастают. Сопротивление проводника, характеризующее эти потери, увеличивается.

Активным сопротивлением в схеме замещения характеризуют наличие потерь на перемагничивание ферромагнитного сердечника катушки, по которой проходит переменный ток.

Активным сопротивлением в схеме замещения можно характеризовать ту часть энергии, которая от источника, питающего первый контур цепи со взаимной индуктивностью, передается во второй контур.

Можно было бы привести много других примеров, когда активное сопротивление вводится как параметр схемы замещения, характеризующий наличие в замещаемой цепи необратимого процесса преобразования электрической энергии в другие виды энергии.

И н д у к т и в н о с т ь L в схеме замещения электрической цепи с изменяющимся во времени током характеризует наличие в ней изменяющегося магнитного поля, созданного этим током.

В электрических цепях постоянного тока созданное током магнитное поле неизменно и благодаря этому не оказывает влияния на режим работы цепи. В цепях переменного тока всякое изменение тока вызывает изменение его магнитного потока, т. е. изменение собственного потокосцепления. Вследствие этого в отдельных элементах цепи наводится э. д. с.

Наведение э. д. с. в элементе цепи при изменении его собственного потокосцепления Ψ называется явлением самоиндукции, а наведенная при этом э. д. с. — э. д. с. с а м о и н д у к ц и и (e_L). По закону электромагнитной индукции, э. д. с. самоиндукции определяется скоростью изменения собственного потокосцепления:

$$e_L = - \frac{d\Psi}{dt}.$$

Величина собственного потокосцепления Ψ элемента цепи зависит от тока i в нем. Поэтому формула для э. д. с. самоиндукции может быть записана в виде

$$e_L = - \frac{d\Psi}{di} \cdot \frac{di}{dt}.$$

Когда поле образуется в среде с постоянной проницаемостью, зависимость между Ψ и i является линейной и отношение $\frac{d\Psi}{di} = \frac{\Psi}{i} = L$. В этом случае э. д. с. самоиндукции

$$e_L = -L \frac{di}{dt}. \quad (6.1)$$

Согласно уравнению (6.1) индуктивность L какого-либо элемента цепи можно рассматривать как коэффициент пропорциональности между скоростью изменения тока элемента цепи и э. д. с. самоиндукции, наведенной в этом элементе.

При расчете цепей с э. д. с. самоиндукции существенным является вопрос о ее условно положительном направлении. Ранее го-

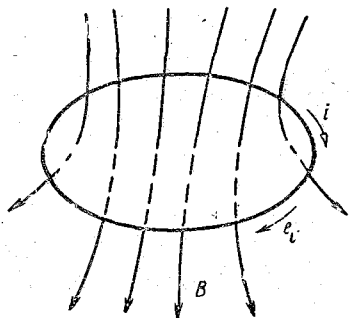


Рис. 6.2. Условно положительное направление э. д. с. самоиндукции контура

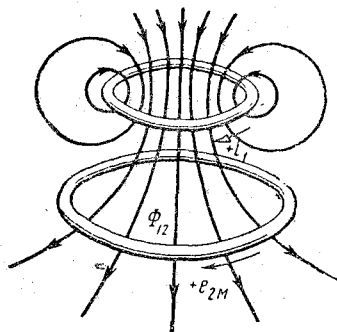


Рис. 6.3. Условно положительное направление э. д. с. взаимной индукции

ворилось, что условно положительное направление любой э. д. с., индуцированной изменяющимся магнитным потоком, связано с условно положительным направлением магнитного потока правилом правого винта. Но этим же правилом связаны условно положительные направления тока и созданного им потока любого витка (рис. 6.2). Поэтому условно положительное направление э. д. с. самоиндукции в контуре совпадает с условно положительным направлением тока в нем.

Взаимная индуктивность M в схеме замещения электрической цепи с изменяющимся во времени током характеризует наличие в ней изменяющегося магнитного поля, связывающего отдельные элементы цепи.

При изменении тока i_1 первой катушки (рис. 6.3) в разомкнутой второй катушке будет изменяться магнитный поток взаимной индукции Φ_{12} и наводиться э. д. с. взаимной индукции

$$e_{2M} = -w_2 \frac{d\Phi_{12}}{dt} = - \frac{d\Psi_{12}}{dt} = -M_{12} \frac{di_1}{dt}.$$

Положительное направление э. д. с. e_{2M} связано с положительным направлением потока Φ_{12} правилом правоходового винта. Но поток Φ_{12} создается током первой катушки. Поэтому условно положительное направление э. д. с. взаимной индукции второй катушки связано с условно положительным направлением тока первой катушки правилом правоходового винта.

Если провести аналогичное рассуждение для случая, когда во второй катушке проходит ток i_2 , а первая катушка разомкнута, то э. д. с. взаимной индукции первой катушки, наводимая от второй катушки,

$$e_{1M} = -M_{21} \frac{di_2}{dt}.$$

Условно положительное направление э. д. с. взаимной индукции первой катушки связано с условно положительным направлением тока второй катушки правилом правоходового винта.

В курсе физики доказывается, что взаимные индуктивности катушек равны между собой: $M_{12} = M_{21} = M$. Поэтому формулы для э. д. с. взаимной индукции записывают в таком виде:

$$e_{2M} = -M \frac{di_1}{dt} \quad \text{и} \quad e_{1M} = -M \frac{di_2}{dt}. \quad (6.2)$$

Емкость C в схеме замещения электрической цепи с изменяющимся во времени током характеризует наличие в ней изменяющегося электрического поля и связанного с этим изменением поля тока смещения, проходящего через диэлектрик.

§ 6.3. УСЛОВНО ПОЛОЖИТЕЛЬНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ Э. Д. С., НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ ЭЛЕМЕНТОВ ЦЕПИ С ИЗМЕНЯЮЩИМИСЯ ВО ВРЕМЕНИ ТОКАМИ

Предположим, что три элемента r , L и C схемы замещения электрической цепи с изменяющимся во времени током соединены последовательно и присоединены к источнику питания с переменной э. д. с., как указано на схеме рис. 6.4, а. Э. д. с. e источника в отдельные моменты времени может изменяться как по величине, так и по направлению. Для одного направления мгновенные значения э. д. с. считаются положительными, а для противоположного — отрицательными.

Зададимся условно положительным направлением э. д. с., для которого мгновенные значения э. д. с. положительны, как показано на рис. 6.4, б стрелкой. Этому условно положительному направлению э. д. с. соответствует совпадающее с ним условно положительное направление тока i и противоположное ему условно положительное

направление напряжения u на внешних зажимах источника. Поэтому на схеме можно поставить стрелки тока и напряжения, как указано на рис. 6.4, б.

Положительное направление э. д. с. самоиндукции e_L катушки с индуктивностью L совпадает с положительным направлением тока в ней. Поэтому на схеме стрелка условно положительного направления э. д. с. e_L показана в том же направлении, что и стрелка тока.

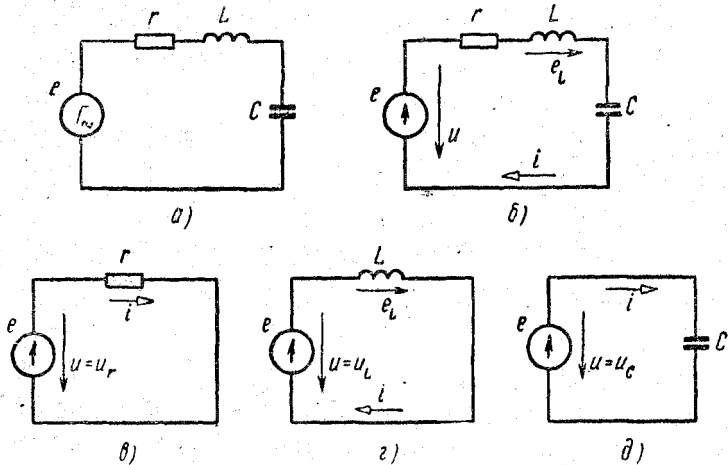


Рис. 6.4. Условно положительные направления э. д. с., тока и напряжения отдельных элементов r , L и C

Выясним, как поставить стрелки условно положительных направлений напряжений участков на активном сопротивлении u_r , на индуктивности u_L и на емкости u_C . Для этого рассмотрим каждый элемент в отдельности, замыкая накоротко два остальных элемента. В этом случае получим три схемы рис. 6.4, в, г, д. В каждой из этих схем напряжения источника равны напряжениям элементов $u = u_r$, $u = u_L$ и $u = u_C$, поэтому условно положительные направления напряжений u_r , u_L и u_C участков совпадают с условно положительными направлениями в них тока.

§ 6.4. СООТНОШЕНИЯ МЕЖДУ МГНОВЕННЫМИ ЗНАЧЕНИЯМИ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ ОТДЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ

Эти соотношения можно получить, пользуясь вторым законом Кирхгофа для мгновенных значений. Согласно этому закону алгебраическая сумма мгновенных значений э. д. с., действующих в замкнутом контуре,

равна алгебраической сумме мгновенных значений напряжений его отдельных участков. Правило знаков при составлении уравнений по этому закону остается тем же, что и для цепей постоянного тока.

В отличие от цепей постоянного тока напряжения и токи отдельных элементов схемы замещения здесь связаны между собой более сложными зависимостями. Для выяснения этих зависимостей вернемся к рассмотрению схем рис. 6.4, в, г, д.

Напряжение u_r и ток i в элементе с активным сопротивлением r (рис. 6.4, в) связаны соотношением, аналогичным для цепей постоянного тока:

$$u_r = ri. \quad (6.3)$$

Это соотношение указывает на весьма важное свойство элемента с активным сопротивлением. Форма кривой напряжения на активном сопротивлении повторяет форму кривой его тока. На основании этого легко установить характер энергетического процесса, который имеет место в активном сопротивлении при прохождении по нему изменяющегося во времени тока. Например, при положительном мгновенном значении напряжения ($u_r > 0$) ток также будет положительным ($i > 0$). Мгновенное значение мощности $p = u_r i$ будет тоже положительным. Если напряжение $u_r < 0$, то и ток $i < 0$. Но мощность остается положительной ($p > 0$).

Положительное значение мгновенной мощности характеризует процесс непрерывной затраты энергии источником на нагрев активного сопротивления.

Для выяснения связи между мгновенными значениями напряжения u_L и тока i индуктивности составим уравнение по второму закону Кирхгофа для замкнутого контура схемы рис. 6.4, г:

$$e + e_L = 0.$$

Но э. д. с. источника равна его внешнему напряжению:

$$e = u = u_L,$$

а э. д. с. самоиндукции и ток связаны уравнением

$$e_L = -L \frac{di}{dt}.$$

Приняв во внимание эти уравнения, получим

$$u_L + e_L = 0$$

или

$$u_L = -e_L = L \frac{di}{dt}. \quad (6.4)$$

Уравнение (6.4) показывает, что прохождение по индуктивному элементу изменяющегося во времени тока возможно при условии, когда напряжение внешнего источника u_L компенсирует действие возникающей в индуктивном элементе э. д. с. самоиндукции.

Рассмотрим изменения тока в катушке схемы рис. 6.4, *з*. Если в течение какого-то интервала времени мгновенное значение тока положительно ($i > 0$) и определяется возрастающим участком кривой, $\frac{di}{dt} > 0$, э. д. с. самоиндукции отрицательна ($e_L < 0$), а напряжение на индуктивности положительно ($u_L > 0$). Это означает, что в указанный промежуток времени направление э. д. с. e_L противоположно условно положительному направлению э. д. с. e_L , а направление напряжения u_L совпадает с условно положительным направлением этого напряжения.

Мгновенная мощность индуктивного элемента в течение рассматриваемого промежутка времени $p_L = u_L i$ будет положительной. Следовательно, энергия в этот промежуток времени от источника поступает в цепь и переходит в энергию магнитного поля $\frac{Li^2}{2}$.

Когда ток в катушке будет положительным, но убывающим ($i > 0 > 0$), значения э. д. с. положительны ($e_L > 0$), а значения напряжения и мгновенной мощности отрицательны ($u_L < 0$, $p < 0$). Энергия из магнитного поля возвращается обратно в цепь. Таким образом, в процессе возрастания и убывания тока в катушке имеет место обмен энергиями между цепью и магнитным полем.

В емкостном элементе C схемы рис. 6.4, *д* ток i и заряд q или ток i и напряжение u_C на этом элементе связаны следующим уравнением:

$$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{du_C}{dt}. \quad (6.5)$$

Если напряжение u_C возрастает, то ток положителен ($i > 0$). Это означает, что в данные моменты времени ток имеет направление, совпадающее с условно положительным направлением напряжения u_C . Заряд и энергия электрического поля $\frac{Cu_C^2}{2} = \frac{qu_C}{2}$ при этом возрастают. Энергия от источника передается электрическому полю.

Когда напряжение u_C убывает, заряд снижается, электрическое поле распадается и энергия из поля возвращается обратно в цепь. Следовательно, в емкостном элементе цепи имеет место обмен энергиями между цепью и электрическим полем. Если задан закон изменения тока i в емкостном элементе, то напряжение u_C на нем может быть определено уравнением

$$u_C = \frac{1}{C} \int idt. \quad (6.6)$$

§ 6.5. СИСТЕМА УРАВНЕНИЙ, СВЯЗЫВАЮЩАЯ МГНОВЕННЫЕ ЗНАЧЕНИЯ Э. Д. С., НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ СЛОЖНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Предположим, что мы имеем сложную схему рис. 6.5 с двумя источниками питания, условно положительные направления и законы изменения э. д. с. которых заданы. Все активные сопротивле-

ния, индуктивности и емкости схемы также заданы. Поставим задачу определения токов пяти ветвей схемы.

Начинаем, как и для цепей постоянного тока, с выбора условно положительных направлений токов i_1, i_2, i_3, i_4 и i_5 схемы, как указано на рис. 6.5 стрелками. Для двух узлов схемы составим уравнения по первому закону Кирхгофа, согласно которому для точки разветвления схемы алгебраическая сумма мгновенных значений токов равна нулю.

Для узла a

$$i_1 - i_3 - i_4 - i_5 = 0, \quad (I)$$

для узла b

$$i_3 - i_1 - i_2 = 0. \quad (II)$$

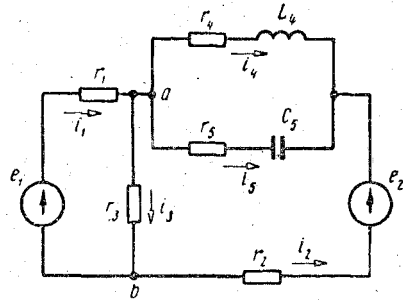


Рис. 6.5. Сложная схема с изменяющимися э. д. с. и токами

Остальные три уравнения составим, пользуясь вторым законом Кирхгофа при обходе трех независимых контуров схемы:

$$u_{r_1} + u_{r_3} = e_1, \quad (III)$$

$$u_{r_2} - u_{C_5} - u_{r_5} + u_{r_3} = e_2, \quad (IV)$$

$$u_{r_4} + u_{L_4} - u_{C_5} - u_{r_5} = 0 \quad (V)$$

Напряжения и токи участков связаны следующими уравнениями:

$$i_1 = \frac{u_{r_1}}{r_1}, \quad i_2 = \frac{u_{r_2}}{r_2}, \quad i_3 = \frac{u_{r_3}}{r_3},$$

$$u_{L_4} = L_4 \frac{di_4}{dt}, \quad u_{C_5} = \frac{1}{C_5} \int i_5 dt.$$

Учитывая это, уравнения (III), (IV), (V) можно переписать в другом виде:

$$r_1 i_1 + r_3 i_3 = e_1, \quad (III')$$

$$r_2 i_2 - \frac{1}{C_5} \int i_5 dt - r_5 i_5 + r_3 i_3 = e_2, \quad (IV')$$

$$r_4 i_4 + L_4 \frac{di_4}{dt} - \frac{1}{C_5} \int i_5 dt - r_5 i_5 = 0. \quad (V')$$

Полученная система дифференциальных уравнений (I), (II), (III'), (IV'), (V') в общем случае позволяет определить токи схемы при произвольной форме их изменения.

§ 6.6. ДЕЙСТВУЮЩИЕ ЗНАЧЕНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКИХ Э. Д. С., НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ

Для оценки эффективности действия периодического тока используют его тепловое или электродинамическое действие и сравнивают с аналогичным действием постоянного тока за один и тот же промежуток времени, равный одному периоду.

Значение периодического тока, равное такому значению постоянного тока, который за время одного периода производит тот же самый тепловой или электродинамический эффект, что и периодический ток, называют действующим значением периодического тока. Действующие значения периодического тока, напряжения и э. д. с. обозначают прописными буквами без индексов: I , U , E .

При оценке периодического тока i , пользуясь тепловым эффектом, по одному и тому же активному сопротивлению r пропускают постоянный ток I и периодический ток i и приравнивают количества тепла, выделенные этими токами за период:

$$rTI^2 = \int_0^T ri^2 dt.$$

Из этого уравнения получают действующее значение тока:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}, \quad (6.7)$$

равное среднеквадратичному значению периодического тока.

Аналогично действующие значения напряжения и э. д. с. являются среднеквадратичными значениями периодических напряжения и э. д. с.:

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt} \quad \text{и} \quad E = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e^2 dt}. \quad (6.8)$$

Электроизмерительные приборы тепловой, электромагнитной и электродинамической систем имеют подвижные части, отклонения которых пропорциональны среднеквадратичным значениям измеряемых ими величин. Поэтому эти приборы измеряют действующие значения периодических токов и напряжений.

§ 6.7. СРЕДНИЕ ЗНАЧЕНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКИХ Э. Д. С., НАПРЯЖЕНИЙ, ТОКОВ И МОЩНОСТИ

В общем случае под средним значением периодической функции понимают ее среднее значение за период.

Среднее значение мощности за период определяется следующим уравнением:

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T p \, dt = \frac{1}{T} \int_0^T ui \, dt. \quad (6.9)$$

Если положительные и отрицательные полуволны не равны, то среднее значение определяют разностью площадей, ограниченных кривыми полуволны и осью абсцисс. Если отрицательная полуволна повторяет по форме положительную полуволну, то среднее значение за период равно нулю.

Отрицательные полуволны периодических токов, напряжений и э. д. с., как правило, повторяют их положительные полуволны. Поэтому под средними значениями периодических токов, напряжений и э. д. с. понимают их средние значения за полупериод:

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{ср}} &= \frac{2}{T} \int_0^{T/2} i \, dt, \\ U_{\text{ср}} &= \frac{2}{T} \int_0^{T/2} u \, dt, \\ E_{\text{ср}} &= \frac{2}{T} \int_0^{T/2} e \, dt. \end{aligned} \right\} \quad (6.10)$$

Отношение действующих значений периодических функций к их средним значениям называют коэффициентом формы кривой:

$$K_{\text{ф}} = \frac{I}{I_{\text{ср}}}, \quad K_{\text{ф}} = \frac{U}{U_{\text{ср}}}, \quad K_{\text{ф}} = \frac{E}{E_{\text{ср}}}. \quad (6.11)$$

Отношение максимальных значений периодических функций к их действующим значениям называют коэффициентом амплитуды:

$$K_{\text{А}} = \frac{I_{\text{max}}}{I}, \quad K_{\text{А}} = \frac{U_{\text{max}}}{U}, \quad K_{\text{А}} = \frac{E_{\text{max}}}{E}. \quad (6.12)$$

§ 6.8. СИНУСОИДАЛЬНЫЕ ТОКИ. ИХ ДОСТОИНСТВА. ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

Из всех возможных форм периодических токов наибольшее распространение получили синусоидальные токи. По сравнению с другими токами синусоидальные токи имеют то преимущество, что позволяют наиболее экономично осуществлять производство, передачу и распределение электрической энергии. Только при помощи синусоидальных токов удается сохранить неизменными формы кривых

напряжений и токов во всех участках сложной линейной электрической цепи.

Синусоидальный ток впервые применил для питания своей «свечи» русский электротехник П. Н. Яблочков. Им был создан первый генератор синусоидального тока, а затем и трансформатор (1876 г.).

Синусоидальный ток получил всеобщее признание, благодаря успешным работам русского инженера М. О. Доливо-Добровольского. Он продолжил работы П. Н. Яблочкова, разработал все звенья передачи электрической энергии и осуществил такую передачу в 1891 г.

В настоящее время все производство и передача электрической энергии осуществляются при помощи трехфазного синусоидального тока с частотой 50 гц во всех европейских странах и с частотой 60 гц в США.

Различные области техники используют весьма широкий диапазон частот синусоидального тока в зависимости от технических потребностей. В авиации, например, успешно применяется синусоидальный ток с частотой 400 гц, так как при такой частоте снижаются вес и габариты авиационного электрооборудования. В электротермических установках используют диапазон частот от 500 гц до 50 Мгц. Для нужд электрофицированного транспорта применяют пониженную частоту 25 и $16\frac{2}{3}$ гц.

Обычно частоты ниже 10 кгц называют низкими (НЧ). К ним относится весь диапазон звуковых частот от 20 гц до 10 кгц.

Частоты от 10 кгц до нескольких сотен мегагерц называют высокими (ВЧ).

Частоты от нескольких сотен мегагерц до миллиарда герц называют сверхвысокими (СВЧ) или ультравысокими (УВЧ).

Радиотехника использует весь диапазон НЧ, ВЧ и СВЧ.

§ 6.9. ИЗОБРАЖЕНИЕ СИНУСОИДАЛЬНЫХ ТОКОВ НА ПЛОСКОСТИ ДЕКАРТОВЫХ КООРДИНАТ

Синусоидальные токи можно изобразить графически, записать уравнениями с тригонометрическими функциями и представить в виде вращающихся векторов на декартовой или комплексной плоскости.

Приведенным на рис. 6.6 графикам двух синусоидальных э. д. с. e_1 и e_2 соответствуют уравнения:

$$e_1 = E_{1m} \sin(\omega t + \psi_{e_1}),$$

$$e_2 = E_{2m} \sin(\omega t - \psi_{e_2}).$$

Значения аргументов синусоидальных функций $\omega t + \psi_{e_1}$ и $\omega t - \psi_{e_2}$ называют фазами синусоид. Значение фазы

в начальный момент времени $+\psi_{e_1}$ и $-\psi_{e_2}$ называют **начальной фазой**.

Если первые ближайшие от начала координат точки перехода синусоид от отрицательных мгновенных значений к положительным мгновенным значениям (точки a и b на кривых рис. 6.6) считать за начало первого периода синусоиды, то положительная начальная фаза ($+\psi_{e_1}$) отсчитывается влево (рис. 6.6, a), а отрицательная ($-\psi_{e_2}$) — вправо (рис. 6.6, b) от оси ординат.

Величину ω в фазах синусоид, характеризующую скорость изменения фазового угла синусоиды, называют **угловой частотой**. Так как фазовый угол синусоиды за время одного периода T изменяется на 2π , то угловая частота

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f. \quad (6.13)$$

При совместном рассмотрении двух синусоидально изменяющихся величин одной частоты разность их фазовых углов, равную разности начальных фаз, называют **углом сдвига фаз**. Угол сдвига фаз одноименных синусоидальных функций (напряжений, э. д. с., токов) обозначают буквой α . Угол сдвига фаз между синусоидами напряжений и тока обозначают буквой φ .

Для синусоид э. д. с. e_1 и e_2 , графики которых изображены на рис. 6.6, угол сдвига фаз

$$\alpha = \omega t + \psi_{e_1} - (\omega t - \psi_{e_2}) = \psi_{e_1} + \psi_{e_2}.$$

Для синусоид напряжения и тока

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

и

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i),$$

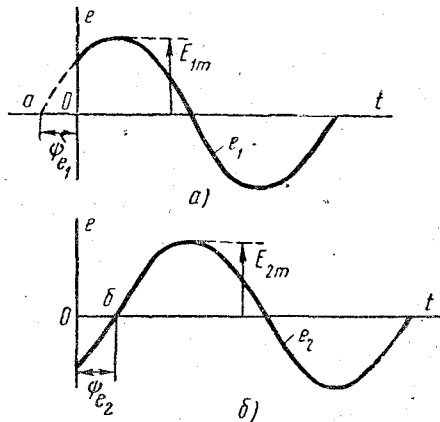


Рис. 6.6. Графики синусоидальных э. д. с. с различными начальными фазами

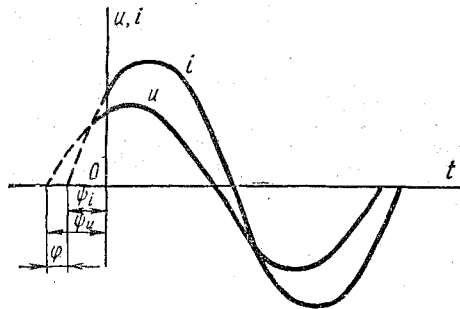


Рис. 6.7. Обозначения начальных фаз и сдвига фаз синусоид напряжения и тока

графики которых изображены на рис. 6.7, угол сдвига фаз

$$\varphi = \psi_u - \psi_i. \quad (6.14)$$

Пользуясь углом сдвига фаз, уравнения напряжения и тока можно записать иначе:

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

и

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_u - \varphi),$$

или

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$$

и

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

Эти записи выражают то, что синусоидальный ток отстает по фазе от синусоидального напряжения на угол φ , или синусоидальное напряжение опережает по фазе синусоидальный ток на угол φ .

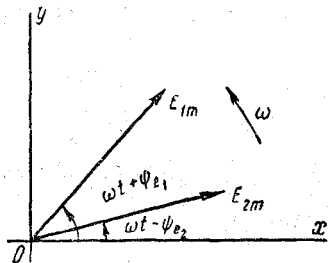


Рис. 6.8. Изображение синусоидальных э. д. с. вращающимися векторами

При изображении синусоидальных э. д. с., напряжений и токов вращающимися векторами на декартовой плоскости из начала координат проводят векторы, равные амплитудным значениям синусоидальных величин, и вращают эти векторы против движения часовой стрелки с угловой скоростью, равной угловой частоте ω . Фазовый угол при таком вращении отсчитывают от положительной оси

абсцисс (рис. 6.8). Проекции вращающихся векторов на ось ординат равны мгновенным значениям э. д. с. e_1 и e_2 .

Совокупность векторов, изображающих синусоидальные э. д. с., напряжения и токи одной частоты, в соответствии со значениями их амплитуд и фазовых углов называют векторными диаграммами.

При построении векторных диаграмм удобно располагать векторы для начального момента времени ($t = 0$). В этом случае векторы синусоид э. д. с. e_1 и e_2 будут расположены, как показано на рис. 6.9, а, а векторы синусоид напряжения u и тока i — как на рис. 6.9, б.

Векторные диаграммы нашли широкое применение при анализе режимов работы цепей синусоидального тока. Их применение делает расчет цепи более наглядным и простым. Это упрощение основывается на том, что сложение и вычитание мгновенных значений синусоидальных величин можно заменить сложением и вычитанием их векторов.

Пусть, например, в точке разветвления цепи общий ток i равен сумме токов i_1 и i_2 двух ветвей:

$$i = i_1 + i_2.$$

Каждый из токов ветвей синусоидален и может быть записан уравнением

$$i_1 = I_{1m} \sin(\omega t + \psi_1),$$

$$i_2 = I_{2m} \sin(\omega t + \psi_2).$$

Результирующий ток также будет синусоидальным:

$$i = I_{1m} \sin(\omega t + \psi_1) + I_{2m} \sin(\omega t + \psi_2) = I_m \sin(\omega t + \psi_3).$$

Определение амплитуды I_m и начальной фазы ψ_3 этого тока путем соответствующих преобразований полученного уравнения

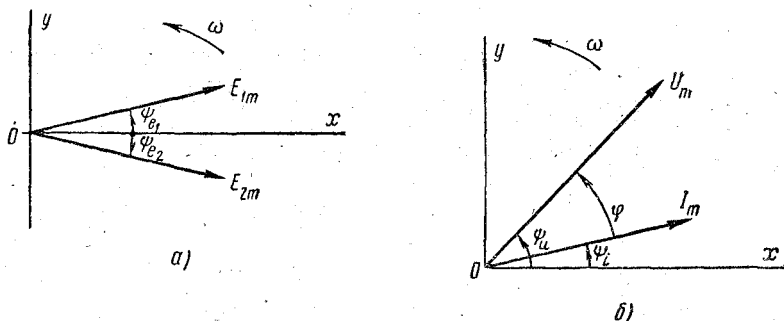


Рис. 6.9. Расположение векторов, изображающих синусоиды э. д. с., напряжения и тока для начального момента времени

громоздко и мало наглядно. Значительно проще это осуществить при помощи векторной диаграммы. На рис. 6.10 изображены начальные положения векторов токов, проекция которых на ось ординат дает мгновенные значения токов для момента времени $t = 0$. При вращении этих векторов с одинаковой угловой скоростью ω их взаимное расположение не изменится и угол сдвига фаз между ними останется равным $\alpha = \psi_1 - \psi_2$.

Так как алгебраическая сумма проекций векторов токов на ось ординат равна мгновенному значению общего тока, то вектор общего тока равен геометрической сумме векторов токов:

$$\bar{I}_m = \bar{I}_{1m} + \bar{I}_{2m}.$$

Построение векторной диаграммы в масштабе позволяет определить значения I_m и ψ_3 из диаграммы.

Вычитание мгновенных значений, например, э. д. с. $e = e_1 - e_2$, где

$$e_1 = E_{1m} \sin(\omega t + \psi_1) \quad \text{и} \quad e_2 = E_{2m} \sin(\omega t + \psi_2),$$

можно заменить вычитанием изображающих их векторов \overline{E}_{1m} — $-\overline{E}_{2m} = \overline{E}_m$, как показано на рис. 6.11.

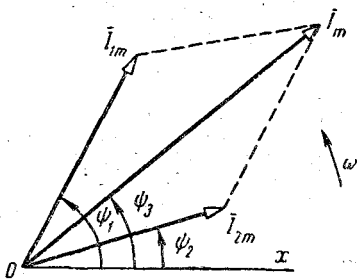


Рис. 6.10. Замена сложения мгновенных значений токов сложением изображающих их векторов

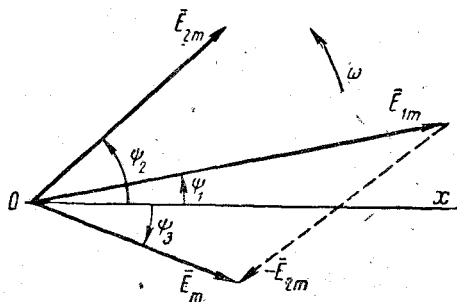


Рис. 6.11. Замена вычитания мгновенных значений э. д. с. вычитанием изображающих их векторов

На диаграмме для определения амплитуды \overline{E}_m результирующего вектора э. д. с. к вектору \overline{E}_{1m} прибавлен обратный вектор $-\overline{E}_{2m}$. В соответствии с диаграммой результирующая э. д. с. определяется уравнением

$$e = E_m \sin(\omega t - \psi_3).$$

§ 6.10. ИЗОБРАЖЕНИЕ СИНУСОИДАЛЬНЫХ ТОКОВ НА КОМПЛЕКСНОЙ ПЛОСКОСТИ

При изображении вращающихся векторов синусоидальных э. д. с. напряжения и тока на комплексной плоскости ось абсцисс плоскости декартовых координат совмещают с осью вещественных или действительных значений (ось $+1$) комплексной плоскости. Тогда мгновенные значения синусоидальных величин получают на оси мнимых значений (ось $+j$).

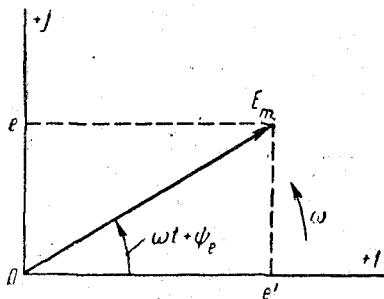


Рис. 6.12. Изображение синусоидальной э. д. с. вращающимся вектором на комплексной плоскости

на рис. 6.12 вращающимся вектором, соответствует комплексное число $E_m e^{j(\omega t + \psi_e)} = E_m \cos(\omega t + \psi_e) + j E_m \sin(\omega t + \psi_e) = e' + je$.

Фазовый угол $\omega t + \psi_e$ определяется по проекциям вектора на оси координат $+1$ и $+j$:

$$\operatorname{tg}(\omega t + \psi_e) = \frac{e}{e'}$$

Мнимая составляющая комплексного числа вектора на комплексной плоскости определяет синусоидальное изменение э. д. с. и обозначается символом Im :

$$e = E_m \sin(\omega t + \psi_e) = \operatorname{Im} E_m e^{j(\omega t + \psi_e)}$$

Действительная составляющая комплексного числа вектора на комплексной плоскости соответствует косинусоидальному изменению э. д. с. и обозначается символом Re :

$$e' = E_m \cos(\omega t + \psi_e) = \operatorname{Re} E_m e^{j(\omega t + \psi_e)} \quad (6.15)$$

Комплексное число $E_m e^{j(\omega t + \psi_e)}$ удобно представить в виде произведения двух комплексных чисел:

$$E_m e^{j(\omega t + \psi_e)} = E_m e^{j\omega t} e^{j\psi_e} = \dot{E}_m e^{j\omega t} \quad (6.16)$$

Первое комплексное число \dot{E}_m , соответствующее положению вектора в начальный момент времени, называют комплексной амплитудой:

$$\dot{E}_m = E_m e^{j\psi_e} \quad (6.17)$$

Второе комплексное число $e^{j\omega t}$ является оператором поворота вектора на угол $\alpha = \omega t$ относительно начального положения вектора.

Следовательно, мгновенное значение синусоидальной величины равно мнимой части без знака j произведения комплексной амплитуды \dot{E}_m и оператора поворота $e^{j\omega t}$:

$$e = E_m \sin(\omega t + \psi_e) = \operatorname{Im} \dot{E}_m e^{j\omega t} \quad (6.18)$$

Переход от одной формы записи синусоидальных токов, напряжений и э. д. с. к другой осуществляется весьма просто с помощью формулы Эйлера $e^{j\alpha} = \cos \alpha + j \sin \alpha$.

Если, например, комплексная амплитуда напряжения задана в виде комплексного числа в алгебраической форме

$$\dot{U}_m = U'_m + jU''_m,$$

то, чтобы записать ее в показательной форме, необходимо найти начальную фазу ψ_u , т. е. угол, который образует вектор \dot{U}_m с осью $+1$. В данном случае вектор \dot{U}_m расположен в первом квадранте комплексной плоскости и его начальная фаза (рис. 6.13) определяется

соотношением $\operatorname{tg} \psi_u = \frac{U''_m}{U'_m}$.

Мгновенные значения напряжения

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

Рассмотрим другой пример, когда комплексная амплитуда тока задана комплексным числом

$$\dot{I}_m = -I'_m + jI''_m.$$

Вектор комплексной амплитуды этого тока расположен во втором квадранте комплексной плоскости (рис. 6.14).

Начальная фаза этого тока

$$\psi_i = 180^\circ - \alpha,$$

где

$$\text{tg } \psi_i = \text{tg}(180^\circ - \alpha) = -\frac{I''_m}{I'_m} = -\text{tg } \alpha.$$

Если задано мгновенное значение тока в виде синусоиды $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$, то комплексную амплитуду записывают сначала

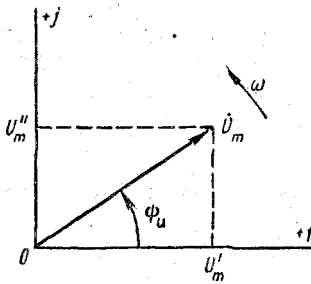


Рис. 6.13. Начальная фаза вектора комплексной амплитуды напряжения, расположенного в первом квадранте комплексной плоскости

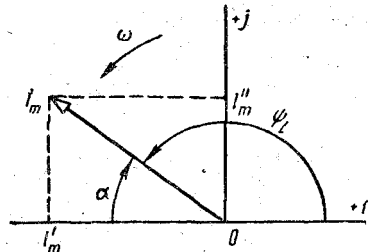


Рис. 6.14. Начальная фаза вектора комплексной амплитуды тока, расположенного во втором квадранте комплексной плоскости

в показательной форме, а затем, по формуле Эйлера, переходят к алгебраической форме:

$$\dot{I}_m = I_m e^{j\psi_i} = I_m \cos \psi_i + j I_m \sin \psi_i = I'_m + j I''_m.$$

Применение комплексных чисел позволяет от геометрического сложения или вычитания векторов на векторной диаграмме перейти к алгебраическому действию над комплексными числами этих векторов. Например, для определения комплексной амплитуды результирующего тока (см. рис. 6.10) достаточно сложить два комплексных числа, соответствующие комплексным амплитудам токов ветвей:

$$\dot{I}_m = \dot{I}_{1m} + \dot{I}_{2m} = I_m e^{j\psi_3}.$$

Для определения комплексной амплитуды результирующей э. д. с. (см. рис. 6.11) достаточно определить разность комплексных чисел, соответствующих комплексным амплитудам э. д. с. \dot{E}_{1m} и \dot{E}_{2m} :

$$\dot{E}_m = E_{1m} - \dot{E}_{2m} = E_m e^{-j\varphi_3}.$$

§ 6.11. ДЕЙСТВУЮЩИЕ И СРЕДНИЕ ЗНАЧЕНИЯ СИНУСОИДАЛЬНЫХ ТОКОВ

Для определения действующего значения синусоидального тока воспользуемся формулой (6.7), подставив в нее вместо мгновенных значений синусоидального тока его выражение $i = I_m \sin \omega t$:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \sin^2 \omega t dt}.$$

Так как

$$\int_0^T I_m^2 \sin^2 \omega t dt = I_m^2 \int_0^T \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} dt = \frac{I_m^2}{2} T,$$

то действующее значение синусоидального тока меньше его амплитуды в $\sqrt{2}$ раз:

$$I = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = 0,707 I_m. \quad (6.19)$$

Аналогично определяются действующие значения синусоидальных напряжения и э. д. с.:

$$U = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \quad \text{и} \quad E = \frac{E_m}{\sqrt{2}}.$$

Шкалы электроизмерительных приборов, применяемых для измерения синусоидальных токов и напряжений, проградуированы в действующих значениях и для определения амплитуд достаточно их показания увеличить в $\sqrt{2}$ раз.

Под средним значением синусоидальных токов понимают их средние значения за полпериода. Если ток $i = I_m \sin \omega t$, то его среднее значение

$$I_{\text{ср}} = \frac{\int_0^{\frac{T}{2}} i dt}{\frac{T}{2}} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I_m \sin \omega t dt = \frac{2}{\pi} I_m. \quad (6.20)$$

Следовательно, среднее значение синусоидального тока составляет $\frac{2}{\pi}$ его амплитудного значения. Аналогично определяют средние

значения синусоидальных напряжения и э. д. с.:

$$U_{\text{ср}} = \frac{2}{\pi} U_m \text{ и } E_{\text{ср}} = \frac{2}{\pi} E_m.$$

Коэффициенты амплитуд синусоидальных тока, напряжения и э. д. с.

$$K_A = \frac{I_m}{I} = \frac{U_m}{U} = \frac{E_m}{E} = \sqrt{2}. \quad (6.21)$$

Коэффициенты формы их кривых

$$K_\Phi = \frac{I}{I_{\text{ср}}} = \frac{U}{U_{\text{ср}}} = \frac{E}{E_{\text{ср}}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,11. \quad (6.22)$$

§ 6.12. ЗАКОНЫ КИРХГОФА ДЛЯ ЦЕПЕЙ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА, ЗАПИСАННЫЕ В КОМПЛЕКСНОЙ ФОРМЕ

Предположим, что в цепи схемы рис. 6.5, действуют синусоидальные э. д. с., мгновенные значения которых заданы уравнениями

$$\begin{aligned} e_1 &= E_{1m} \sin(\omega t + \psi_1), \\ e_2 &= E_{2m} \sin(\omega t - \psi_2). \end{aligned}$$

Под действием этих э. д. с. во всех ветвях цепи будут проходить синусоидальные токи и на отдельных участках ее возникнут синусоидальные напряжения.

Для определения токов данной схемы в § 6.5 по законам Кирхгофа была составлена система из пяти уравнений для мгновенных значений э. д. с., токов и напряжений. Перейдем к комплексной записи этих уравнений, помня, что сложение или вычитание мгновенных значений может быть заменено геометрическим сложением или вычитанием векторов, а последнее может быть заменено сложением или вычитанием комплексных чисел, соответствующих амплитудам этих векторов.

Так, для узлов a и b схемы рис. 6.5 в уравнениях (I) и (II), составленных по первому закону Кирхгофа, алгебраическое суммирование мгновенных значений токов, сходящихся в узле, можно заменить алгебраическим суммированием их комплексных амплитуд:

$$\begin{aligned} \dot{I}_{1m} - \dot{I}_{3m} - \dot{I}_{4m} - \dot{I}_{5m} &= 0, & (I) \\ \dot{I}_{3m} - \dot{I}_{1m} - \dot{I}_{2m} &= 0. & (II) \end{aligned}$$

В уравнениях (III'), (IV') и (V'), составленных по второму закону Кирхгофа, алгебраическое суммирование мгновенных значений э. д. с. и напряжений можно заменить алгебраическим

суммированием их комплексных амплитуд:

$$\dot{U}_{mr_1} + \dot{U}_{mr_3} = \dot{E}_{m1}, \quad (III)$$

$$\dot{U}_{mr_2} - \dot{U}_{mC_5} - \dot{U}_{mr_5} + \dot{U}_{mr_3} = E_{m2}, \quad (IV)$$

$$\dot{U}_{mr_4} + \dot{U}_{mL_4} - \dot{U}_{mC_5} - \dot{U}_{mr_5} = 0. \quad (V)$$

В практических расчетах уравнения, составленные по законам Кирхгофа для цепей синусоидального тока в комплексной форме, записывают, пользуясь не амплитудными, а действующими значениями токов и напряжений. Для этого достаточно правые и левые части уравнений (I)–(V) разделить на $\sqrt{2}$. В результате получим следующую систему уравнений:

$$\dot{I}_1 - \dot{I}_3 - \dot{I}_4 - \dot{I}_5 = 0, \quad (I')$$

$$\dot{I}_3 - \dot{I}_1 - \dot{I}_2 = 0, \quad (II')$$

$$\dot{U}_{r_1} + \dot{U}_{r_3} = \dot{E}_1, \quad (III')$$

$$\dot{U}_{r_2} - \dot{U}_{C_5} - \dot{U}_{r_5} + \dot{U}_{r_3} = \dot{E}_2, \quad (IV')$$

$$\dot{U}_{r_4} - \dot{U}_{L_4} - \dot{U}_{C_5} - \dot{U}_{r_5} = 0. \quad (V')$$

В общем случае по первому закону Кирхгофа в комплексной форме для каждого узла алгебраическая сумма комплексных действующих значений токов равна нулю:

$$\sum_{k=1}^{k=n} \dot{I}_k = 0. \quad (6.23)$$

Согласно второму закону Кирхгофа в комплексной форме для замкнутого контура алгебраическая сумма комплексных действующих значений напряжений его отдельных участков равна алгебраической сумме комплексных действующих значений э. д. с.:

$$\sum_{k=1}^{k=l} \dot{U}_k = \sum_{k=1}^{k=m} \dot{E}_k. \quad (6.24)$$

Правило знаков здесь сохраняется то же, что и в цепях постоянного и переменного тока при составлении уравнений для мгновенных значений.

Г л а в а 7
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ
ОДНОФАЗНОГО СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

§ 7.1. ЦЕПЬ С АКТИВНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

Предположим, что на вход цепи с известным активным сопротивлением r (рис. 7.1, а) подано синусоидальное напряжение

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_u). \quad (7.1)$$

Необходимо установить, как будут изменяться ток и мощность этой цепи.

Ток в цепи можно определить, пользуясь законом Ома для мгновенных значений:

$$i = \frac{u}{r} = \frac{U_m}{r} \sin(\omega t + \psi_u)$$

или

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_u). \quad (7.2)$$

Из сопоставления уравнений (7.2) с (7.1) видим, что синусоида тока совпадает по фазе с синусоидой напряжения.

Амплитуда тока связана с амплитудой напряжения соотношением

$$I_m = \frac{U_m}{r}. \quad (7.3)$$

Если левую и правую части выражения (7.3) разделить на $\sqrt{2}$, то получим новую формулу

$$I = \frac{U}{r}, \quad (7.4)$$

выражающую закон Ома для цепи с активным сопротивлением. Согласно этому закону действующее значение тока в цепи с активным сопротивлением равно действующему значению его напряжения, поделенному на активное сопротивление.

Мгновенное значение мощности этой цепи равно произведению ее мгновенных значений напряжения и тока:

$$p = ui = U_m I_m \sin^2(\omega t + \psi_u) = U_m I_m \cdot \frac{1 - \cos 2(\omega t + \psi_u)}{2}$$

или

$$p = UI - UI \cos 2(\omega t + \psi_u). \quad (7.5)$$

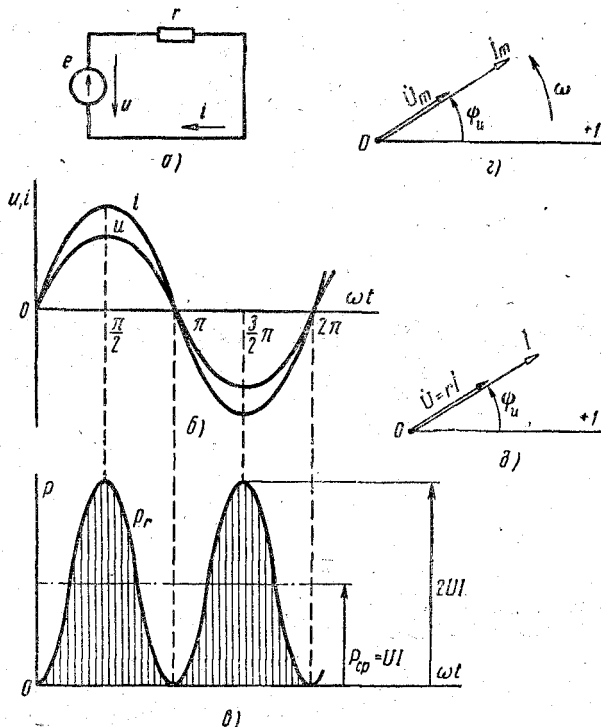


Рис. 7.1. Схема (а), графики напряжения; тока и мощности в цепи с активным сопротивлением (б, в), векторные диаграммы комплексных амплитуд (г) и комплексных действующих значений (д) тока и напряжения этой цепи

Среднее значение мощности за период

$$P_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = \frac{1}{T} UI \int_0^T dt - \frac{1}{T} UI \int_0^T \cos 2(\omega t + \psi_u) dt$$

или

$$P_{cp} = UI.$$

Если в выражение для средней мощности вместо напряжения подставить его значение $U = rI$ из (7.4), то получим, что среднее

значение мощности в этой цепи равно ее активной мощности:

$$P_{cp} = UI = rI^2. \quad (7.6)$$

Для иллюстрации изменений напряжения, тока и мощности в активном сопротивлении на рис. 7.1, б и в по уравнениям (7.1), (7.2) и (7.5) построены графики u , i и p для случая, когда начальная фаза $\psi_u = 0$.

Из графиков видно, что мгновенная мощность в активном сопротивлении пульсирует от нуля до $2P_{cp} = 2UI$, оставаясь все время положительной. Это означает, что при любом направлении тока в активном сопротивлении энергия поступает от источника в цепь и превращается в тепловую энергию. Величину преобразованной энергии за период можно характеризовать заштрихованной площадью, ограниченной кривой мощности и осью абсцисс.

Эту же энергию затратил бы источник, если бы работал в тот же промежуток времени со средней мощностью $P_{cp} = UI$ (см. рис. 7.1, в).

Для построения векторной диаграммы напряжения и тока цепи на комплексной плоскости запишем их комплексные амплитуды в соответствии с уравнениями (7.1) и (7.2):

$$\dot{U}_m = U_m e^{j\psi_u}; \quad \dot{I}_m = I_m e^{j\psi_u}. \quad (7.7)$$

Но амплитуду напряжения из формулы (7.3) можно выразить через амплитуду тока $U_m = rI_m$, поэтому комплексную амплитуду напряжения можно записать по-другому:

$$\dot{U}_m = U_m e^{j\psi_u} = rI_m e^{j\psi_u} = r\dot{I}_m. \quad (7.8)$$

Из выражения (7.8) следует, что вектор, изображающий синусоиду напряжения на активном сопротивлении, совпадает по направлению с вектором, изображающим синусоиду тока. Векторная диаграмма комплексных амплитуд напряжения и тока построена на рис. 7.1, г.

Однако при расчете цепей синусоидального тока вместо векторов комплексных амплитуд принято строить векторы комплексных действующих значений напряжения \dot{U} и тока \dot{I} . Эти векторы соответственно совпадают по направлению с векторами \dot{U}_m и \dot{I}_m и отличаются от них только по величине:

$$\dot{I} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = I e^{j\psi_u}, \quad (7.9)$$

$$\dot{U}_r = \dot{U} = \frac{\dot{U}_m}{\sqrt{2}} = rI e^{j\psi_u} = r\dot{I}. \quad (7.10)$$

В электротехнике напряжение, совпадающее по фазе с током, принято называть напряжением активного сопротивления или падением напряжения на активном сопротивлении.

На рис. 7.1, ∂ построена векторная диаграмма комплексных действующих значений напряжения и тока активного сопротивления. Из диаграммы видно, что вектор активного падения напряжения совпадает по направлению с вектором тока и равен комплексному току, умноженному на активное сопротивление.

Из (7.10) можно получить формулу

$$I = \frac{\dot{U}_r}{r}, \quad (7.11)$$

выражающую закон Ома в комплексной форме для цепи с активным сопротивлением. Согласно этому закону комплексное действующее значение тока в цепи с активным сопротивлением равно ее комплексному действующему значению напряжения, поделенному на активное сопротивление.

§ 7.2. ЦЕПЬ С ИНДУКТИВНОСТЬЮ

Предположим, что по катушке с индуктивностью L , активное сопротивление которой весьма мало ($r \approx 0$), проходит синусоидальный ток (рис. 7.2, a)

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i). \quad (7.12)$$

Этот ток создает в катушке синусоидально изменяющийся поток

$$\Phi = \frac{Li}{\omega} = \frac{LI_m}{\omega} \sin(\omega t + \psi_i) = \Phi_m \sin(\omega t + \psi_i), \quad (7.13)$$

амплитуда которого

$$\Phi_m = \frac{LI_m}{\omega}.$$

Синусоидально изменяющийся поток катушки наводит в ней э. д. с. самоиндукции

$$e_L = -L \frac{di}{dt} = -\omega LI_m \cos(\omega t + \psi_i)$$

или

$$e_L = E_{Lm} \sin(\omega t + \psi_i - 90^\circ). \quad (7.14)$$

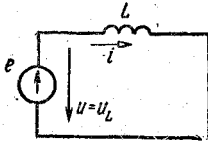
Амплитуда синусоиды э. д. с. самовндукции

$$E_{Lm} = \omega LI_m,$$

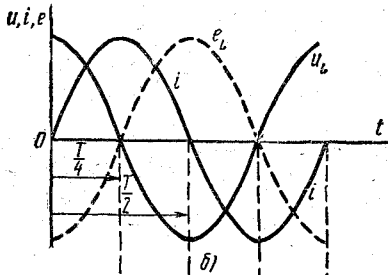
а ее действующее значение

$$E_L = \omega LI. \quad (7.15)$$

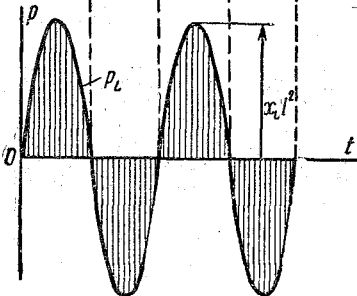
Внешнее напряжение источника $u = u_L$ должно компенсировать э. д. с. самоиндукции e_L . Синусоида этого напряжения



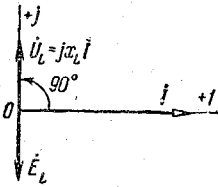
а)



б)



в)



з)

Рис. 7.2. Схема (а), графики тока, э. д. с. самоиндукции, напряжения и мощности в цепи с индуктивностью (б, в), векторная диаграмма этой цепи (з)

На рис. 7.2, б приведены графики синусоид напряжения на индуктивности u_L , тока i и э. д. с. самоиндукции e_L , а на рис. 7.2, з — соответствующие этим синусоидам векторы их комплексных действующих значений I , E_L и U_L для случая $\psi_i = 0$.

$$u = u_L = L \frac{di}{dt} = \omega L I_m \cos(\omega t + \psi_i)$$

или

$$u_L = U_{Lm} \sin(\omega t + \psi_i + 90^\circ). \quad (7.16)$$

Амплитуда синусоиды напряжения на индуктивности

$$U_{Lm} = \omega L I_m.$$

Действующее значение этого напряжения

$$U_L = \omega L I. \quad (7.17)$$

Комплексные амплитуды тока и напряжения:

$$\dot{I}_m = I_m e^{j\psi_i},$$

$$\dot{U}_{Lm} = U_{Lm} e^{j(\psi_i + 90^\circ)} =$$

$$= \omega L I_m e^{j\psi_i} e^{j90^\circ} = \omega L \dot{I}_m e^{j90^\circ}$$

или

$$\dot{U}_{Lm} = j\omega L \dot{I}_m.$$

Разделив правые и левые части этих выражений на $\sqrt{2}$, получим комплексные действующие значения тока и напряжения на индуктивности:

$$\dot{I} = I e^{j\psi_i},$$

$$\dot{U}_L = j\omega L \dot{I}. \quad (7.18)$$

Сопоставляя уравнения (7.13), (7.14) и (7.16) с уравнением (7.12), видим, что магнитный поток совпадает по фазе с током; э. д. с. самоиндукции отстает по фазе от тока на угол 90° ; напряжение на индуктивности опережает по фазе ток на угол 90° .

На рис. 7.2, б приведены графики синусоид напряжения на индуктивности u_L , тока i и э. д. с. самоиндукции e_L , а на рис. 7.2, з — соответствующие этим синусоидам векторы их комплексных действующих значений I , E_L и U_L для случая $\psi_i = 0$.

Согласно выражению (7.17) действующее значение напряжения на индуктивности равно действующему значению тока, умноженному на ωL .

Произведение ωL имеет размерность сопротивления:

$$[\omega L] = \frac{1}{\text{сек}} \cdot \text{ЗН} = \frac{\text{ОМ} \cdot \text{сек}}{\text{сек}} = \text{ОМ}.$$

Его обозначают буквой x_L и называют реактивным сопротивлением индуктивности, или просто индуктивным сопротивлением:

$$x_L = \omega L = 2\pi fL. \quad (7.19)$$

Индуктивное сопротивление прямо пропорционально индуктивности катушки и частоте проходящего по ней тока.

Напряжение U_L на индуктивности часто называют индуктивным падением напряжения. Согласно уравнению (7.18) или векторной диаграмме рис. 7.2, z вектор индуктивного падения напряжения опережает по фазе вектор тока на угол 90° .

Из уравнения (7.18) можно получить формулу для тока:

$$i = \frac{\dot{U}_L}{j\omega L} = \frac{\dot{U}_L}{jx_L}. \quad (7.20)$$

Она выражает закон Ома в комплексной форме для цепи с индуктивностью. Согласно этому закону комплексное действующее значение тока \dot{I} в цепи с индуктивностью равно ее комплексному действующему значению напряжения \dot{U}_L , поделенному на комплексное индуктивное сопротивление jx_L .

Мгновенная мощность в цепи с индуктивностью

$$\begin{aligned} p_L &= u_L i = U_{Lm} I_m \sin(\omega t + \psi_i + 90^\circ) \sin(\omega t + \psi_i) = \\ &= U_{Lm} I_m \frac{1}{2} [\cos(+90^\circ) - \cos(2\omega t + 2\psi_i + 90^\circ)] = \\ &= -U_L I \cos(2\omega t + 2\psi_i + 90^\circ) \end{aligned}$$

или

$$p_L = U_L I \sin(2\omega t + 2\psi_i). \quad (7.21)$$

График этой мощности для случая $\psi_i = 0$ приведен на рис. 7.2, в.

В первую четверть периода, когда ток и напряжение положительны, мощность также положительна. Энергия от источника переходит в цепь и затрачивается на создание магнитного поля. К концу первой четверти периода поле имеет максимальную энергию $\frac{LI_m^2}{2}$, равную заштрихованной площади, ограниченной осью абсцисс и первой полуволевой синусоиды мощности.

Во вторую четверть периода ток i убывает, но остается положительным. Напряжение u_L и мощность p_L отрицательны. Энергия из магнитного поля возвращается обратно в цепь. К концу второй четверти периода весь запас энергии $\frac{LI^2}{2}$ магнитного поля будет возвращен обратно в цепь. Поэтому среднее значение мощности в такой цепи равно нулю:

$$P_{Lcp} = \frac{1}{T} \int_0^T p_L dt = 0.$$

Таким образом, в цепи с индуктивностью происходит непрерывное колебание (обмен) энергии между цепью и магнитным полем без затраты энергии от источника.

Амплитуду колебания мощности в цепи с индуктивностью называют реактивной индуктивной мощностью и обозначают буквой Q_L :

$$Q_L = U_L I = x_L I^2. \quad (7.22)$$

Реактивная мощность имеет ту же размерность, что и активная мощность. Но для удобства для единиц измерения реактивной мощности принято другое наименование: вольт-ампер реактивный (*вар*) или киловольт-ампер реактивный (*квар*).

§ 7.3. ЦЕПЬ С ЕМКОСТЬЮ

Пусть к конденсатору (рис. 7.3 а), диэлектрик которого идеален и не имеет потерь энергии, подведено синусоидальное напряжение

$$u_C = U_{Cm} \sin(\omega t + \psi_u). \quad (7.23)$$

Проходящий по конденсатору ток

$$i = C \frac{du_C}{dt} = \omega C U_{Cm} \cos(\omega t + \psi_u)$$

или

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_u + 90^\circ). \quad (7.24)$$

Амплитуда тока

$$I_m = \omega C U_{Cm}. \quad (7.25)$$

Действующее значение тока

$$I = \omega C U_C = \frac{U_C}{\frac{1}{\omega C}} = \frac{U_C}{x_C}. \quad (7.26)$$

Величину

$$x_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}, \quad (7.27)$$

имеющую размерность сопротивления:

$$[x_C] = \frac{1}{\frac{1}{\text{сек}} \cdot \frac{\kappa}{\text{в}}} = \frac{\text{сек} \cdot \text{в}}{\kappa} = \frac{\text{в} \cdot \text{сек}}{\text{а} \cdot \text{сек}} = \frac{\text{в}}{\text{а}} = \text{Ом},$$

называют реактивным сопротивлением емкости, или просто емкостным сопротивлением.

Емкостное сопротивление обратно пропорционально частоте питающего источника и емкости конденсатора.

Сопоставляя уравнения (7.23) и (7.24), видим, что синусоида емкостного тока опережает по фазе синусоиду напряжения на емкости на угол 90° .

По уравнениям (7.23) и (7.24) на рис. 7.3, б построены графики $i(t)$, $u_C(t)$, а на рис. 7.3, а — векторы действующих значений тока и напряжения на емкости для случая, когда начальная фаза $\psi_u = 0$.

Комплексные амплитуды напряжения и тока, соответствующие уравнениям (7.23) и (7.24):

$$\begin{aligned} \dot{U}_{Cm} &= U_{Cm} e^{j\psi_u}, \\ \dot{I}_m &= I_m e^{j(\psi_u + 90^\circ)} = \\ &= \frac{U_{Cm} e^{j\psi_u}}{x_C} e^{j90^\circ} = \\ &= j \frac{U_{Cm} e^{j\psi_u}}{x_C} = j \frac{\dot{U}_{Cm}}{x_C} \end{aligned}$$

или

$$\dot{I}_m = \frac{\dot{U}_{Cm}}{-jx_C}.$$

Разделив правую и левые части последнего выражения на $\sqrt{2}$, получим уравнение, связывающее комплексные действующие значения тока и напряжения:

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}_C}{-jx_C}. \quad (7.28)$$

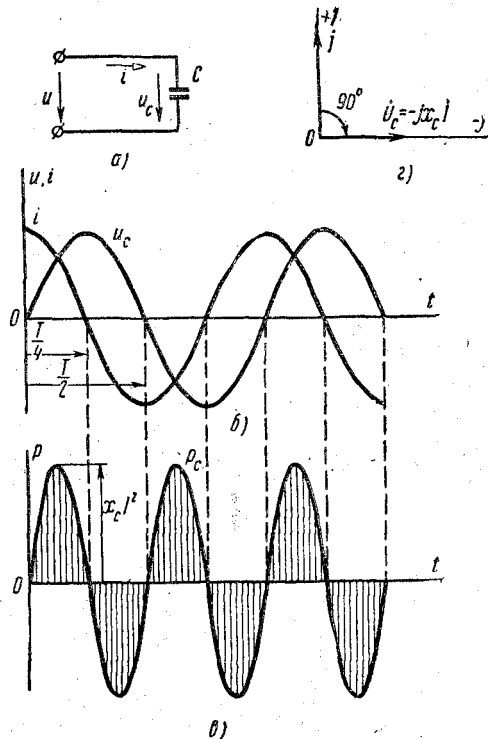


Рис. 7.3. Схема (а), графики напряжения, тока и мощности в цепи с емкостью (б, в), векторная диаграмма этой цепи (г)

Это уравнение выражает закон Ома в комплексной форме для участка цепи с емкостью. Согласно этому закону комплексное действующее значение емкостного тока

I равно комплексному действующему значению емкостного напряжения \dot{U}_C , поделенному на комплексное емкостное сопротивление $-jx_C = -j \frac{1}{\omega C}$.

Напряжение на емкости, выраженное из формулы (7.28) как произведение тока и комплексного сопротивления емкости:

$$\dot{U}_C = -jx_C \dot{I}, \quad (7.29)$$

обычно называют емкостным падением напряжения. Из уравнения (7.29) или из векторной диаграммы рис. 7.3, а следует, что вектор емкостного падения напряжения отстает по фазе от вектора емкостного тока на угол 90° .

Мгновенное значение мощности

$$p_C = u_C i = U_{Cm} I_m \sin(\omega t + \psi_u) \sin(\omega t + \psi_u + 90^\circ)$$

или

$$p_C = U_C I \sin 2(\omega t + \psi_u). \quad (7.30)$$

Среднее значение мощности цепи с емкостью равно нулю:

$$P_{Ccp} = \frac{1}{T} \int_0^T p_C dt = 0.$$

Поэтому эта цепь не потребляет энергию от источника питания. Как и в цепи с индуктивностью, здесь наблюдаются процессы колебания энергии — чередование промежутков времени, в течение которых энергия от источника запасается в цепи, с промежутками времени, когда энергия из цепи возвращается обратно источнику.

Чтобы рассмотреть эти процессы, на рис. 7.3, в построен график изменения мощности в цепи для случая $\psi_u = 0$. Сопоставляя его с графиками изменения напряжения и тока в цепи, видим, что в первую четверть периода значения u_C , i и p_C положительны, конденсатор заряжается. В это время имеет место накопление энергии в электрическом поле конденсатора за счет поступающей энергии от источника питания. К концу первой четверти периода поле запасает максимальную энергию $\frac{CU_C^2 m}{2}$.

В течение второй четверти периода напряжение u_C убывает, конденсатор разряжается. Ток i и мощность p_C отрицательны. Энергия из поля возвращается обратно в цепь.

Амплитуду колебания мощности в цепи с емкостью называют реактивной емкостной мощностью и обозначают буквой Q_C . Согласно уравнению (7.30) значение этой мощности

$$Q_C = U_C I = x_C I^2. \quad (7.31)$$

Как и реактивная индуктивная мощность, реактивная емкостная мощность Q_C имеет единицу измерения *вар* и *квар*.

§ 7.4. ЦЕПЬ, СОДЕРЖАЩАЯ КАТУШКУ
С АКТИВНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ И ИНДУКТИВНОСТЬЮ

Пусть по катушке с активным сопротивлением r и индуктивностью L проходит ток

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i). \quad (7.32)$$

Необходимо установить закон изменения напряжения u на ее зажимах.

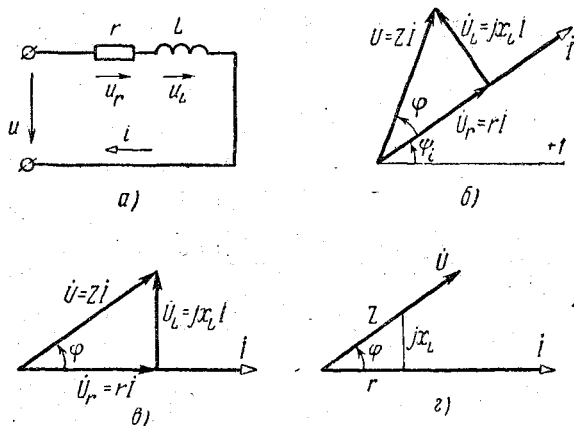


Рис. 7.4. Схема (а), треугольники напряжений и сопротивлений катушки с активным сопротивлением и индуктивностью (б, в, г)

Согласно второму закону Кирхгофа мгновенное значение этого напряжения

$$u = u_r + u_L = ri + L \frac{di}{dt}, \quad (7.33)$$

где u_r — активная составляющая напряжения, преодолевающая активное сопротивление катушки;

u_L — реактивная составляющая напряжения, преодолевающая э. д. с. самоиндукции катушки.

Уравнение (7.33) называют уравнением баланса напряжения, или уравнением электрического состояния катушки. Этому уравнению соответствует электрическая эквивалентная схема катушки (рис. 7.4, а), состоящая из двухполюсника с последовательно соединенными активным сопротивлением r и индуктивностью L . Этот двухполюсник будем называть в дальнейшем индуктивным двухполюсником.

В предыдущих параграфах было показано, что каждое из напряжений u_r и u_L является синусоидальным и имеет частоту, равную частоте тока i . Поэтому напряжение u является тоже синусо-

идальным. Предположим, что оно может быть записано уравнением

$$u = U_m \sin(\omega t \pm \psi_u). \quad (7.34)$$

Амплитуду U_m , начальную фазу ψ_u напряжения u определим, пользуясь комплексным методом. С этой целью от уравнения электрического состояния для мгновенных значений перейдем к уравнению для комплексных действующих значений напряжений и тока:

$$\dot{U} = \dot{U}_r + \dot{U}_L. \quad (7.35)$$

Согласно уравнению (7.32) комплексное действующее значение тока

$$\dot{I} = I e^{j\psi_i}. \quad (7.36)$$

Тогда комплексные действующие значения напряжений:

$$\dot{U}_r = r\dot{I} \quad \text{и} \quad \dot{U}_L = jx_L\dot{I}.$$

Подставляя значения \dot{U}_r и \dot{U}_L в выражение (7.35), получим уравнение для комплексного напряжения на входе схемы:

$$\dot{U} = r\dot{I} + jx_L\dot{I}$$

или

$$\dot{U} = (r + jx_L)\dot{I} = Z\dot{I}. \quad (7.37)$$

Комплексное число Z имеет размерность сопротивления и является коэффициентом пропорциональности между комплексными действующими значениями напряжения и тока двухполюсника. Поэтому $Z = r + jx_L$ называют комплексным полным сопротивлением индуктивного двухполюсника. Действительной частью его является активное сопротивление r , а коэффициентом при j положительной мнимой части — индуктивное сопротивление x_L .

Из выражения (7.37) можно получить формулу Ома для индуктивного двухполюсника:

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{Z}. \quad (7.37a)$$

Согласно этой формуле комплексное действующее значение тока в индуктивном двухполюснике равно его комплексному действующему значению напряжения, поделенному на комплексное полное сопротивление двухполюсника.

В формулах, в которые сопротивление Z входит или как множитель (7.37), или как делитель (7.37a), удобно пользоваться не алгебраической, а показательной формой записи комплексного полного сопротивления:

$$Z = r + jx_L = \sqrt{r^2 + x_L^2} e^{j\varphi} = ze^{j\varphi}, \quad (7.38)$$

где $Z = \sqrt{r^2 + x_L^2}$ — модуль комплексного полного сопротивления индуктивного двухполюсника, а $\varphi = \arctg \frac{x_L}{r}$ — его аргумент.

Для определения модуля напряжения U и начальной фазы этого напряжения ψ_u подставим в формулу (7.37) вместо Z и I их значения из (7.38) и (7.36):

$$\dot{U} = zIe^{j(\varphi + \psi_i)} = Ue^{j\psi_u}. \quad (7.39)$$

Из полученного выражения можно определить модуль напряжения и его начальную фазу:

$$U = zI, \quad (7.40)$$

$$\psi_u = \varphi + \psi_i. \quad (7.41)$$

Начальная фаза ψ_u положительна, поэтому в уравнении (7.37) она должна быть взята со знаком плюс.

Зная значения U и ψ_u , уравнение (7.34) можно записать в окончательном виде:

$$u = \sqrt{2} zI \sin(\omega t + \psi_i + \varphi). \quad (7.42)$$

Сопоставляя уравнения (7.42) и (7.32), видим, что синусоида напряжения на входе катушки опережает по фазе ее синусоиду тока на угол сдвига фаз φ .

На рис. 7.4, б приведена векторная диаграмма схемы рис. 7.4, а. При построении этой диаграммы за исходный взят вектор тока I , расположенный под углом ψ_i к оси $+1$.

Вектор активного падения напряжения $\dot{U}_r = rI$ совпадает по фазе с вектором тока, а вектор индуктивного падения напряжения $\dot{U}_L = jx_L I$ опережает по фазе вектор тока на угол 90° . Вектор напряжения \dot{U} равен геометрической сумме векторов: $\dot{U} = \dot{U}_r + \dot{U}_L$. Он опережает по фазе вектор тока на угол сдвига фаз φ .

Векторную диаграмму рис. 7.4, б называют **треугольником напряжений**. Для упрощения диаграммы начальную фазу тока ψ_i полагают равной нулю, вектор тока тогда совпадает с осью $+1$ и треугольник напряжений располагается на плоскости, как показано на рис. 7.4, в.

Если каждую из сторон треугольника напряжений (см. рис. 7.4, в) разделить на ток I , то получим треугольник сопротивлений (рис. 7.4, з). Из этого треугольника видно, что модуль полного сопротивления z является гипотенузой прямоугольного треугольника сопротивлений, сторонами которого являются активное r и индуктивное x_L сопротивления. Из него же можно определить угол сдвига фаз по формуле

$$\cos \varphi = \frac{r}{z}. \quad (7.43)$$

Из рассмотренного выше следует, что при определении напряжения на катушке по заданному току можно пойти разными путями.

Можно, например, вести расчет по модулям тока и напряжения. Для этого сначала из (7.38) определяют модуль полного сопротивления z и угол сдвига фаз φ . Затем по (7.40) находят действующее значение напряжения U . Если при этом необходимо записать мгновенные значения напряжения u , то в формулу (7.42) подставляют значения ψ_i и φ .

Этот же расчет можно провести, пользуясь комплексным методом. Для этого необходимо начать с записи комплексного действующего значения тока $I = Ie^{j\psi_i}$. Если задана синусоида тока [см. формулу (7.32)], то эта запись однозначна, так как известны и ток $I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$ и угол ψ_i . Если известно только действующее значение

проходящего по катушке тока I , то начальную фазу ψ_i необходимо выбрать произвольно. Для этого задаются направлением вектора тока на комплексной плоскости. Удобно направлять его или по оси $+1$ или по оси $+j$. Тогда $I = I$ или $I = jI$.

Комплексное значение полного сопротивления двухполюсника можно записать по уравнению (7.38).

Комплексное значение напряжения определяют по формуле (7.39). Из нее можно определить модуль действующего значения напряжения U и его начальную фазу ψ_u .

В том случае, когда известно действующее значение подведенного к катушке напряжения и необходимо определить ее ток, расчет можно провести, пользуясь законом Ома для заданной цепи.

Если расчет требуется провести по модулям напряжения, полного сопротивления и тока, то формулу, выражающую закон Ома для этих модулей, получают из (7.40):

$$I = \frac{U}{z}. \quad (7.44)$$

Если при расчете пользуются комплексными числами, то применяют формулу закона Ома в комплексной форме

$$I = \frac{\dot{U}}{Z}.$$

В первом случае сначала находят модуль полного сопротивления из (7.38), модуль тока из (7.44), а затем и угол сдвига фаз из (7.43). Чтобы найти начальную фазу тока ψ_i из (7.41), необходимо предварительно задаться произвольным значением начальной фазы напряжения ψ_u .

Во втором случае необходимо сначала задаться произвольным направлением вектора напряжения на комплексной плоскости и по этому вектору записать его комплексное выражение $\dot{U} = Ue^{j\psi_u}$. Затем следует записать комплексное полное сопротивление $Z = r + jx_L = ze^{j\varphi}$ и по формуле (7.37а) найти комплексное действующее

щее значение тока:

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{Z} = \frac{Ue^{j\psi_u}}{ze^{j\varphi}} = Ie^{j\psi_i},$$

Амплитуда этого тока $I_m = \sqrt{2}I$, а его начальная фаза $\psi_i = \psi_u - \varphi$.

§ 7.5. МОЩНОСТЬ ЦЕПИ, СОСТОЯЩЕЙ ИЗ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО СОЕДИНЕННЫХ АКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ И ИНДУКТИВНОСТИ

В предыдущем параграфе было показано, что при токе $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$ в индуктивном двухполюснике его напряжение $u = U_m \sin(\omega t + \psi_i + \varphi)$. На рис. 7.5, а приведены графики мгновенных значений напряжения и тока этого двухполюсника. Для упрощения принято, что $\psi_i = 0$.

Мгновенное значение мощности равно произведению мгновенных значений напряжения и тока:

$$p = ui = U_m I_m \sin(\omega t + \psi_i + \varphi) \times \sin(\omega t + \psi_i) = \frac{1}{2} U_m I_m [\cos \varphi - \cos(2\omega t + 2\psi_i + \varphi)]$$

или

$$p = UI [\cos \varphi - \cos(2\omega t + 2\psi_i + \varphi)]. \quad (7.45)$$

На рис. 7.5, б приведен график мощности, построенный по уравнению (7.45).

Среднее значение мощности

$$P_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = \frac{UI}{T} \int_0^T [\cos \varphi - \cos(2\omega t + 2\psi_i + \varphi)] dt$$

или

$$P_{cp} = UI \cos \varphi.$$

Так как $U = zI$, а $\cos \varphi = \frac{r}{z}$, то среднее значение мощности можно выразить иначе:

$$P_{cp} = UI \cos \varphi = zI \frac{r}{z} = rI^2.$$

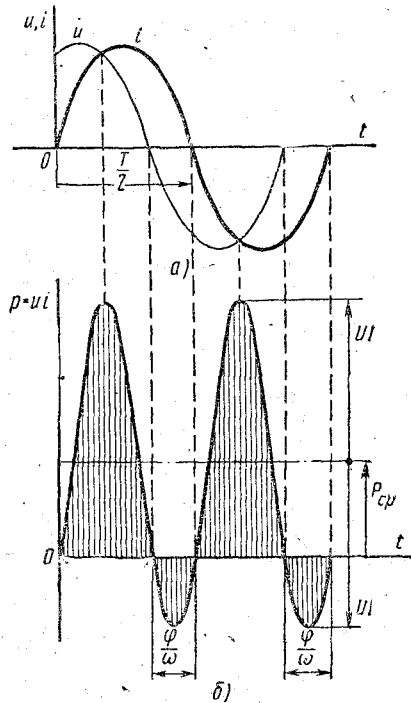


Рис. 7.5. Графики напряжения, тока и мощности двухполюсника, состоящего из последовательно соединенных активного сопротивления r и индуктивности L

Из полученного соотношения видно, что средняя мощность цепи равна ее активной мощности. Поэтому среднюю мощность цепи синусоидального тока обычно называют активной мощностью. Активная мощность равна произведению действующих значений напряжения и тока, а также косинуса угла сдвига фаз между ними:

$$P = rI^2 = UI \cos \varphi. \quad (7.46)$$

Наибольшее значение активной мощности, которое может быть получено при данных значениях напряжения и тока, называют полной мощностью и обозначают буквой S . Из уравнения (7.46) следует, что при $\cos \varphi = 1$ значение полной мощности

$$P_{\max} = S = UI. \quad (7.47)$$

Величину

$$x_L I^2 = x_L I I = U_L I = U \sin \varphi I = UI \sin \varphi$$

называют реактивной индуктивной мощностью цепи и обозначают буквой Q_L :

$$Q_L = x_L I^2 = UI \sin \varphi. \quad (7.48)$$

Активная, реактивная и полная мощности цепи находятся в квадратуре:

$$P^2 + Q^2 = (UI \cos \varphi)^2 + (UI \sin \varphi)^2 = (UI)^2 (\cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi) = (UI)^2 = S^2$$

или

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}. \quad (7.49)$$

Хотя все три мощности цепи: активная, реактивная и полная — имеют одну и ту же размерность, для их измерения введены единицы различных наименований. Мы уже знаем, что активная мощность измеряется в ваттах (*вт*, *квт*, *Мвт*), реактивная — в вольт-амперах реактивных (*вар*, *квар* и *Мвар*); полную мощность принято измерять в вольт-амперах (*ва*, *кВА* и *МВА*).

Для пояснения значения каждой из мощностей вернемся к рассмотрению графиков мгновенных значений напряжения, тока и мощности, построенных на рис. 7.5.

Для более подробного анализа энергетического процесса напряжение u представим активной и реактивной составляющими $u = u_r + u_L$ и подставим его в формулу для мгновенной мощности:

$$p = ui = (u_r + u_L) i = p_r + p_L.$$

Первое слагаемое представляет собой мгновенное значение активной мощности, график которой был построен на рис. 7.1, *в*. Второе слагаемое является реактивной мощностью, график которой

также был построен ранее на рис. 7.2, в. Для построения кривых этих мощностей на рис. 7.6 построена синусоида тока, перенесенная с рис. 7.5, а, и графики мощностей p_r и p_L , перенесенные с рис. 7.1, в и 7.2, в. Суммированием ординат кривых p_r и p_L получена кривая результирующей мощности p , аналогичная кривой этой мощности на рис. 7.5, б.

Из сопоставления графиков рис. 7.6 видно, что в первую четверть периода ток положителен и возрастает. Все мощности p_r , p_L и p также положительны. Это означает, что в этот промежуток времени энергия источника расходуется на тепловую энергию и на энергию, запасаемую в магнитном поле. К концу первой четверти магнитное поле запасает максимальную энергию $\frac{LI_m^2}{2}$.

Во вторую четверть периода ток убывает. Убывает также магнитное поле и запас ее энергии. Часть энергии магнитного поля возвращается обратно в цепь ($p_L < 0$).

В течение времени от $t = \frac{T}{4}$ до $t = \frac{T}{2} - \frac{\varphi}{\omega}$ мощность источника p меньше активной мощности p_r . Таким образом,

часть энергии, которая рассеивается в виде тепловой энергии в сопротивлении r , частично поступает от источника, а частично из магнитного поля. В момент времени

$t = \frac{T}{2} - \frac{\varphi}{\omega}$ вся тепловая энергия покрывается за счет поступающей в цепь энергии из магнитного поля ($p = 0$, $p_r = p_L$).

В течение времени от $t = \frac{T}{2} - \frac{\varphi}{\omega}$ до $t = \frac{T}{2}$ мощность $p_L < 0$, мощность $p_r > 0$, но ординаты кривой p_L численно равны сумме ординат кривых p и p_r . Это означает, что энергия, поступающая из магнитного поля обратно в цепь, частично расходуется на тепловую энергию, а частично возвращается обратно источнику. В мо-

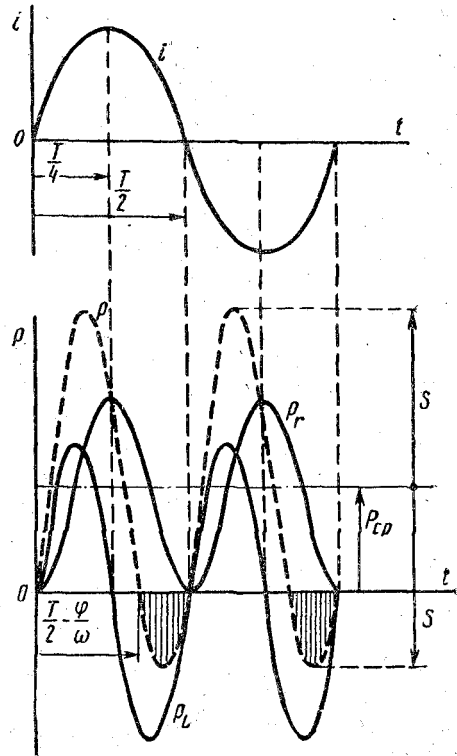


Рис. 7.6. Графики тока, мощностей участков p_r , p_L и полной мощности p двухполюсника, состоящего из последовательно соединенных активного сопротивления r и индуктивности L

мент времени $t = \frac{\phi}{\omega}$ к источнику возвратится энергия, равная заштрихованной на рисунке площадке, ограниченной участком кривой p на этом отрезке времени и осью абсцисс.

В следующие две четверти периода энергетический процесс повторится при другом направлении тока.

Из рассмотренного выше следует, что графически полная мощность S характеризует амплитуду колебания мощности $S = UI$ около среднего значения мощности. Мощность p колеблется от положительного значения $P + UI$ до отрицательного значения $UI - P$.

Однако значение полной мощности S не исчерпывается ее характеристикой как амплитуды колебания мощности в цепи. Полная мощность является расчетной мощностью машины, так как она учитывает напряжение и ток, по величине которых выбираются все детали электротехнических устройств и аппаратов: Поэтому в паспорте машин указывается их полная мощность.

Активная мощность P является средней мощностью преобразования электрической энергии в цепи в другие виды энергии. Ее величина зависит не только от тока и напряжения, но также от $\cos \phi$, который обычно называют коэффициентом мощности:

$$\cos \phi = \frac{P}{S}. \quad (7.50)$$

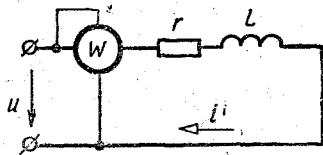


Рис. 7.7. Включение обмоток ваттметра для измерения активной мощности цепи синусоидального тока

Коэффициент мощности зависит от соотношения между активным и реактивным сопротивлениями цепи. По его величине судят о том, какую часть полной мощности цепи составляет ее активная мощность.

Реактивная мощность Q_L характеризует амплитуду колебания мощности обмена энергией между цепью и магнитным полем катушки.

Активная мощность цепи может быть измерена ваттметром. Ваттметр имеет обмотку напряжения и токовую обмотку. При включении обмоток, как указано на рис. 7.7, ваттметр учитывает произведение тока I , проходящего по токовой обмотке, напряжения U на его обмотке напряжения и косинуса угла сдвига фаз $\cos \phi$ между напряжением и током.

Активную, реактивную и полную мощности можно получить по комплексным действующим значениям напряжения $\dot{U} = Ue^{j\psi_u}$ и тока $I = Ie^{j\psi_i}$. Для этого необходимо взять сопряженный комплексный ток (обозначается звездочкой наверху) $I^* = Ie^{-j\psi_i}$ и умножить его на комплексное напряжение \dot{U} :

$$UI^* = Ue^{j\psi_u} Ie^{-j\psi_i} = UIe^{j(\psi_u - \psi_i)} = Se^{j\phi}.$$

Это произведение обозначают буквой S и называют комплексной полной мощностью:

$$\dot{S} = \dot{U}\dot{I}^* = Se^{j\varphi} = S \cos \varphi + jS \sin \varphi = P + jQ_L. \quad (7.51)$$

Из уравнения (7.51) видно, что действительной частью комплексной полной мощности является активная мощность P , а коэффициентом положительной мнимой части — реактивная индуктивная мощность Q_L .

§ 7.6. ЦЕПЬ С АКТИВНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ И ЕМКОСТЬЮ

Предположим, что по двухполюснику (рис. 7.8, а), состоящему из последовательно соединенных активного сопротивления и емкости, проходит синусоидальный ток $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$. Напряжение на входе этого двухполюсника, согласно второму закону Кирхгофа, в комплексной форме определяется уравнением

$$\dot{U} = \dot{U}_r + \dot{U}_C.$$

Комплексное действующее значение тока может быть записано по уравнению мгновенного значения тока:

$$i = \frac{I_m}{\sqrt{2}} e^{j\psi_i} = I e^{j\psi_i}.$$

Тогда комплексные активное и емкостное напряжения:

$$\dot{U}_r = r\dot{I}$$

и

$$\dot{U}_C = -jx_C\dot{I}.$$

Комплексное действующее значение напряжения на входе

$$\dot{U} = r\dot{I} - jx_C\dot{I} = (r - jx_C)\dot{I}$$

или

$$\dot{U} = Z\dot{I}.$$

Из этого уравнения можно получить формулу закона Ома в комплексной форме:

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{Z}. \quad (7.52)$$

Комплексное полное сопротивление емкостного двухполюсника

$$Z = r - jx_C = \sqrt{r^2 + x_C^2} e^{-j\varphi_C} = ze^{-j\varphi_C}, \quad (7.53)$$

где $z = \sqrt{r^2 + x_C^2}$,

является модулем комплексного полного сопротивления, а угол

$$\varphi_C = \arctg \frac{x_C}{r} \quad (7.54)$$

— его аргументом.

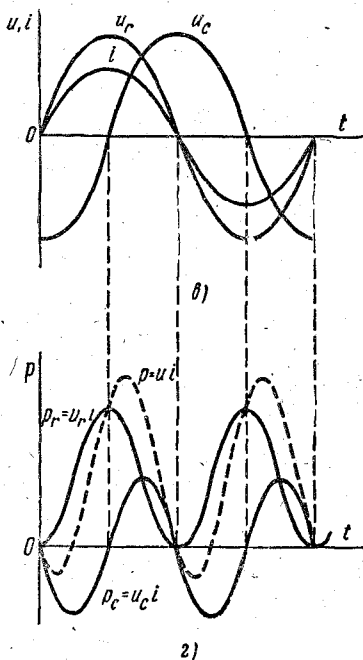
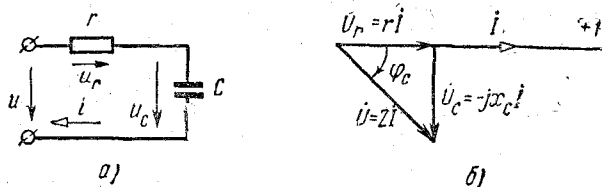


Рис. 7.8. Схема (а), графики напряжения, тока и мощности (в, г), векторная диаграмма (б) цепи, состоящей из последовательно соединенных активного сопротивления r и емкости C

Если выражение (7.52) переписать в виде

$$I e^{j\varphi_i} = \frac{U e^{j\varphi_u}}{z e^{-j\varphi_C}},$$

то из него можно получить два соотношения:

$$I = \frac{U}{z} \quad (7.55)$$

и

$$\psi_i = \psi_u + \varphi_C. \quad (7.56)$$

Уравнение (7.55) дает обычное соотношение между модулями действующих значений тока и напряжения двухполюсника.

Из выражения (7.56) следует, что начальная фаза напряжения ψ_u меньше начальной фазы тока ψ_i на угол сдвига фаз φ_C . Следовательно, на напряжение на входе емкостного двухполюсника отстает по фазе от его тока на угол сдвига фаз φ_C .

Это можно проиллюстрировать треугольником напряжений, построенным на рис. 7.8, б для заданного двухполюсника. Для упрощения построения начальная фаза тока ψ_i принята равной нулю.

Вектор тока I направлен по оси $+1$. С ним совпадает по фазе вектор активного падения напряжения \dot{U}_r и отстает от него по фазе на угол 90° вектор емкостного падения напряжения \dot{U}_C . Результирующий вектор напряжения на входе двухполюсника \dot{U} отстает по фазе от вектора тока на угол φ_C . Мгновенное значение этого напряжения

$$u = U_m \sin(\omega t - \varphi_C).$$

Мгновенная мощность емкостного двухполюсника

$$p = ui = U_m I_m \sin(\omega t - \varphi_C) \sin \omega t$$

или

$$p = UI [\cos \varphi_C - \cos(2\omega t - \varphi_C)]. \quad (7.57)$$

Среднее значение мощности

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = UI \cos \varphi_C. \quad (7.58)$$

Как и для индуктивного двухполюсника, среднее значение мощности емкостного двухполюсника равно его активной мощности, так как

$$P = UI \cos \varphi_C = zII \frac{r}{z}$$

или

$$P = rI^2.$$

Реактивная мощность, характеризующая амплитуду колебания мощности обмена энергией между электрическим полем и цепью,

$$Q_C = x_C I^2 = UI \sin \varphi_C. \quad (7.59)$$

Полная мощность

$$S = UI = \sqrt{P^2 + Q^2}. \quad (7.60)$$

Комплексная полная мощность

$$\dot{S} = \dot{U}\dot{I}^* = Ue^{j\psi_u}Ie^{-j\psi_i} = UIe^{j(\psi_u - \psi_i)} = UIe^{-j\varphi_C}$$

или

$$\dot{S} = Se^{-j\varphi_C} = S \cos \varphi_C - jS \sin \varphi_C = P - jQ_C. \quad (7.61)$$

Согласно уравнению (7.61) реактивная емкостная мощность является коэффициентом отрицательной мнимой части комплексной полной мощности емкостного двухполюсника.

На рис. 7.8, *в* и *г* построены графики мгновенных значений тока i , активного u_r и емкостного u_C напряжений, а также активной $p_r = u_r i$, емкостной $p_C = u_C i$ и полной $p = ui$ мощностей.

Из графиков видно, что в промежутки времени, когда мощность положительна, происходит одновременное преобразование энергии, поступающей от источника питания, в тепловую энергию и в энергию электрического поля.

В промежутки времени, когда $p_C < 0$, энергия из электрического поля возвращается обратно в цепь. При этом, когда $p_C > p_r$, часть этой энергии возвращается источнику, а часть преобразуется в тепловую энергию. Мощность p в это время отрицательна. Когда $p_C < p_r$, преобразование электрической энергии в тепловую энергию осуществляется за счет энергии, поступающей от источника питания и из электрического поля.

§ 7.7. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО СОЕДИНЕННЫЕ КАТУШКА И КОНДЕНСАТОР В ЦЕПИ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

Катушка обычно имеет активное сопротивление r и индуктивность L , поэтому схема, замещающая последовательно соединенные катушку и конденсатор, состоит из двухполюсника с последовательно соединенными элементами r , L и C , как указано на рис. 7.9, *а*. Если по этому двухполюснику пропустить синусоидальный ток $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$, комплексное действующее значение которого $\dot{I} = Ie^{j\psi_i}$, то, по второму закону Кирхгофа, в комплексной форме для напряжения на входе можно записать следующее уравнение:

$$\dot{U} = \dot{U}_r + \dot{U}_L + \dot{U}_C. \quad (7.62)$$

Если комплексные напряжения активного, индуктивного и емкостного участков заменить произведениями их комплексных сопротивлений и комплексного действующего тока, то уравнение (7.62) можно записать иначе:

$$\dot{U} = r\dot{I} + jx_L\dot{I} - jx_C\dot{I} = (r + jx_L - jx_C)\dot{I}$$

или

$$\dot{U} = Z\dot{I}. \quad (7.63)$$

Величина

$$Z = r + jx_L - jx_C \quad (7.64)$$

представляет собой комплексное полное сопротивление этого двухполюсника.

В зависимости от соотношения между индуктивным и емкостным сопротивлениями двухполюсника последний может быть: 1) индуктивным (при $x_L > x_C$), 2) емкостным (при $x_L < x_C$) и 3) чисто активным r (при $x_L = x_C$).

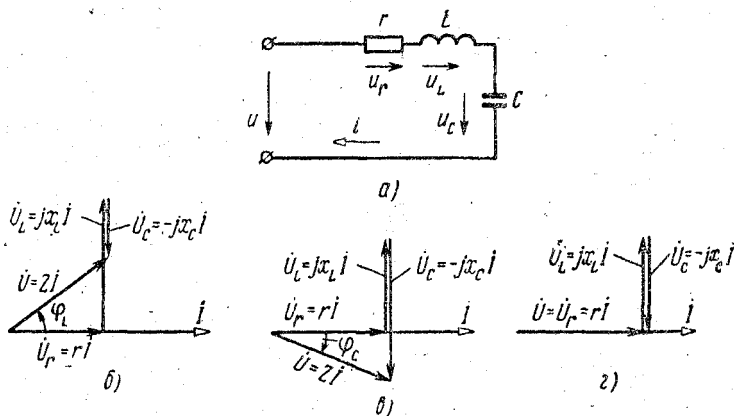


Рис. 7.9. Схема (а) и векторные диаграммы (б, в, г) цепи, состоящей из последовательно соединенных элементов r , L и C

Комплексные полные сопротивления двухполюсника в этих случаях определяются следующими уравнениями:

$$Z_1 = r + j(x_L - x_C), \quad (7.65)$$

$$Z_2 = r - j(x_C - x_L),$$

$$Z_3 = r.$$

На рис. 7.9, б, в и г построены векторные диаграммы для указанных трех случаев. Начальная фаза тока ψ_i на этих диаграммах принята равной нулю.

Для упрощения записи комплексных полных сопротивлений двухполюсников с индуктивными и емкостными элементами вводят понятие реактивного сопротивления двухполюсника, которое обозначают буквой x . Оно является алгебраической разностью индуктивного и емкостного сопротивлений:

$$x = x_L - x_C. \quad (7.66)$$

При $x > 0$ двухполюсник будет индуктивным, при $x < 0$ — емкостным и при $x = 0$ — чисто активным.

Тогда комплексное полное сопротивление записывается для всех трех случаев в виде выражения

$$Z = r + j(x_L - x_C) = r + jx. \quad (7.67)$$

Модуль полного сопротивления двухполюсника

$$z = \sqrt{r^2 + x^2} = \sqrt{r^2 + (x_L - x_C)^2}. \quad (7.68)$$

Аргумент или угол сдвига фаз φ между напряжением и током двухполюсника может быть определен по формуле

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{x}{r} = \frac{x_L - x_C}{r}. \quad (7.69)$$

Положительное значение этого угла означает, что реактивное сопротивление x имеет индуктивный характер. Вектор напряжения при этом опережает по фазе вектор тока на угол φ_L (см. рис. 7.9, б).

Отрицательное значение угла φ означает, что реактивное сопротивление x имеет емкостной характер. Вектор напряжения в этом случае отстает по фазе от вектора тока на угол φ_C (см. рис. 7.9, в).

Когда $\varphi = 0$, векторы напряжения и тока двухполюсника совпадают по фазе (см. рис. 7.9, г).

Явление, при котором в последовательной цепи из элементов r , L и C общее напряжение цепи совпадает по фазе с ее током, называют резонансом напряжения.

Резонанс напряжения возникает, когда реактивное сопротивление цепи равно нулю ($x = 0$) или когда индуктивное сопротивление равно емкостному сопротивлению цепи ($x_L = x_C$). В этом случае индуктивные и емкостные напряжения компенсируют друг друга ($\dot{U}_L - \dot{U}_C = 0$); так как они равны по величине и противоположны по фазе. Одинаковые по величине амплитуды колебания реактивных мощностей p_L и p_C при резонансе напряжения находятся в противофазе. Поэтому в моменты времени, когда энергия в электрическом поле запасается, этот запас осуществляется за счет перехода энергии из магнитного поля в цепь. В другие моменты времени имеет место обратный переход энергии из электрического поля в магнитное поле.

Комплексная полная мощность рассматриваемого двухполюсника

$$\dot{S} = \dot{U}\dot{I}^* = Z\dot{I}\dot{I}^* = ZI^2 = (r + jx_L - jx_C)I^2 = rI^2 + jx_L I^2 - jx_C I^2$$

или

$$\dot{S} = P + jQ_L - jQ_C, \quad (7.70)$$

где $Q_L = x_L I^2$ — реактивная мощность, обусловленная наличием в цепи индуктивности;

$Q_C = x_C I^2$ — реактивная мощность, обусловленная наличием в цепи емкости.

Расчет напряжений заданной на рис. 7.9, а цепи по известным ее параметрам и току можно проводить, пользуясь не только комплексными выражениями тока, полного сопротивления и напряжения, но также их модулями. Для получения таких расчетных формул достаточно в уравнение (7.63) вместо U , Z и I подставить их значения, записанные в показательной форме:

$$Ue^{j\psi_u} = ze^{j\varphi} Ie^{j\psi_i} = zIe^{j(\varphi + \psi_i)}.$$

Из полученного соотношения можно найти формулу закона Ома для модулей тока, напряжения и полного сопротивления:

$$I^* = \frac{U}{z} \quad (7.71)$$

и формулу для начальных фаз напряжения и тока:

$$\psi_u = \varphi + \psi_i. \quad (7.72)$$

Угол φ является здесь алгебраической величиной, знак которой определяется в соответствии с выражением (7.69).

§ 7.8. ОБЩИЙ СЛУЧАЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ЦЕПИ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

Пусть электрическая цепь, схема которой приведена на рис. 7.10, а, имеет четыре участка, активные, индуктивные и емкостные сопротивления которых заданы. Запишем комплексные полные сопротивления участков:

$$\begin{aligned} Z_1 &= jx_1, \\ Z_2 &= r_2 - jx_2, \\ Z_3 &= r_3, \\ Z_4 &= r_4 + jx_4. \end{aligned} \quad (7.73)$$

Комплексные действующие напряжения участков:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= Z_1 \dot{I}, \\ \dot{U}_2 &= Z_2 \dot{I}, \\ \dot{U}_3 &= Z_3 \dot{I}, \\ \dot{U}_4 &= Z_4 \dot{I}. \end{aligned}$$

Комплексное действующее напряжение на входе

$$\dot{U} = \dot{U}_1 + \dot{U}_2 + \dot{U}_3 + \dot{U}_4 = Z_1 \dot{I} + Z_2 \dot{I} + Z_3 \dot{I} + Z_4 \dot{I}$$

или

$$\dot{U} = (Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4) \dot{I} = Z \dot{I}.$$

Отсюда получаем формулу закона Ома в комплексной форме для всей последовательной цепи:

$$I = \frac{\dot{U}}{Z} = \frac{\dot{U}}{Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4}. \quad (7.74)$$

Из этой формулы видно, что при последовательном соединении эквивалентное комплексное полное сопротивление цепи равно сумме комплексных полных сопротивлений ее последовательных участков:

$$Z = Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_4. \quad (7.75)$$

Формулами (7.74) и (7.75) можно воспользоваться для расчета тока в цепи по заданному напряжению или для определения напря-

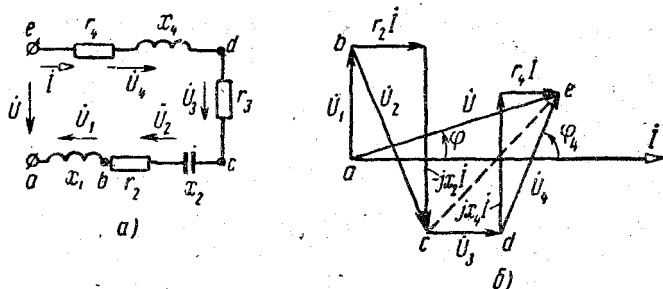


Рис. 7.10. Схема (а) и топографическая векторная диаграмма (б) цепи, состоящей из последовательно соединенных участков

жения на входе по заданному току. В том и другом случаях необходимо задаться произвольной начальной фазой напряжения или произвольной начальной фазой тока.

Выражение (7.75) для комплексного полного сопротивления неразветвленной цепи можно записать по-другому, если сопротивления Z_1 , Z_2 , Z_3 и Z_4 заменить их активными, индуктивными и емкостными сопротивлениями из (7.33). В этом случае

$$Z = jx_1 + r_2 - jx_2 + r_3 + r_4 + jx_4 = r_2 + r_3 + r_4 + jx_1 - jx_2 + jx_4$$

или

$$Z = r + jx, \quad (7.76)$$

где r — эквивалентное активное сопротивление неразветвленной цепи, равное сумме активных сопротивлений ее отдельных n участков:

$$r = \sum_{k=1}^{k=n} r_k, \quad (7.77)$$

а x — эквивалентное реактивное сопротивление неразветвленной цепи, равное алгебраической сумме реактивных сопротивлений ее отдельных m индуктивных и l емкостных участков.

Индуктивные сопротивления при этом суммировании берут со знаком плюс, а емкостные сопротивления — со знаком минус:

$$x = \sum_{k=1}^{k=m} x_{kL} - \sum_{k=1}^{k=l} x_{kC}. \quad (7.78)$$

Модуль полного сопротивления неразветвленной цепи

$$z = \sqrt{r^2 + x^2} = \sqrt{\left(\sum_{k=1}^{k=n} r_k\right)^2 + \left(\sum_{k=1}^{k=m} x_{kL} - \sum_{k=1}^{k=l} x_{kC}\right)^2}. \quad (7.79)$$

Угол сдвига фаз между общим напряжением и током неразветвленной цепи

$$\varphi = \arctg \frac{x}{r}. \quad (7.80)$$

Комплексная полная мощность цепи

$$\dot{S} = ZI^2 = (r + jx)I^2 = \left(\sum_1^{k=n} r_k + j \sum_1^{k=m} x_{kL} - j \sum_1^{k=l} x_{kC}\right) I^2$$

или

$$\dot{S} = \sum_1^n P_k + j \sum_1^m Q_{kL} - j \sum_1^l Q_{kC}. \quad (7.81)$$

Следовательно, активная мощность неразветвленной цепи равна сумме активных мощностей ее отдельных участков. Реактивная мощность неразветвленной цепи равна алгебраической сумме реактивных мощностей ее отдельных участков. Со знаком плюс при таком суммировании берут мощности Q_L , а со знаком минус — мощности Q_C .

Для неразветвленной цепи с несколькими участками обычно строят топографическую векторную диаграмму, каждая точка которой соответствует определенной точке электрической цепи. Чтобы осуществить это соответствие точек диаграммы и цепи, построение векторов топографической векторной диаграммы ведут в той же последовательности, в какой обходят электрическую цепь. Обычно направление обхода выбирают противоположным направлению тока в цепи.

В последовательной цепи по всем ее участкам проходит один и тот же ток I , поэтому за исходный вектор удобно выбрать вектор тока и относительно него ориентировать все векторы напряжения участков.

При построении топографической векторной диаграммы схемы рис. 7.10, а на рис. 7.10, б вектор тока направлен горизонтально. Предположим, что обход цепи против тока начат с точки *a*, потенциал которой примем за исходный. При переходе к точке *b* потенциал увеличится на величину падения напряжения в сопротивлении x_1 . Вектор этого падения напряжения $\vec{U}_1 = jx_1 I$ опережает по фазе вектор тока на угол 90° . Потенциал точки *c* будет выше потенциала точки *b* на величину падения напряжения на втором участке, вектор которого $\vec{U}_2 = r_2 I - jx_2 I$ имеет активную и емкостную составляющие. Векторы этих падений напряжений отложены на диаграмме в той же последовательности, в какой совершается обход цепи. Аналогично построены векторы напряжений и других участков цепи. Вектор результирующего напряжения \vec{U} расположен между точками *e* и *a*.

По топографической векторной диаграмме легко определяется вектор напряжения между двумя произвольными точками цепи. Например, для определения вектора напряжения между точками *e* и *c* схемы достаточно провести между этими точками прямую (см. пунктир на рис. 7.10, б). Тогда превышение потенциала точки *e* относительно потенциала точки *c* определится вектором, направленным от точки *c* к точке *e*. Этот вектор обычно обозначают индексом, первой буквой которого является точка более высокого потенциала. К ней направлен вектор на диаграмме. Вектор напряжения между точками *e* и *c* должен быть обозначен \vec{U}_{ce} .

§ 7.9. ЦЕПЬ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА С ПАРАЛЛЕЛЬНО СОЕДИНЕННЫМИ ПРИЕМНИКАМИ

Рассмотрим схему цепи рис. 7.11, состоящей из двух параллельных ветвей, параметры которых r_1 , L_1 , r_2 и C_2 заданы. Пусть напряжение U и частота f источника также известны и необходимо

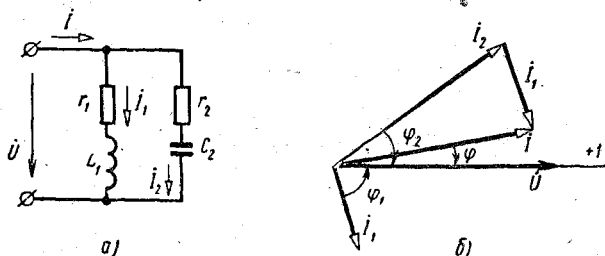


Рис. 7.11. Схема (а) и топографическая векторная диаграмма (б) цепи, состоящей из двух параллельных ветвей

найти токи, мощности схемы и ее эквивалентное сопротивление относительно входных зажимов.

Расчет можно начать с выбора начальной фазы общего для всех ветвей напряжения, для чего вектор напряжения необходимо

направить по одной из осей $+1$ или $+j$. Возьмем $\dot{U} = U$, что соответствует направлению вектора \dot{U} по оси $+1$.

Заданные параметры ветвей позволяют записать их комплексные полные сопротивления:

$$Z_1 = r_1 + j\omega L_1 = z_1 e^{j\varphi_1}$$

и

$$Z_2 = r_2 - j \frac{1}{\omega C_2} = z_2 e^{-j\varphi_2}.$$

Зная комплексные значения \dot{U} , Z_1 и Z_2 , можно найти токи ветвей, пользуясь законом Ома в комплексной форме:

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}}{Z_1} \quad \text{и} \quad \dot{I}_2 = \frac{\dot{U}}{Z_2}. \quad (7.82)$$

Общий ток неразветвленной части цепи определяют по первому закону Кирхгофа:

$$\dot{I} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2. \quad (7.83)$$

Составим баланс мощности схемы, по которому комплексная полная мощность источника

$$\dot{S} = \dot{U}\dot{I}^*$$

должна быть равна сумме комплексных полных мощностей ее отдельных ветвей:

$$\dot{S}_1 + \dot{S}_2 = \dot{U}\dot{I}_1^* + \dot{U}\dot{I}_2^*.$$

Мощности ветвей могут быть подсчитаны и по другим формулам:

$$\dot{S}_1 = Z_1 I_1^2 = r_1 I_1^2 + jx_1 I_1^2 = P_1 + jQ_{1L},$$

$$\dot{S}_2 = Z_2 I_2^2 = r_2 I_2^2 - jx_2 I_2^2 = P_2 - jQ_{2C}.$$

Суммарная мощность ветвей

$$\dot{S} = \dot{S}_1 + \dot{S}_2 = P_1 + P_2 + jQ_{1L} - jQ_{2C}$$

должна быть равна мощности, подсчитанной по формуле $\dot{S} = \dot{U}\dot{I}$.

Для определения эквивалентного комплексного полного сопротивления схемы Z возьмем уравнение (7.83) и вместо токов подставим их значения, выраженные через напряжение \dot{U} и сопротивления Z , Z_1 и Z_2 :

$$\frac{\dot{U}}{Z} = \frac{\dot{U}}{Z_1} + \frac{\dot{U}}{Z_2}.$$

Отсюда

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2}. \quad (7.84)$$

Если бы было n параллельных ветвей, то вместо формулы (7.84) можно было бы записать наиболее общую формулу для определе-

ния эквивалентного сопротивления:

$$\frac{1}{Z} = \sum_{k=1}^{k=n} \frac{1}{Z_k} \quad (7.85)$$

В частности, из выражения (7.84) можно получить простую формулу эквивалентного сопротивления двух параллельных ветвей:

$$Z = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (7.86)$$

Построим топографическую векторную диаграмму заданной цепи (рис. 7.11, б). За исходный возьмем вектор напряжения, общий для всех ветвей. Направим этот вектор по оси $+1$ и ориентируем по отношению к нему векторы токов I_1 и I_2 ветвей. Вектор тока I_1 отстает по фазе от вектора напряжения на угол φ_1 , а вектор тока I_2 опережает по фазе вектор напряжения на угол φ_2 . Вектор тока I неразветвленного участка, равный геометрической сумме векторов токов ветвей, опережает по фазе вектор напряжения на угол φ .

В соответствии с получившейся на рис. 7.11, б векторной диаграммой схема может быть заменена емкостным двухполюсником, и мнимая часть эквивалентного комплексного полного сопротивления схемы, определенного по формуле (7.86), должна быть отрицательной.

§ 7.10. АКТИВНЫЕ И РЕАКТИВНЫЕ СОСТАВЛЯЮЩИЕ ПРОВОДИМОСТИ И ТОКА

В цепях синусоидального тока величину, обратную комплексному полному сопротивлению Z , обозначают буквой Y и называют полной комплексной проводимостью:

$$Y = \frac{1}{Z} \quad (7.87)$$

Как и всякое комплексное число, комплексная проводимость имеет действительную часть, которую обозначают буквой g и называют активной проводимостью, и мнимую часть, обозначаемую буквой b и называемую реактивной проводимостью.

Если цепь индуктивная, то комплексное сопротивление $Z = r + jx_L$ и комплексная проводимость

$$Y = \frac{1}{r + jx_L} = \frac{r - jx_L}{r^2 + x_L^2} = \frac{r}{r^2 + x_L^2} - j \frac{x_L}{r^2 + x_L^2}$$

или

$$Y = g - jb_L \quad (7.88)$$

где активная проводимость

$$g = \frac{r}{z^2}, \quad (7.89)$$

а реактивная индуктивная проводимость

$$b_L = \frac{x_L}{z^2}. \quad (7.90)$$

Если цепь емкостная, то ее комплексное сопротивление $Z = r - jx_C$ и комплексная проводимость

$$Y = \frac{1}{r - jx_C} = \frac{r + jx_C}{r^2 + x_C^2} = \frac{r}{z^2} + j \frac{x_C}{z^2}$$

или

$$Y = g + jb_C. \quad (7.91)$$

Активная проводимость g емкостной цепи определяется той же формулой (7.89), что и активная проводимость индуктивной цепи.

Реактивная емкостная проводимость

$$b_C = \frac{x_C}{z^2}. \quad (7.92)$$

Заметим, что мнимая часть комплексной проводимости положительна для емкостной цепи и отрицательна для индуктивной цепи.

При использовании векторных диаграмм для анализа явлений в цепях переменного тока удобно воспользоваться разложением вектора тока на его активную I_a и реактивную I_p составляющие. Это разложение можно провести аналитически или графически.

При аналитическом способе разложения ток какой-либо ветви представляют произведением комплексных значений напряжения и проводимости:

$$\dot{I} = Y\dot{U} = (g \pm jb)\dot{U} = \dot{U}g \pm j\dot{U}b.$$

Величину $\dot{U}g$ называют активной, а величину $\pm j\dot{U}b$ — реактивной составляющей тока

$$\dot{I} = \dot{I}_a + \dot{I}_p. \quad (7.93)$$

Комплексная активная составляющая тока для индуктивной и емкостной цепей выражается формулой одного и того же вида:

$$\dot{I}_a = \dot{U}g. \quad (7.94)$$

Комплексная реактивная составляющая тока определяется следующими формулами:

для индуктивной цепи

$$\dot{I}_{Lp} = -jb_L\dot{U}, \quad (7.95)$$

для емкостной цепи

$$\dot{I}_{Cp} = jb_C\dot{U}. \quad (7.96)$$

При графическом способе разложения тока возьмем цепь рис. 7.11, состоящую из двух параллельных ветвей, и на рис. 7.12, а повторим ее векторную диаграмму, которая была построена ранее на рис. 7.11, б. Ось +1 на рис. 7.12 расположена горизонтально.

Каждый из векторов тока на диаграмме разложен на две составляющие: активную, совпадающую по фазе с вектором напряжения, и реактивную, перпендикулярную к вектору напряжения. Так как токи совпадают по фазе с напряжением только в активной цепи, а токи отстают по фазе от напряжения или опережают по фазе напряжение на 90° только в реактивных цепях, то составляющие тока I_a и I_p называют активной и реактивной.

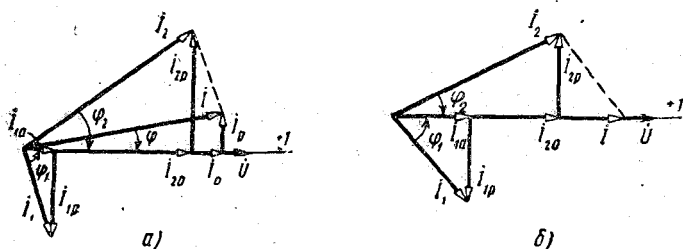


Рис. 7.12. Разложение общего вектора тока разветвленной цепи на активные и реактивные составляющие

Модули активных и реактивных составляющих тока можно найти также из векторной диаграммы рис. 7.12, а:

$$I_{1a} = I_1 \cos \varphi_1, \quad I_{1p} = I_1 \sin \varphi_1;$$

$$I_{2a} = I_2 \cos \varphi_2, \quad I_{2p} = I_2 \sin \varphi_2.$$

По составляющим тока и проводимостям можно определить мощности цепи:

$$P = UI \cos \varphi = UI_a = gU^2,$$

$$Q_L = UI \sin \varphi_L = UI_{Lp} = b_L U^2,$$

$$Q_C = UI \sin \varphi_C = UI_{Cp} = b_C U^2. \quad (7.97)$$

Пользуясь понятиями активной и реактивной проводимости и тока, удобно проводить анализ режимов разветвленной цепи. В качестве примера вернемся к рассмотрению цепи, состоящей из двух параллельных ветвей (см. рис. 7.11, а).

Эквивалентная комплексная полная проводимость этой цепи

$$Y = Y_1 + Y_2 = g_1 - jb_L + g_2 + jb_C$$

или

$$Y = g_1 + g_2 - j(b_L - b_C) = g_{\text{эКВ}} - jb_{\text{эКВ}}.$$

Если реактивная проводимость индуктивной ветви больше реактивной проводимости емкостной ветви ($b_L > b_C$), то

$$Y = g_{\text{экв}} - jb_{L\text{экв}}$$

и цепь работает как индуктивный двухполюсник. Ток неразветвленного участка такой цепи, равный току источника питания, отстает по фазе от напряжения источника.

При $b_L < b_C$ цепь эквивалентна емкостному двухполюснику.

Когда реактивные проводимости емкостной и индуктивной ветвей равны между собой:

$$b_L = b_C, \quad (7.98)$$

в цепи имеет место резонанс токов. Напряжение и ток неразветвленного участка цепи при резонансе токов совпадают по фазе. Вся цепь представляет собой активный двухполюсник, эквивалентная проводимость которого равна сумме активных проводимостей ветвей:

$$Y = g_{\text{экв}} = g_1 + g_2.$$

Явление резонанса токов в разветвленной цепи синусоидального тока можно характеризовать также составляющими токов и мощностей.

Когда общие ток и напряжение совпадают по фазе, реактивные составляющие тока индуктивной и емкостной ветвей равны по величине и противоположны по фазе (рис. 7.12, б). Следовательно, при резонансе токов реактивный индуктивный ток I_{Lp} и реактивный емкостный ток I_{Cp} взаимно компенсируются. Цепь получает от источника только активный ток

$$I = I_{1a} + I_{2a}.$$

Так как реактивные мощности ветвей пропорциональны реактивным составляющим их токов:

$$Q_L = UI_{Lp} \quad \text{и} \quad Q_C = UI_{Cp},$$

а колебания этих мощностей находятся в противофазе, то цепь при резонансе токов не потребляет от источника реактивной энергии. В цепи с резонансом токов наблюдается взаимный обмен энергиями между электрическим и магнитным полями. Источник компенсирует лишь потерю энергии в активных сопротивлениях цепи.

§ 7.11. ПОВЫШЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ В ЦЕПЯХ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

Большинство современных потребителей электрической энергии синусоидального тока представляют собой индуктивные нагрузки, токи которых отстают по фазе от напряжений питающего ис-

точника. Активная мощность таких потребителей при заданных значениях тока и напряжения зависит еще от $\cos \varphi$.

Если для потребителя задаются его напряжение U и активная мощность P , то с изменением $\cos \varphi$ изменяется и ток потребителя. С уменьшением $\cos \varphi$ потребителя его ток возрастает:

$$I = \frac{P}{U \cos \varphi}.$$

Генераторы, питающие потребители, рассчитываются на определенную номинальную мощность $S_n = U_n I_n$ и при заданном напряжении U могут быть нагружены током, не превышающим номинальное значение. Поэтому увеличение тока потребителя вследствие снижения его $\cos \varphi$ не должно превышать определенных пределов. Чтобы ток генератора не был выше номинального тока при снижении $\cos \varphi$ потребителя, необходимо снижать его активную мощность. В этом случае генератор будет полностью нагружен по току и недогружен по активной мощности.

Для сохранения неизменной активной мощности потребителя при снижении $\cos \varphi$ необходимо установить генератор на большую номинальную мощность, с тем чтобы увеличение тока вследствие снижения $\cos \varphi$ не превышало номинального значения. В этом случае активная мощность $P = S_n \cos \varphi$, которой будет нагружен генератор, составляет только часть номинальной мощности S_n . Например, при снижении $\cos \varphi$ от 1 до 0,5 нагрузка генератора составляет только 50% от его номинальной мощности. Таким образом, $\cos \varphi$ характеризует, как используется номинальная мощность источника, и поэтому его часто называют коэффициентом мощности.

Но работа источника питания в целом характеризуется к. п. д. его установки, состоящим из к. п. д. генератора и первичного двигателя. Работа первичного двигателя определяется в основном активной мощностью генератора. Поэтому недогрузка генератора активной мощностью влечет за собой недогрузку и снижение к. п. д. первичного двигателя и всей установки. Себестоимость электроэнергии от этого повышается.

Работа потребителя с малым коэффициентом мощности, кроме ухудшения условий экономичного использования источника питания, приводит к увеличению потерь энергии в линии передачи электрической энергии от источника к потребителю. Если сопротивление проводов этой линии r , то мощность потерь в ней

$$\Delta P = r I^2 = \frac{r P^2}{U^2 \cos^2 \varphi}.$$

Мощность потерь, как видно из полученной формулы, тем больше, чем ниже $\cos \varphi$ установки. Следовательно, чем ниже $\cos \varphi$ потребителя, тем дороже будет обходиться передача к нему электроэнергии.

При номинальном режиме потребители имеют довольно высокий коэффициент мощности, достигающий 0,7—0,9. Но при малой нагрузке их коэффициент мощности очень мал, что может привести к снижению $\cos \varphi$ энергетической установки в целом.

Чтобы повысить экономичность энергетических установок, принимают меры для повышения коэффициента мощности потребителей.

Идея повышения $\cos \varphi$ заключается в следующем. Общий ток индуктивного потребителя рассматривают состоящим из активной и реактивной составляющих. Активная мощность потребителя при данном напряжении определяется активной составляющей тока $P = UI_a$, поэтому при заданном значении активной мощности активная составляющая тока должна оставаться неизменной. Снизить ток потребителя в этом случае можно только за счет уменьшения реактивного тока индуктивного потребителя. Последнее можно

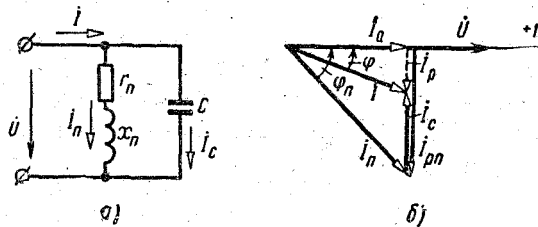


Рис. 7.13. Эквивалентная схема потребителя и батареи конденсаторов, установленной для повышения $\cos \varphi$ установки (а), векторная диаграмма к расчету емкости батареи конденсаторов (б)

осуществить только путем параллельного подключения какого-либо приемника с емкостным током. Таким приемником может быть или синхронный компенсатор, или батарея специально предназначенных для этого конденсаторов.

Рассмотрим пример подсчета емкости батареи конденсаторов, которую необходимо подключить параллельно индуктивному потребителю с $\cos \varphi_n$, чтобы довести коэффициент мощности установки до заданного значения $\cos \varphi$. Активная мощность и напряжение потребителя заданы.

На рис. 7.13, а показана эквивалентная схема потребителя и батареи конденсаторов, а на рис. 7.13, б — ее векторная диаграмма.

Из диаграммы видно, что для доведения угла сдвига фаз установки до заданного значения φ емкостная ветвь должна иметь ток, равный разности реактивных токов потребителя до компенсации угла сдвига фаз I_{pn} и после компенсации угла сдвига фаз I_p :

$$I_c = I_{pn} - I_p. \quad (7.99)$$

Из векторной диаграммы эти токи можно определить через активный ток потребителя I_a :

$$I_{pn} = I_a \operatorname{tg} \varphi_n \quad \text{и} \quad I_p = I_a \operatorname{tg} \varphi.$$

Поэтому выражение (7.99) можно переписать в виде

$$I_C = I_a (\operatorname{tg} \varphi_n - \operatorname{tg} \varphi). \quad (7.100)$$

Ток I_C в этом уравнении может быть выражен через напряжение и емкость ($I_C = U\omega C$), а ток I_a — через мощность и напряжение ($I_a = \frac{P}{U}$). Поэтому вместо (7.100) получим другое равенство:

$$U\omega C = \frac{P}{U} (\operatorname{tg} \varphi_n - \operatorname{tg} \varphi),$$

из которого можно определить искомое значение емкости батареи конденсаторов:

$$C = \frac{P}{\omega U^2} (\operatorname{tg} \varphi_n - \operatorname{tg} \varphi). \quad (7.101)$$

Обычно при помощи батареи конденсаторов компенсацию угла сдвига фаз осуществляют не полностью, повышая $\cos \varphi$ до 0,9—0,95. Еще большее повышение $\cos \varphi$ требует дорогостоящих затрат на установку батарей конденсаторов, которые в этом случае экономически не оправдываются.

Повышение $\cos \varphi$ установок является очень важной народнохозяйственной задачей. Поэтому для стимулирования этих мероприятий в нашей стране введен дифференцированный тариф на электроэнергию. Ее стоимость снижается с повышением среднего значения $\cos \varphi$ предприятия.

§ 7.12. СЛОЖНАЯ ЦЕПЬ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА С ОДНИМ ИСТОЧНИКОМ ПИТАНИЯ

Пусть электрическая цепь схемы рис. 7.14, а имеет смешанное соединение ветвей, активные и реактивные сопротивления которых заданы. Если известно напряжение U на входе цепи и необходимо найти токи, их фазы и мощности ветвей, то расчет ведут методом эквивалентных сопротивлений. Как и для цепей постоянного тока, сначала определяют комплексное эквивалентное сопротивление двух параллельных ветвей $Z_{\text{экв}}$, а затем входное сопротивление цепи:

$$Z_{\text{вх}} = Z_1 + Z_{\text{экв}}.$$

Задав произвольным значением начальной фазы напряжения, записывают его в комплексной форме \dot{U} . Зная величины \dot{U} и $Z_{\text{вх}}$, находят ток неразветвленной ветви и токи параллельных ветвей:

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}}{Z_{\text{вх}}}, \quad \dot{I}_2 = \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3} \dot{I}_1 \quad \text{и} \quad \dot{I}_3 = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} \dot{I}_1.$$

Комплексная мощность цепи равна сумме комплексных мощностей ее отдельных участков:

$$\begin{aligned} \dot{S} &= \dot{U} \dot{I}_1^* = (\dot{U}_1 + \dot{U}_{\text{эКВ}}) \dot{I}_1^* = \dot{U}_1 \dot{I}_1^* + \\ &+ \dot{U}_{\text{эКВ}} \dot{I}_1^* = \dot{U}_1 \dot{I}_1^* + \dot{U}_{\text{эКВ}} (\dot{I}_2^* + \dot{I}_3^*) \end{aligned}$$

или

$$\dot{S} = \dot{S}_1 + \dot{S}_2 + \dot{S}_3. \quad (7.102)$$

Так как каждая комплексная мощность участка может быть подсчитана по произведению его модуля тока и комплексного со-

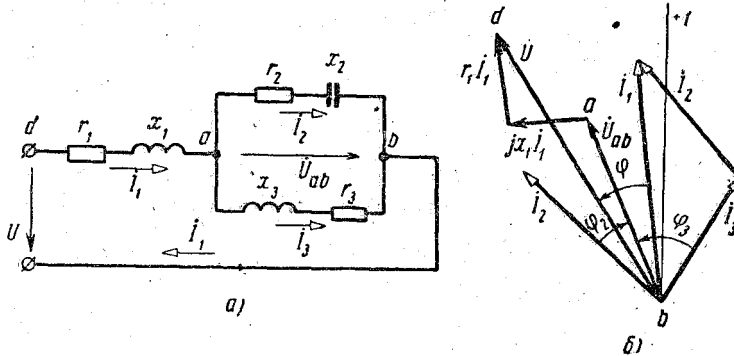


Рис. 7.14. Схема смешанной цепи синусоидального тока с одним источником питания (а) и ее топографическая диаграмма (б)

противления, то значение \dot{S} может быть подсчитано в результате суммирования активных и реактивных мощностей отдельных участков цепи:

$$\begin{aligned} \dot{S} &= Z_1 I_1^2 + Z_2 I_2^2 + Z_3 I_3^2 = (r_1 + jx_1) I_1^2 + \\ &+ (r_2 - jx_2) I_2^2 + (r_3 + jx_3) I_3^2 \end{aligned}$$

или

$$\dot{S} = \sum_1^n r_k I_k^2 + j \left(\sum_1^m x_{Lk} I_k^2 - \sum_1^l x_{Ck} I_k^2 \right). \quad (7.103)$$

Для построения топографической диаграммы заданной схемы удобно подсчитать комплексное напряжение на разветвленном участке $\dot{U}_{\text{эКВ}} = \dot{U}_{ab} = Z_{\text{эКВ}} \dot{I}_1$ и начать построение векторов на диаграмме с вектора этого напряжения (рис. 7.14, б). По отношению к вектору напряжения \dot{U}_{ab} располагаются под углами φ_2 и φ_3 векторы токов ветвей \dot{I}_2 и \dot{I}_3 . Вектор тока неразветвленного участка \dot{I}_1 должен быть равен геометрической сумме векторов токов параллельных ветвей: $\dot{I}_1 = \dot{I}_2 + \dot{I}_3$.

По отношению к вектору тока \dot{I}_1 на диаграмме можно провести векторы падений напряжений неразветвленного участка. При

этом сначала к вектору напряжения \dot{U}_{ab} надо приложить вектор индуктивного падения напряжения $jx_1 \dot{I}_1$, а затем к концу этого вектора прибавить вектор активного падения напряжения $r_1 \dot{I}_1$. Геометрическая сумма всех трех векторов равна вектору напряжения на входе $\dot{U} = \dot{U}_{ab}$.

§ 7.13. СЛОЖНАЯ ЦЕПЬ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА С НЕСКОЛЬКИМИ ИСТОЧНИКАМИ ПИТАНИЯ

Расчет сложных цепей синусоидального тока, как и расчет аналогичных цепей постоянного тока, основывается на применении законов Кирхгофа. В § 6.5 говорилось, что для сложной схемы, по которой проходит изменяющийся ток любой формы, пользуясь законами Кирхгофа, можно составить систему уравнений для мгновенных значений э. д. с., токов и напряжений.

В § 6.10 было показано, что для цепей синусоидального тока суммирование мгновенных значений э. д. с., токов и напряжений, входящих в уравнения, можно заменить геометрическим суммированием их векторов.

Применение комплексных чисел позволяет заменить геометрическое суммирование или вычитание векторов токов и напряжений алгебраическим суммированием комплексных чисел, соответствующих этим векторам.

С учетом этого расчет сложных цепей синусоидального тока ведут при помощи законов Кирхгофа в комплексной форме.

Неоднократно отмечалось, что составлению уравнений по законам Кирхгофа должен предшествовать выбор условно положительных направлений токов и напряжений отдельных участков схемы. Направления э. д. с. в цепях постоянного тока были известны. В цепях синусоидального тока необходимо задаваться и условно положительными направлениями э. д. с. источников.

Чтобы записать уравнения по законам Кирхгофа в комплексной форме, необходимо указать на схеме стрелками условно положительные направления токов, э. д. с., а в некоторых случаях и напряжений отдельных участков. При составлении уравнений по второму закону Кирхгофа все э. д. с. и напряжения участков, совпадающие с направлением обхода, берут со знаком «плюс», а противоположные направлению обхода — со знаком «минус».

В качестве примера применения законов Кирхгофа к расчету сложной цепи рассмотрим цепь, схема которой приведена на рис. 7.15, а. Предположим, что нам известны комплексные значения э. д. с. источников при заданных на схеме направлениях и все комплексные полные сопротивления участков. Необходимо определить токи схемы.

Решение поставленной задачи начинают с определения числа неизвестных токов и нанесения их условно положительных на-

правлений. Схема включает 6 ветвей, следовательно, имеется 6 неизвестных токов. Для их определения необходимо составить систему из 6 уравнений. Зададимся направлениями токов, как указано на рис. 7.15, б.

Схема имеет четыре узла, поэтому по первому закону Кирхгофа можно составить три уравнения:

$$\begin{aligned} \dot{I}_3 &= \dot{I}_1 + \dot{I}_2, \\ \dot{I}_1 &= \dot{I}_4 + \dot{I}_6, \\ \dot{I}_5 &= \dot{I}_2 + \dot{I}_4. \end{aligned}$$

Для трех независимых контуров схемы составим следующие три уравнения по второму закону Кирхгофа:

$$\begin{aligned} Z_1 \dot{I}_1 - Z_2 \dot{I}_2 + Z_4 \dot{I}_4 &= \dot{E}_1 - \dot{E}_2, \\ Z_2 \dot{I}_2 + Z_3 \dot{I}_3 + Z_5 \dot{I}_5 &= \dot{E}_2, \\ Z_6 \dot{I}_6 - Z_5 \dot{I}_5 - Z_4 \dot{I}_4 &= 0. \end{aligned}$$

Решение полученной системы уравнений позволит определить комплексные токи всех участков заданной цепи.

При расчете сложных цепей постоянного тока использовались различные упрощающие методы, основанные на законах Кирхгофа, например метод контурных токов, метод наложения, метод узлового напряжения, метод эквивалентного генератора и др.

Можно показать, что все эти методы справедливы и для цепей синусоидального тока. Но расчетные формулы при использовании этих методов отличаются от аналогичных формул для постоянного тока тем, что постоянные э. д. с. E , напряжения U и токи I заменяются комплексными действующими значениями \dot{E} , \dot{U} и \dot{I} . Сопротивления r , проводимости g постоянного тока должны быть заменены в этих формулах также комплексными полными сопротивлениями Z или проводимостями Y .

В качестве примера рассмотрим применение некоторых из этих методов к расчету схемы цепи рис. 7.15, б.

Сопротивления Z_4 , Z_5 и Z_6 образуют треугольник, поэтому для упрощения расчетной схемы этот треугольник можно преобразовать

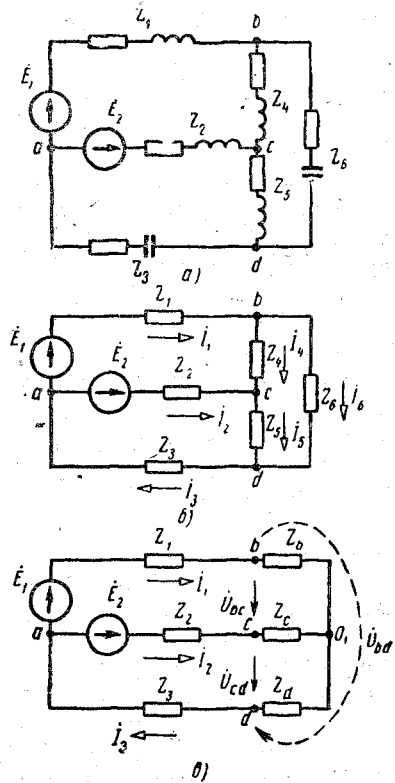


Рис. 7.15. Упрощение сложной цепи синусоидального тока путем преобразования треугольника сопротивлений в эквивалентную звезду

зывать в эквивалентную звезду, как указано на рис. 7.15, в. Сопротивления этой звезды:

$$Z_b = \frac{Z_4 Z_6}{Z_4 + Z_5 + Z_6},$$

$$Z_c = \frac{Z_4 Z_5}{Z_4 + Z_5 + Z_6},$$

$$Z_d = \frac{Z_5 Z_6}{Z_4 + Z_5 + Z_6}.$$

В результате такого преобразования получена более простая схема, состоящая из трех ветвей. Для определения токов ветвей этой схемы можно воспользоваться методом двух узлов. Для этого определим напряжение между узлами O_1 и a :

$$\dot{U}_{O_1 a} = \frac{Y_{1 \text{ экв}} \dot{E}_1 + Y_{2 \text{ экв}} \dot{E}_2}{Y_{1 \text{ экв}} + Y_{2 \text{ экв}} + Y_{3 \text{ экв}}}.$$

Проводимости ветвей схемы:

$$Y_{1 \text{ экв}} = \frac{1}{Z_1 + Z_b},$$

$$Y_{2 \text{ экв}} = \frac{1}{Z_2 + Z_c},$$

$$Y_{3 \text{ экв}} = \frac{1}{Z_3 + Z_d}.$$

По известным проводимостям ветвей и напряжению $U_{O_1 a}$ можно определить токи ветвей, пользуясь законом Ома:

$$\dot{I}_1 = Y_{1 \text{ экв}} (\dot{E}_1 - \dot{U}_{O_1 a}),$$

$$\dot{I}_2 = Y_{2 \text{ экв}} (\dot{E}_2 - \dot{U}_{O_1 a}),$$

$$\dot{I}_3 = Y_{3 \text{ экв}} \dot{U}_{O_1 a}.$$

Для определения токов в сопротивлениях треугольника необходимо найти напряжения между его вершинами. На схеме 7.15, в стрелками указаны положительные направления напряжений \dot{U}_{bc} , \dot{U}_{ca} и \dot{U}_{ba} . Эти напряжения можно определить из следующих уравнений, составленных по второму закону Кирхгофа:

$$\dot{U}_{bc} + Z_c \dot{I}_2 - Z_b \dot{I}_1 = 0, \quad \dot{U}_{ca} - Z_d \dot{I}_3 - Z_c \dot{I}_2 = 0, \quad \dot{U}_{ba} - Z_d \dot{I}_3 - Z_b \dot{I}_1 = 0.$$

§ 7.14. ВЗАИМНАЯ ИНДУКЦИЯ В ЦЕПЯХ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

условно положительные направления э. д. с.
и напряжений взаимной индукции

Если в отдельных индуктивных элементах цепи синусоидального тока индуцируется э. д. с. взаимной индукции, то при расчете таких цепей необходимо учитывать напряжения, компенсирующие

эти э. д. с. Чтобы учесть эти напряжения при составлении расчетных уравнений по второму закону Кирхгофа, необходимо знать их условно положительные направления на схеме.

Рассмотрим этот вопрос на конкретных примерах цепей с взаимной индуктивностью. На рис. 7.16, а приведена схема цепи, состоящей из двух индуктивных катушек с заданными параметрами r_1 , L_1 , r_2 и L_2 . Магнитная связь этих катушек характеризуется коэффициентом взаимной индукции M . Катушки имеют одинаковые направления намотки витков и расположены одна внутри другой. Для упрощения рисунка катушки показаны расположенными на

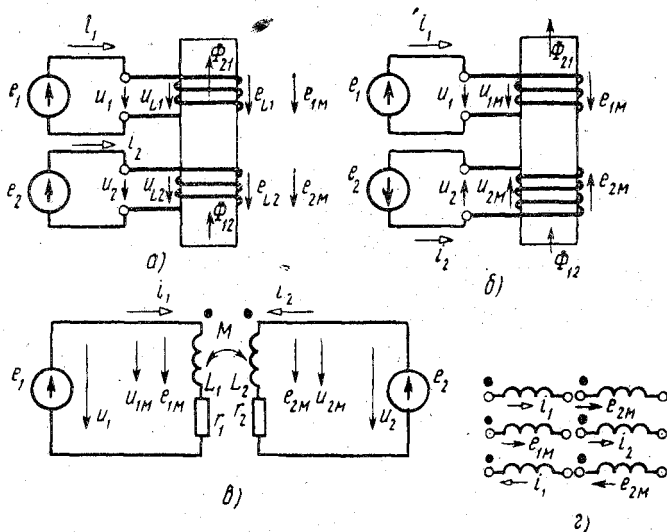


Рис. 7.16. Схемы условного изображения двух катушек с магнитной связью при одинаково ориентированных токах в катушках

одной оси. Каждая из катушек питается от своего внешнего источника, положительные направления э. д. с. e_1 и e_2 которых на схеме указаны стрелками.

На обычных схемах цепей с взаимной индукцией направления намотки витков катушек не указывают, но помечают их одноименные зажимы точками. При этом одноименными называют такие зажимы, по отношению к которым одинаково ориентированные токи создают одинаково положительно направленные потоки самоиндукции и взаимной индукции. Так, верхние зажимы первой и второй катушек рис. 7.16, а являются одноименными. На рис. 7.16, б одноименными являются верхний зажим первой и нижний зажим второй катушки.

Катушки взаимной индукции рис. 7.16, а и б условно изображаются одной и той же схемой рис. 7.16, в, так как токи их ориен-

тируются одинаково относительно одноименных зажимов. Наличие взаимной индукции катушек на схеме обозначают дугой со стрелками, около которой ставят букву M .

Различают два вида включений катушек: согласное и встречное. Согласным называют такое включение, при котором потоки самоиндукции и взаимной индукции катушек имеют одинаковое положительное направление. Если положительные направления этих потоков противоположны, то включение катушек называют встречным. На схеме рис. 7.16 катушки включены согласно, а на схеме рис. 7.17 — встречно. При встречном включении токи катушек неодинаково ориентированы относительно одноименных зажимов, следовательно, и потоки катушек противоположны. Выясним, как связаны положительные направления э. д. с. взаимной индукции e_{1M} и e_{2M} и наводящих их токов i_2 и i_1 .

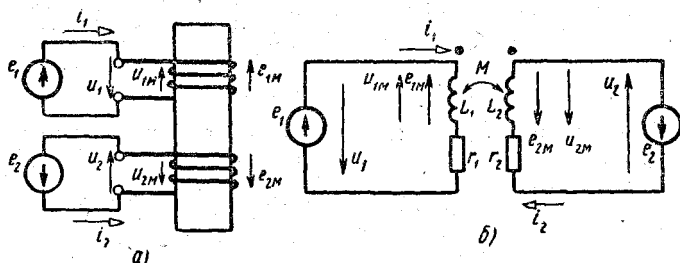


Рис. 7.17. Схемы условного изображения двух катушек с магнитной связью при неодинаково ориентированных токах в катушках

При выбранных положительных направлениях токов на рис. 7.16, a и b э. д. с. e_{2M} наводится потоком взаимной индукции Φ_{12} , направленным вверх. Положительные направления э. д. с. и потока, наводящего эту э. д. с., как известно, связаны правилом правоходового винта. Поэтому э. д. с. e_{2M} вторых катушек рис. 7.16, a и b будут направлены, как указано на схемах стрелками.

Аналогично токи i_2 при заданных на схемах рис. 7.16, a и b положительных направлениях создают потоки взаимной индукции Φ_{21} , которые наводят в первых катушках э. д. с. e_{1M} , направленные вниз. Если изменить направление тока i_1 в первой катушке, то изменится и направление э. д. с. e_{2M} . На рис. 7.16, z условно показаны положительные направления токов i_1 и i_2 катушек, а также положительные направления наведенных ими э. д. с. взаимной индукции e_{2M} и e_{1M} .

Из рассмотренных примеров видно, что э. д. с. взаимной индукции и наводящие их токи направлены от одноименных зажимов катушек.

Соотношения между э. д. с. и напряжениями
взаимной индукции.

Уравнения электрического состояния
двух цепей с магнитной связью

Напомним, что положительные направления э. д. с. самоиндукции e_{L_1} , e_{L_2} катушек и компенсирующих их напряжений u_{L_1} , u_{L_2} совпадают, причем при этих направлениях они связаны между собой равенствами

$$u_{L_1} = -e_{L_1} \quad \text{и} \quad u_{L_2} = -e_{L_2}.$$

Выясним связь между э. д. с. взаимной индукции e_{1M} и e_{2M} и компенсирующими их напряжениями u_{1M} и u_{2M} . С этой целью составим уравнения по второму закону Кирхгофа для каждого контура схемы рис. 17.7, б:

$$r_1 i_1 = e_1 + e_{L_1} - e_{1M},$$

$$r_2 i_2 = e_2 + e_{L_2} - e_{2M}.$$

Из этих уравнений можно получить уравнения электрического состояния для каждого из контуров:

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= r_1 i_1 + (-e_{L_1}) + e_{1M}, \\ e_2 &= r_2 i_2 + (-e_{L_2}) + e_{2M}. \end{aligned} \right\} \quad (7.103 \text{ а})$$

Полученные уравнения справедливы независимо от выбора положительных направлений напряжений u_{1M} и u_{2M} .

Условимся, что положительные направления напряжений u_{1M} , u_{2M} и э. д. с. e_{1M} , e_{2M} совпадают. Тогда уравнения электрического состояния контуров схемы рис. 7.17, б можно записать для напряжений:

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= r_1 i_1 + u_{L_1} - u_{1M}, \\ u_2 &= r_2 i_2 + u_{L_2} - u_{2M}. \end{aligned} \right\} \quad (7.103 \text{ б})$$

Сопоставляя уравнения (7.103) и (7.103а), находим

$$u_{1M} = -e_{1M} \quad \text{и} \quad u_{2M} = -e_{2M}. \quad (7.104)$$

Аналогичные соотношения $u_{1M} = -e_{1M}$ и $u_{2M} = -e_{2M}$ можно получить, если для схемы рис. 7.16 при согласном включении катушек составить уравнения, подобные уравнениям (7.103а) и (7.103б). Следовательно, при совпадении условно положительных направлений напряжений и э. д. с. u_{1M} и e_{1M} , u_{2M} и e_{2M} эти напряжения и э. д. с. равны по величине и противоположны по знаку.

Установим связь между действующими значениями э. д. с. E_{1M} и E_{2M} , напряжениями U_{1M} , U_{2M} и токами I_1 и I_2 двух катушек.

Если по первой и второй катушкам с магнитной связью проходят синусоидальные токи

$$\begin{aligned} i_1 &= I_{1m} \sin(\omega t + \psi_1), \\ i_2 &= I_{2m} \sin(\omega t + \psi_2), \end{aligned} \quad (7.105)$$

то в катушках наводятся э. д. с. взаимной индукции:

$$\begin{aligned} e_{1M} &= -M \frac{di_2}{dt} = -\omega M I_{2m} \cos(\omega t + \psi_2), \\ e_{2M} &= -M \frac{di_1}{dt} = -\omega M I_{1m} \cos(\omega t + \psi_1) \end{aligned}$$

или

$$\begin{aligned} e_{1M} &= E_{1mM} \sin(\omega t + \psi_2 - 90^\circ), \\ e_{2M} &= E_{2mM} \sin(\omega t + \psi_1 - 90^\circ). \end{aligned} \quad (7.106)$$

Сопоставляя уравнение (7.106) с (7.105), видим, что э. д. с. e_{2M} отстает по фазе от тока i_1 , а э. д. с. e_{1M} — от тока i_2 на угол 90° .

Амплитуды и действующие значения э. д. с. взаимной индукции определяются следующими равенствами:

$$\begin{aligned} E_{1mM} &= \omega M I_{2m} \quad \text{и} \quad E_{1M} = \omega M I_2, \\ E_{2mM} &= \omega M I_{1m} \quad \text{и} \quad E_{2M} = \omega M I_1. \end{aligned} \quad (7.107)$$

Величину ωM называют реактивным сопротивлением взаимной индукции катушек и обозначают буквой x_M :

$$x_M = \omega M. \quad (7.108)$$

Если токи обмоток записать в соответствии с уравнениями (7.105) в комплексной форме:

$$\dot{I}_1 = I_1 e^{j\psi_1} \quad \text{и} \quad \dot{I}_2 = I_2 e^{j\psi_2},$$

то комплексные действующие значения э. д. с. взаимной индукции в соответствии с формулами (7.106) и (7.107) выразятся так:

$$\begin{aligned} \dot{E}_{1M} &= E_{1M} e^{j(\psi_2 - 90^\circ)} = \omega M I_2 e^{j\psi_2} e^{-j90^\circ}, \\ \dot{E}_{2M} &= E_{2M} e^{j(\psi_1 - 90^\circ)} = \omega M I_1 e^{j\psi_1} e^{-j90^\circ} \end{aligned}$$

или

$$\begin{aligned} \dot{E}_{1M} &= -j\omega M \dot{I}_2 = -jx_M \dot{I}_2, \\ \dot{E}_{2M} &= -j\omega M \dot{I}_1 = -jx_M \dot{I}_1. \end{aligned} \quad (7.109)$$

Напряжения, компенсирующие э. д. с. взаимной индукции согласно выражению (7.104), связаны с токами следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{1M} &= -E_{1M} = j\omega M \dot{I}_2, \\ \dot{U}_{2M} &= -E_{2M} = j\omega M \dot{I}_1 \end{aligned} \quad (7.110)$$

для согласного и встречного включений катушек.

Изложенное выше позволяет записать уравнения электрического состояния катушек при согласном (см. рис. 7.16, в) и встречном (см. рис. 7.17, б) их включении:

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= \dot{U}_{r_1} + \dot{U}_{L_1} \pm \dot{U}_{1м}, \\ \dot{U}_2 &= \dot{U}_{r_2} + \dot{U}_{L_2} \pm \dot{U}_{2м}.\end{aligned}$$

Знак плюс перед напряжениями взаимной индукции берется при согласном и знак минус при встречном включении катушек.

Из этих соотношений с учетом (7.110) можно получить уравнения электрического состояния в другом виде:

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= r_1 \dot{I}_1 + j\omega L_1 \dot{I}_1 \pm j\omega M \dot{I}_2, \\ \dot{U}_2 &= r_2 \dot{I}_2 + j\omega L_2 \dot{I}_2 \pm j\omega M \dot{I}_1.\end{aligned}\quad (7.111)$$

Воздушный трансформатор

Если к выходным зажимам второй катушки схемы рис. 7.17, б вместо источника питания с э. д. с. e_2 подключить нагрузку с сопротивлением Z_H , то получившаяся цепь (рис. 7.18, а) образует так называемый воздушный трансформатор, при помощи которого электрическая энергия первичного напряжения U_1 преобразуется в электрическую энергию вторичного напряжения U_2 .

Вторичная обмотка трансформатора является генераторной обмоткой, э. д. с. которой $\dot{E}_2 = \dot{E}_{2м} = -j\omega M \dot{I}_1$ будет ориентирована относительно одноименного зажима катушки аналогично ориентации тока \dot{I}_1 . На рис. 7.18, а э. д. с. E_2 направлена от зажима, помеченного точкой, аналогично направлению тока \dot{I}_1 .

Условно положительное направление тока \dot{I}_2 совпадает с положительным направлением э. д. с. \dot{E}_2 , как во всякой генераторной обмотке. Направление напряжения \dot{U}_2 принято совпадающим с направлением тока \dot{I}_2 нагрузки.

Получившаяся система представляет собой согласное включение, поэтому для обмоток трансформатора можно написать следующие уравнения электрического состояния:

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= r_1 \dot{I}_1 + j\omega L_1 \dot{I}_1 + j\omega M \dot{I}_2, \\ \dot{E}_2 &= r_2 \dot{I}_2 + j\omega L_2 \dot{I}_2 + \dot{U}_2.\end{aligned}\quad (7.112)$$

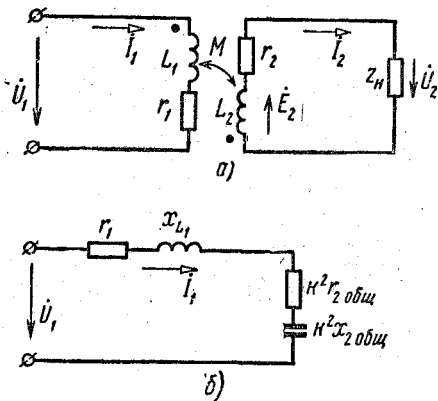


Рис. 7.18. Воздушный трансформатор (а) и его эквивалентная схема (б)

Если учесть, что э. д. с. \dot{E}_2 связана с током I_1 , а напряжение \dot{U}_2 — с током I_2 соотношениями

$$\dot{E}_2 = -j\omega M \dot{I}_1 \quad \text{и} \quad \dot{U}_2 = Z_n \dot{I}_2 = (r_n + jx_n) \dot{I}_2,$$

то уравнения (7.112) можно переписать в таком виде:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= (r_1 + j\omega L_1) \dot{I}_1 + j\omega M \dot{I}_2, \\ -j\omega M \dot{I}_1 &= (r_2 + j\omega L_2 + r_n + jx_n) \dot{I}_2 \end{aligned}$$

или

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= Z_1 \dot{I}_1 + j\omega M \dot{I}_2, \\ -j\omega M \dot{I}_1 &= Z_{2\text{общ}} \dot{I}_2. \end{aligned} \quad (7.113)$$

Величина $Z_1 = r_1 + j\omega L_1$ представляет собой комплексное полное сопротивление первичной обмотки трансформатора, а величина $Z_{2\text{общ}} = r_{2\text{общ}} + jx_{2\text{общ}}$ — комплексное полное сопротивление всей вторичной цепи трансформатора. При этом $r_{2\text{общ}} = r_2 + r_n$, а $x_{2\text{общ}} = x_2 + x_n$.

Чтобы представить воздушный трансформатор эквивалентным двухполюсником, определим ток I_2 из второго уравнения (7.113), подставим его в уравнение для \dot{U}_1 :

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{-j\omega M \dot{I}_1}{Z_{2\text{общ}}}, \\ \dot{U}_1 &= Z_1 \dot{I}_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_{2\text{общ}}} \dot{I}_1 = (Z_1 + Z_{\text{вн}}) \dot{I}_1. \end{aligned} \quad (7.114)$$

Из уравнения (7.114) видно, что двухполюсник состоит из последовательно соединенных сопротивления Z_1 и сопротивления

$$Z_{\text{вн}} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_{2\text{общ}}} = \frac{\omega^2 M^2}{z_{2\text{общ}}^2} (r_{2\text{общ}} - jx_{2\text{общ}}).$$

Величину

$$\frac{\omega M}{z_{2\text{общ}}} = k$$

называют передаточным числом, а сопротивление $Z_{\text{вн}}$ — вносимым сопротивлением. Вносимое сопротивление, характеризующее влияние вторичной цепи на первичную, можно представить состоящим из вносимых активного $r_{\text{вн}}$ и реактивного $x_{\text{вн}}$ сопротивлений:

$$r_{\text{вн}} = k^2 r_{2\text{общ}} \quad \text{и} \quad x_{\text{вн}} = k^2 x_{2\text{общ}}.$$

Обращаем внимание на то, что комплексное полное вносимое сопротивление

$$Z_{\text{вн}} = r_{\text{вн}} - jx_{\text{вн}}$$

имеет отрицательную мнимую часть. Следовательно, индуктивное сопротивление вторичной цепи переносится в эквивалентную схему в виде емкости (см. рис. 7.18, б).

Последовательное соединение двух катушек с магнитной связью

Рассмотрение цепей с взаимной индукцией закончим цепью, состоящей из двух индуктивных катушек, имеющих магнитную и электрическую связь. В качестве примера на рис. 7.19 приведена схема двух последовательно соединенных катушек с магнитной связью при согласном (а) и встречном (б) включении.

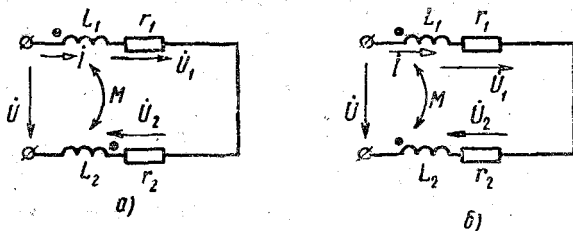


Рис. 7.19. Последовательное соединение двух катушек с магнитной связью при согласном (а) и встречном (б) включении

Уравнения электрического состояния таких цепей различаются только знаком перед напряжением, компенсирующим э. д. с. взаимной индукции:

$$\dot{U} = \dot{U}_1 + \dot{U}_2 = (r_1 + j\omega L_1 \pm j\omega M) \dot{I} + (r_2 + j\omega L_2 \pm j\omega M) \dot{I}$$

или

$$\dot{U} = [r_1 + r_2 + j\omega (L_1 + L_2 \pm 2M)] \dot{I}. \quad (7.115)$$

Следовательно, эквивалентная индуктивность схемы изменится от величины

$$L_{\text{экв}} = L_1 + L_2 + 2M \quad (7.116)$$

при согласном включении катушек до величины

$$L_{\text{экв}} = L_1 + L_2 - 2M \quad (7.117)$$

при встречном включении катушек.

Это обстоятельство используют при осуществлении вариометра индуктивности, состоящего из неподвижной и подвижной катушек. Подвижная катушка расположена внутри неподвижной и может поворачиваться относительно нее. При изменении положения подвижной катушки относительно исходного положения, когда потоки катушек совпадают, до положения, при котором потоки катушек будут противоположными, эквивалентная индуктивность цепи изменится на величину $4M$.

Сложные цепи с магнитной связью

Если для сложной цепи переменного тока с магнитной связью между отдельными элементами (рис. 7.20) известны все э. д. с. и параметры цепи, то для определения ее токов необходимо составить два уравнения по второму закону Кирхгофа и одно уравнение по первому закону Кирхгофа. Пусть направления токов ветвей выбраны, как указано на схеме. Чтобы расставить стрелки э. д. с.

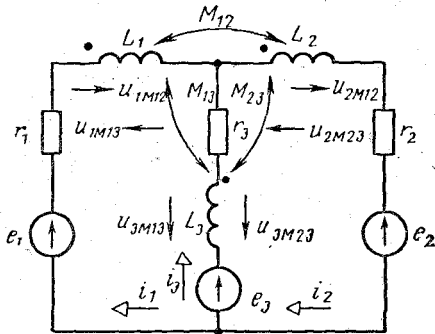


Рис. 7.20. Схема сложной цепи с магнитной связью

взаимной индукции, необходимо помнить, что их направления зависят только от направления наводящих их токов. Так, например, ток i_1 проходит по первой катушке от зажима, помеченного точкой; следовательно, наводимые этим током э. д. с. взаимной индукции во второй катушке e_{2M12} и в третьей катушке e_{3M13} направлены от тех же (одноименных) зажимов. С ними совпадают по направлению и напряжения u_{2M12} и u_{3M13} . Аналогичным рассужде-

нием можно установить направления э. д. с. и напряжений, обусловленных токами i_2 и i_3 . Стрелки этих напряжений представлены на схеме.

Зная направления всех напряжений, составим по второму закону Кирхгофа следующие два уравнения для левого и правого контуров схемы:

$$\begin{aligned} e_1 - e_3 &= r_1 i_1 + u_{L_1} + u_{1M12} - u_{1M13} - r_3 i_3 - u_{L_3} + u_{3M13} + u_{3M23}, \\ e_3 - e_2 &= r_3 i_3 + u_{L_3} - u_{3M13} - u_{3M23} + r_2 i_2 + u_{L_2} + u_{2M12} - u_{2M23} \end{aligned}$$

или

$$\begin{aligned} e_1 - e_3 &= r_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M_{12} \frac{di_2}{dt} - M_{13} \frac{di_3}{dt} - \\ &\quad - r_3 i_3 - L_3 \frac{di_3}{dt} + M_{13} \frac{di_1}{dt} + M_{23} \frac{di_2}{dt}, \\ e_3 - e_2 &= r_3 i_3 + L_3 \frac{di_3}{dt} - M_{13} \frac{di_1}{dt} - M_{23} \frac{di_2}{dt} + \\ &\quad + r_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + M_{12} \frac{di_1}{dt} - M_{23} \frac{di_3}{dt}. \end{aligned}$$

Эти же уравнения можно записать в комплексной форме

$$\begin{aligned} \dot{E}_1 - \dot{E}_3 &= r_1 \dot{I}_1 + j\omega L_1 \dot{I}_1 + j\omega M_{12} \dot{I}_2 - j\omega M_{13} \dot{I}_3 - \\ &\quad - r_3 \dot{I}_3 - j\omega L_3 \dot{I}_3 + j\omega M_{13} \dot{I}_1 + j\omega M_{23} \dot{I}_2, \\ \dot{E}_3 - \dot{E}_2 &= r_3 \dot{I}_3 + j\omega L_3 \dot{I}_3 - j\omega M_{13} \dot{I}_1 - j\omega M_{23} \dot{I}_2 + \\ &\quad + r_2 \dot{I}_2 + j\omega L_2 \dot{I}_2 + j\omega M_{12} \dot{I}_1 - j\omega M_{23} \dot{I}_3. \end{aligned}$$

Третье уравнение составляется по первому закону Кирхгофа

$$I_1 + I_3 = I_2.$$

Решая эту систему уравнений, можно получить токи I_1 , I_2 и I_3 схемы.

§ 7.15. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ О ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКАХ

Если в сложной электрической цепи необходимо установить характер изменения тока, напряжения и мощности одной ветви в зависимости от изменения этих же величин в какой-то другой ветви, то эти ветви выделяются из общей схемы. Каждая из выделенных ветвей присоединяется к остальной части цепи при помощи двух полюсов, поэтому оставшаяся часть цепи имеет четыре полюса и называется **четыре-полюсником**.

В виде четырехполюсника можно представить линию передачи, к двум входным полюсам которой подключен источник питания, а к двум выходным полюсам — потребитель.

Четырехполюсником можно назвать и рассмотренный выше воздушный трансформатор, на два входных зажима которого подается напряжение источника питания, а к двум выходным зажимам присоединяется потребитель.

В последующем изложении материала курса будет показано, что в виде четырехполюсников могут быть представлены схемы замещения трансформаторов с ферромагнитными сердечниками, асинхронных двигателей и многих других электротехнических устройств. Во всех подобных случаях наиболее распространенными являются пассивные четырехполюсники Т-образной (рис. 7.21, а), П-образной (рис. 7.21, б) и Г-образной (рис. 7.21, в) форм.

Для линейных цепей между токами и напряжениями входа и выхода пассивного четырехполюсника имеют место линейные соотношения, определяемые в общем виде следующими уравнениями:

$$\dot{U}_1 = A\dot{U}_2 + B\dot{I}_2, \quad (7.118)$$

$$\dot{I}_1 = C\dot{U}_2 + D\dot{I}_2. \quad (7.119)$$

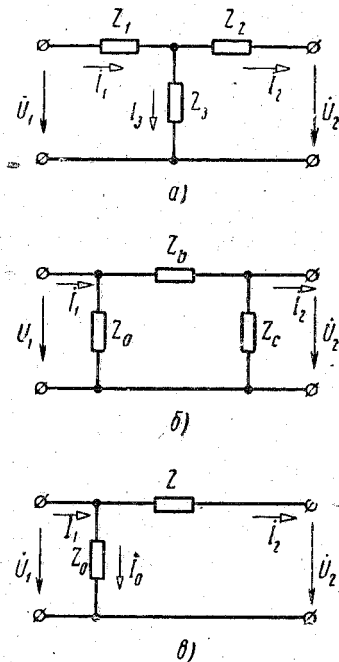


Рис. 7.21. Четырехполюсники Т-образной (а), П-образной (б), Г-образной (в) форм

Здесь

A, B, C и D — постоянные четырехполюсника;
 $\dot{U}_1, \dot{U}_2, \dot{I}_1$ и \dot{I}_2 — напряжения и токи двух сторон четырехполюсника.

Из уравнений (7.118) и (7.119) следует, что постоянные A и D имеют нулевую размерность, B — размерность сопротивления, а C — размерность проводимости.

Постоянные четырехполюсника не зависят от его напряжений и токов и определяются только сопротивлениями входящих в него элементов. В качестве примера рассмотрим Γ -образный четырехполюсник (см. рис. 7.21, δ). Между токами и напряжениями его имеют место следующие соотношения:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + \dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_2 + Z\dot{I}_2}{Z_0} + \dot{I}_2$$

или

$$\dot{I}_1 = \frac{1}{Z_0} \dot{U}_2 + \left(1 + \frac{Z}{Z_0}\right) \dot{I}_2, \quad (7.120)$$

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_2 + Z\dot{I}_2. \quad (7.121)$$

Сопоставляя уравнения (7.121) с (7.118) и (7.120) с (7.119), находим выражения для постоянных этого четырехполюсника через его сопротивления:

$$A = 1, \quad B = Z, \quad C = \frac{1}{Z_0} \quad \text{и} \quad D = 1 + \frac{Z}{Z_0}.$$

Между постоянными четырехполюсника любой формы имеет место зависимость

$$AD - BC = 1. \quad (7.122)$$

Покажем справедливость этого соотношения для Γ -образного четырехполюсника. Для этого определим произведения:

$$AD = 1 \left(1 + \frac{Z}{Z_0}\right) = 1 + \frac{Z}{Z_0} \quad \text{и} \quad BC = \frac{Z}{Z_0}$$

и подставим их в (7.122):

$$AD - BC = 1 + \frac{Z}{Z_0} - \frac{Z}{Z_0} = 1.$$

Постоянные A, B, C и D четырехполюсника независимо от его схемы соединения можно определить опытным путем. Для этого производят опыт холостого хода и короткого замыкания четырехполюсника, причем опыт холостого хода производят таким образом, чтобы напряжение U_{20} на вторичных зажимах четырехполюсника было равно номинальному напряжению U_2 . В этом случае согласно уравнениям (7.118) и (7.119) напряжение и ток первичной стороны:

$$\dot{U}_{10} = A\dot{U}_2 \quad \text{и} \quad \dot{I}_{10} = C\dot{U}_2.$$

Если измерить напряжение U_{10} , ток I_{10} и мощность P_{10} первичной стороны, то по показаниям приборов можно будет записать комплексные значения \dot{U}_{10} и \dot{I}_{10} и по ним определить отношение

$$\frac{A}{C} = \frac{\dot{U}_{10}}{\dot{I}_{10}} = Z_{10}. \quad (7.123)$$

При опыте короткого замыкания понижают напряжение на первичной стороне четырехполюсника до такой величины, при которой ток короткого замыкания вторичной стороны был бы равен номинальному току $I_{2к} = I_2$. Поэтому напряжение и ток первичной стороны согласно выражениям (7.118) и (7.119):

$$\dot{U}_{1к} = B\dot{I}_2 \quad \text{и} \quad \dot{I}_{1к} = D\dot{I}_2.$$

Как и при опыте холостого хода, при опыте короткого замыкания по показаниям приборов можно записать напряжения и ток первичной стороны четырехполюсника в комплексной форме и по ним определить отношение

$$\frac{B}{D} = \frac{\dot{U}_{1к}}{\dot{I}_{1к}} = Z_{1к}. \quad (7.124)$$

Чтобы составить еще одно уравнение, связывающее постоянные четырехполюсника, последний питают со стороны вторичных зажимов, осуществляя холостой ход или короткое замыкание на первичных зажимах. Можно показать, что при замене первичных зажимов вторичными в общих уравнениях (7.118) и (7.119) четырехполюсника коэффициенты A и D поменяются местами. Тогда между напряжениями и токами сторон четырехполюсника будут иметь место следующие соотношения:

$$\begin{aligned} \dot{U}'_1 &= D\dot{U}'_2 + B\dot{I}'_2, \\ \dot{I}'_2 &= C\dot{U}'_2 + A\dot{I}'_2. \end{aligned}$$

Если на первичной стороне четырехполюсника сделать опыт холостого хода, у источника питания на вторичной стороне измерить ток I'_1 , напряжение U'_1 и мощность P'_1 , то по ним можно записать комплексные значения \dot{U}'_{10} и \dot{I}'_{10} и из уравнений

$$\dot{U}'_{10} = D\dot{U}'_2 \quad \text{и} \quad \dot{I}'_{10} = C\dot{U}'_2$$

найти отношение

$$\frac{D}{C} = \frac{\dot{U}'_{10}}{\dot{I}'_{10}} = Z_{20}. \quad (7.125)$$

Четвертым уравнением может быть уравнение (7.122), по которому $AD - BC = 1$.

Решая эту систему из четырех уравнений относительно постоянных четырехполюсника, получим:

$$\begin{aligned} A &= \frac{Z_{10}}{Z}, & B &= \frac{Z_{20}Z_{1к}}{Z}, \\ C &= \frac{1}{Z}, & D &= \frac{Z_{20}}{Z}. \end{aligned} \quad (7.126)$$

Знаменатель дробей

$$Z = \sqrt{(Z_{10} - Z_{1к})Z_{20}}.$$

§ 7.16. ПОНЯТИЕ О КРУГОВЫХ ДИАГРАММАХ ПРОСТЕЙШИХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Для наглядности исследований изменения тока в какой-либо цепи при изменении ее сопротивления и неизменном напряжении на входе строят геометрические места, по которым скользит конец вектора изменяющегося тока. Если геометрическим местом является окружность, то диаграмму называют *круговой диаграммой*.

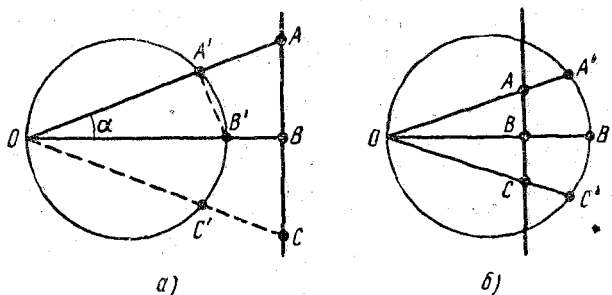


Рис. 7.22. Заданные прямые ABC и инверсные ей окружности $OA'B'C'O$

Построение круговых диаграмм основывается на использовании метода обращения (инверсии) кривых в декартовой и комплексной плоскостях.

При построении круговых диаграмм простейших электрических цепей можно ограничиться одной теоремой обращения, согласно которой кривая, обратная прямой, не проходящей через полюс инверсии, есть окружность, проходящая через полюс инверсии, диаметр которой лежит на перпендикуляре, опущенном из полюса инверсии на исходную прямую.

Если заданной прямой является прямая ABC (рис. 7.22,а) и требуется найти кривую, обратную этой прямой относительно полюса O , то для этого необходимо провести лучи OA , OB , OC и определить на них положение обратных точек A' , B' и C' . При

этом каждые две точки A и A' , B и B' , C и C' называются взаимобратными, или инверсными, если произведение их отрезков равно постоянной величине p , которую называют коэффициентом обращения:

$$OA \cdot OA' = OB \cdot OB' = OC \cdot OC' = p. \quad (7.127)$$

Пусть луч OB является перпендикуляром к прямой AB . Тогда треугольник OAB будет прямоугольным и его $\cos \alpha = \frac{OB}{OA}$. Но из уравнения (7.127) следует, что

$$\frac{OB}{OA} = \frac{OA'}{OB'}$$

Поэтому $\cos \alpha$ можно определить и отношением сторон $\frac{OA'}{OB'}$ треугольника $OB'A'$. Следовательно, этот треугольник является также прямоугольным, и геометрическим местом вершин прямого угла A' будет окружность.

Отметим, что диаметр OB' окружности и длина перпендикуляра OB , опущенного из точки O на прямую ABC , являются инверсными отрезками.

Если известны p и OB , то диаметр окружности согласно формуле (7.127)

$$OB' = \frac{OB}{p}$$

При $p = 1$ отрезок $OB' = OB$ и точка B' совпадает с точкой B .

При $p > 1$ точка B' лежит левее точки B и при $p < 1$ точка B' лежит правее точки B , как указано на рис. 7.22, б.

В качестве примера применения метода инверсии построим круговую диаграмму токов цепи, состоящей из последовательно соединенного постоянного активного сопротивления r и изменяющейся индуктивности L (рис. 7.23, а), если напряжение на входе U остается неизменным.

Возьмем оси координат (рис. 7.23, б) и по оси абсцисс отложим отрезок OB , выражающий в произвольном масштабе сопротивлений m_r активное сопротивление r . Из точки B восставим перпендикуляр к оси абсцисс и нанесем на нем в том же масштабе шкалу индуктивного сопротивления $AB \cdot m_r = x_L$. Отрезок OA в масштабе сопротивлений m_r выражает модуль полного сопротивления цепи z при заданном сопротивлении x_L . Геометрическим местом концов отрезков полного сопротивления является прямая AB , параллельная оси ординат. Ток цепи является величиной, обратной полному сопротивлению z , поэтому геометрическим местом концов отрезков тока является окружность. Диаметр этой окружности лежит на прямой, перпендикулярной к прямой AB , т. е. на оси абсцисс. Величину диаметра можно найти, руководствуясь тем, что

$$OB \cdot OB' = p.$$

Отрезок $OB = \frac{r}{m_r}$, а отрезок OB' выражает так называемый инверсный ток, определяемый из равенства

$$I_{\text{инв}} = OB' \cdot m_I.$$

С другой стороны, на основании закона Ома для цепи при $x_L = 0$ инверсный ток $I_{\text{инв}} = \frac{U}{r}$. Поэтому диаметр окружности может быть определен по величине $I_{\text{инв}}$, если задаться произвольным масштабом тока m_I .

После построения полуокружности $OA'B'$ для каждого значения индуктивного сопротивления $x_L = AB \cdot m_r$, проводим через точки O и A лучи, пересечение которых с окружностью определяет отрезок OA' , выражающий в масштабе m_I ток цепи $I = OA' \cdot m_I$. По мере увеличения индуктивного сопротивления от 0 до ∞ точка

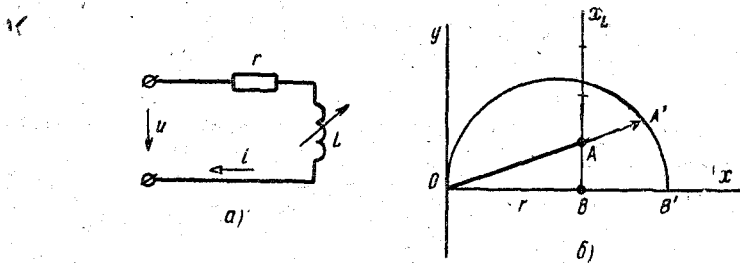


Рис. 7.23. Схема цепи с постоянным активным сопротивлением и изменяющейся индуктивностью (а) и ее круговая диаграмма токов (б)

A' перемещается от точки B' влево по полуокружности, приближаясь к точке O . При этом ток в цепи изменяется от величины инверсного тока $I_{\text{инв}} = I_{\text{к.з}} = \frac{U}{r}$, равного току короткого замыкания, до нуля (холостой ход).

Для получения не только величины, но и фазы тока обращение кривых производят на комплексной плоскости. Для построения круговой диаграммы в этом случае используют закон Ома в комплексной форме, направляя вектор напряжения на входе цепи по оси $+I$. Тогда

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{Z} = \frac{U}{Z}.$$

Для рассмотренной индуктивной цепи $Z = r + jx_L = ze^{i\varphi}$, поэтому прямая AB (рис. 7.24) является геометрическим местом концов отрезков комплексных полных сопротивлений цепи при разных значениях x_L . Как и в предыдущем случае, модуль тока выражается отрезком OA' . Но вектор комплексного тока

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{Z} = \frac{U}{ze^{i\varphi}} = Ie^{-i\varphi}$$

определяется отрезком OA'' , являющимся зеркальным изображением отрезка OA' .

Чтобы не находить каждый раз эти зеркальные изображения, верхнюю полуокружность совмещают с нижней и диаграмму начинают строить не с треугольника комплексного сопротивления Z , а с треугольника сопряженного с ним сопротивления, изменяя знак перед реактивным сопротивлением цепи на обратный. При этом $\dot{Z} = r - jx_L$.

В данном случае порядок построения круговой диаграммы рис. 7.25 будет таким. По оси $+1$ откладывают вектор \dot{U} и активное сопротивление $r = OB \cdot m_r$. Из точки B вправо на прямой, параллельной оси $-j$, наносят шкалу индуктивного сопротивления $x_L = AB \cdot m_r$.

Отрезок OB' , равный диаметру окружности, определяется инверсным током $I_{инв} = \frac{U}{r}$ и располагается по оси $+1$. Соединяя точки A и O лучом OA , находят пересечение продолжения этого луча с окружностью в точке A' , определяющей положение вектора тока для заданного значения x_L .

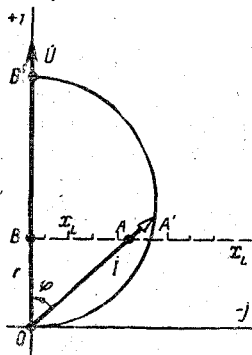


Рис. 7.25. Круговая диаграмма токов на комплексной плоскости для цепи с постоянным активным сопротивлением и изменяющейся индуктивностью

отрезком OC' . По мере увеличения сопротивления x_C ток возрастает и при $x_C = x_L$ равен наибольшему резонансному току, определяемому отрезком OB' . При дальнейшем увеличении величины x_C ток убывает, цепь работает как емкостный двухполюс-

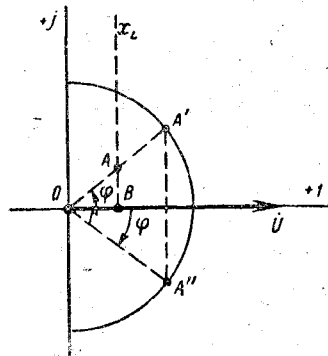


Рис. 7.24. Взаимообратные отрезки OA и OA' на комплексной плоскости

Если бы цепь состояла из последовательно соединенных активного сопротивления и емкости, то вся диаграмма переместилась бы от оси $+1$ влево и была бы расположена в первом квадранте комплексной плоскости.

На рис. 7.26,б построена круговая диаграмма токов цепи рис. 7.26,а. В этом случае $\dot{Z} = r - jx_L + jx_C$ и геометрическим местом концов изменяющегося сопротивления \dot{Z} является прямая $O'VA$, перпендикулярная к оси $+1$. Точка O' является начальной точкой шкалы изменяющегося емкостного сопротивления x_C .

При коротком замыкании конденсатора ток короткого замыкания определяется

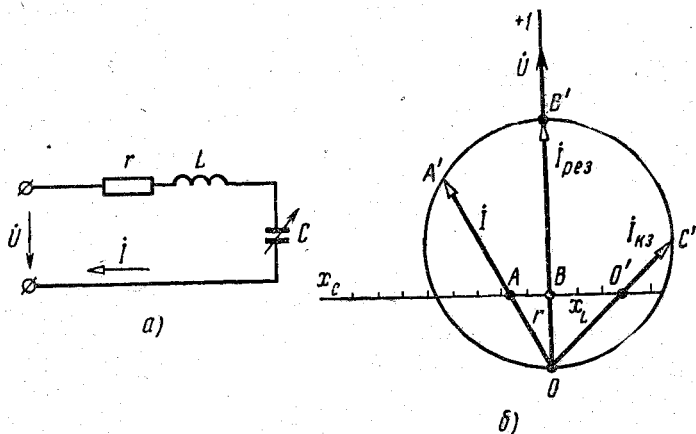


Рис. 7.26. Схема цепи, состоящей из последовательно соединенных элементов r , L и C (а), и ее круговая диаграмма токов (б)

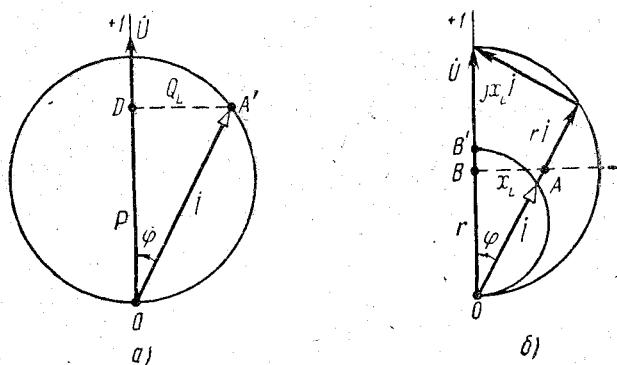


Рис. 7.27. Круговые диаграммы напряжений и мощностей

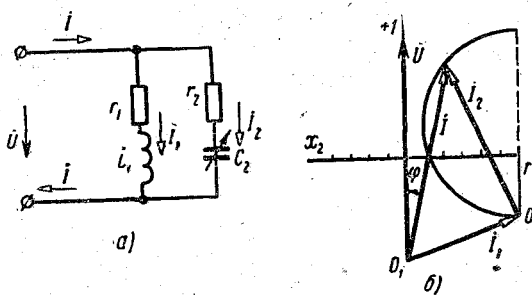


Рис. 7.28. Схема разветвленной цепи (а) и ее круговая диаграмма токов (б)

ник и точка A' скользит влево от точки B' , приближаясь к точке O (холостой ход).

Пользуясь круговой диаграммой, можно получить ряд данных без дополнительных вычислений. Например, проектируя вектор тока на вектор напряжения (рис. 7.27,а), можно получить отрезки активного и реактивного токов: $I_a = OD \cdot m_I$ и $I_p = DA' \cdot m_I$. Эти же отрезки в масштабе мощности $m_p = U \cdot m_I$ выражают активную и реактивную мощности цепи.

Если спроектировать вектор напряжения на векторы токов диаграммы, то можно получить активную и реактивную составляющие напряжения: $\dot{U}_r = r\dot{I}$ и $\dot{U}_L = jx_L\dot{I}$. Так как между векторами \dot{U}_r и \dot{U}_L угол сдвига фаз равен 90° , то геометрическим местом точек вершин этого угла является окружность, диаметр которой равен напряжению \dot{U} . Следовательно, если на векторе \dot{U} как на диаметре построить окружность (рис. 7.27,б), то пересечение с ней лучей, определяющих величину тока в цепи, дает точки вершины прямого угла между векторами \dot{U}_r и \dot{U}_L .

Пользуясь изложенным выше, можно построить круговую диаграмму токов простейшей разветвленной цепи рис. 7.28,а.

Для этого предварительно необходимо построить вектор неизменного тока \dot{I}_1 первой ветви (рис. 7.28,б) и в конце его поместить точку O , относительно которой строят круговую диаграмму тока \dot{I}_2 второй ветви. Вектор тока \dot{I} неразветвленного участка цепи находят как геометрическую сумму векторов токов отдельных участков:

$$\dot{I} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2.$$

Глава 8

ТРЕХФАЗНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ

§ 8.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ

Трехфазные цепи представляют собой частный случай многофазных цепей переменного тока. Многофазными цепями называется совокупность электрических цепей, в которых действуют синусоидальные э. д. с. одинаковой частоты, отличающиеся по фазе одна от другой и создаваемые одним источником энергии. Каждую из цепей, входящих в многофазную цепь, принято называть фазой. Цепи в зависимости от числа фаз называются *д в у х ф а з н ы м и*, *т р е х ф а з н ы м и*, *ш е с т и ф а з н ы м и* и т. п.

Наибольшее распространение в современной электроэнергетике получили трехфазные цепи. Это объясняется рядом их преимуществ, из которых можно отметить следующие: экономичность передачи энергии по сравнению с однофазными цепями; возможность сравнительно простого получения кругового вращающегося магнитного поля, необходимого для трехфазного асинхронного двигателя — одного из распространеннейших двигателей переменного тока; возможность получения в одной установке двух эксплуатационных напряжений — фазного и линейного.

Трехфазная цепь состоит из трех основных элементов: генератора, посредством которого механическая энергия преобразуется в электрическую с трехфазной системой э. д. с.; линии передачи со всем необходимым оборудованием; приемников (потребителей), которые могут быть как трехфазными (например, электродвигатели), так и однофазными (например, лампы накаливания).

Трехфазный генератор схематически изображен на рис. 8.1.

Каждая фаза обмотки генератора условно показана состоящей из одного витка. Витки сдвинуты относительно друг друга на угол 120° . Начала фаз обозначаются буквами *A*, *B*, *C*, а концы — *X*, *Y*, *Z*. Э. д. с. в неподвижных витках обмотки статора наводится в результате пересечения их магнитным полем вращающегося ротора. Это поле возбуждается обмоткой, питаемой постоянным

током, поэтому создается постоянная полярность полюсов ротора. При вращении ротора с равномерной скоростью в обмотках фаз

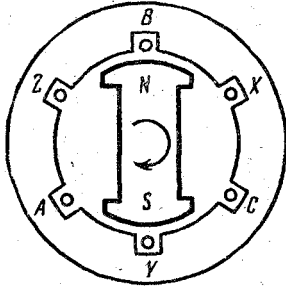


Рис. 8.1. Условное изображение трехфазного генератора

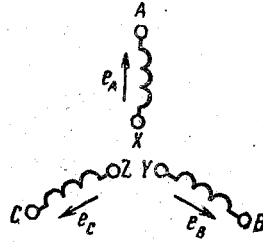


Рис. 8.2. Условное изображение обмотки статора трехфазного генератора

статора возникают периодически изменяющиеся э. д. с. одинаковой частоты, но отличающиеся друг от друга по фазе вследствие их пространственного смещения.

На схемах обмотку статора генератора условно изображают, как указано на рис. 8.2.

За положительное направление э. д. с. в каждой фазе принимают направление от конца к началу. Обычно наведенные в катушках э. д. с. имеют одинаковые амплитуды и сдвинуты по фазе относительно друг друга на один и тот же угол $\frac{2\pi}{3}$. Такая система э. д. с. называется симметричной. Кривые изменения э. д. с. симметричной системы показаны на рис. 8.3.

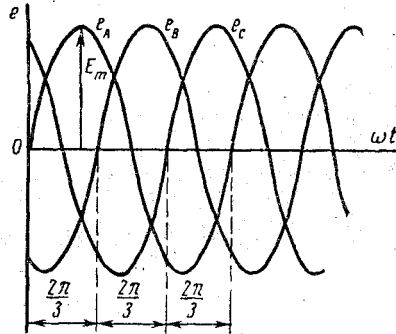


Рис. 8.3. Кривые мгновенных значений трехфазной симметричной системы э. д. с.

Если э. д. с. какой-либо отдельной фазы трехфазной симметричной обмотки, например фазы *A*, принять за исходную и считать ее начальную фазу равной нулю, то выражения мгновенных значений э. д. с. можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned}
 e_A &= E_m \sin \omega t, \\
 e_B &= E_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right), \\
 e_C &= E_m \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) = E_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right).
 \end{aligned}
 \tag{8.1}$$

Соответственно для комплексных действующих значений э. д. с. получим уравнения:

$$\dot{E}_A = E, \quad \dot{E}_B = Ee^{-j\frac{2\pi}{3}}, \quad \dot{E}_C = Ee^{-j\frac{4\pi}{3}} = Ee^{j\frac{2\pi}{3}}. \quad (8.2)$$

Указанную зависимость часто удобно выражать с помощью так называемого оператора поворота $a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$:

$$\dot{E}_A = E, \quad \dot{E}_B = a^2\dot{E}_A = a^2E, \quad \dot{E}_C = a\dot{E}_A = aE.$$

При этом следует иметь в виду, что для симметричной системы $a^2 + a + 1 = 0$.

Векторная диаграмма трехфазной симметричной системы э. д. с. показана на рис. 8.4. Систему э. д. с., в которой э. д. с. фазы *B* отстает по фазе от э. д. с. фазы *A*, а э. д. с. фазы *C* отстает по фазе от э. д. с. фазы *B*, называют системой прямой последовательности (рис. 8.4, а). Если изменить направление вращения ротора генератора, то последовательность фаз э. д. с. изменится и будет называться обратной (рис. 8.4, б).

Рис. 8.4. Векторные диаграммы трехфазной симметричной системы э. д. с.

Из векторных диаграмм рис. 8.4 следует, что для трехфазной симметричной системы в любой момент времени векторная сумма э. д. с. всех фаз равна нулю.

Последовательность фаз определяет направление вращения трехфазных двигателей, ее нужно учитывать при включении трехфазных генераторов на параллельную работу. Для определения последовательности фаз имеются специальные приборы — фазоуказатели.

В данной главе будут рассматриваться трехфазные цепи с прямой последовательностью фаз.

Если фазы обмотки статора электрически не соединены между собой, то они образуют несвязанную трехфазную цепь. В этом случае каждая из фаз соединена двумя проводами с приемником (рис. 8.5).

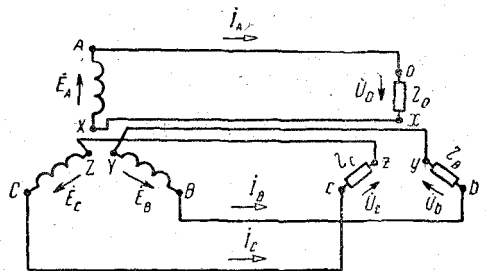
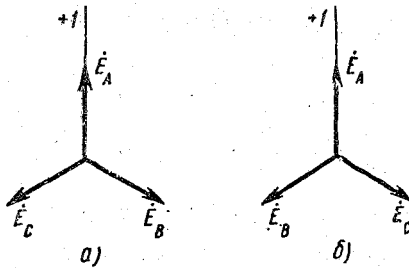


Рис. 8.5. Схема несвязанной шестипроводной трехфазной цепи

Несвязанные цепи не получили широкого применения вследствие их неэкономичности, вызванной большим числом проводов, соединяющих генератор и приемники. Так, в трехфазной несвязанной системе таких проводов будет шесть, а в шестифазной — двенадцать.

Более совершенными и экономичными являются связанные цепи, в которых фазы обмотки электрически соединены между собой. В дальнейшем будут рассматриваться связанные трехфазные цепи с соединением фаз обмоток в звезду или в треугольник, разработанные и внедренные в практику М. О. Доливо-Добровольским в начале 90-х годов прошлого века.

§ 8.2. ЧЕТЫРЕХПРОВОДНАЯ ЦЕПЬ. СОЕДИНЕНИЕ В ЗВЕЗДУ

При соединении фаз обмоток генератора в звезду их концы X , Y , Z соединяют в одну общую точку O или N , называемую нейтральной точкой (или нейтралью) генератора (рис. 8.6).

Соответственно общая точка соединения концов фаз обмоток приемника — нейтральная точка приемника O_1 или n . Провода, соединяющие начала фаз обмоток генератора и приемника, называются линейными; провод, соединяющий нейтральные точки генератора и приемника, называется нейтральным. Цепь, изображенная на рис. 8.6, носит название четырехпроводной.

Напряжения между началом и концом каждой фазы генератора называют фазными, а напряжения между началами фаз — линейными. На практике часто пренебрегают внутренним сопротивлением фаз генератора, поэтому фазные напряжения U_A , U_B и U_C считают численно равными фазным э. д. с. и изображают их симметричной системой векторов (рис. 8.7).

За условно положительное направление фазных напряжений принимают направление от начала к концу фаз обмоток.

Достоинством четырехпроводной цепи является возможность использования двух напряжений генератора: фазного, когда приемники включены между линейными и нейтральными проводами (см. рис. 8.6), и линейного, когда приемники включены между линейными проводами.

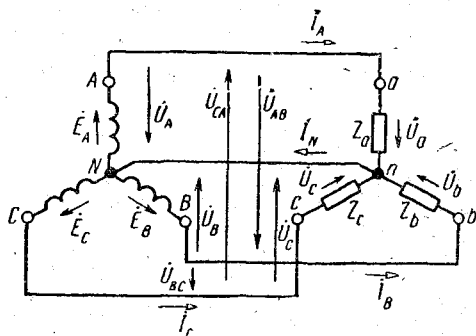


Рис. 8.6. Схема четырехпроводной трехфазной цепи

По аналогии с фазными и линейными напряжениями различают также фазные и линейные токи. **Фазные** — это токи в фазах генератора и приемников, **линейные** — токи в линейных проводах. При соединении в звезду фазные и линейные токи одинаковы: $I_{\phi} = I_{\text{л}}$ (см. рис. 8.6).

Напряжения между линейными проводами, или напряжения между началами фаз генератора, называются **линейными**.

При измерении линейных напряжений вольтметрами принято считать условно положительное направление тока в вольтметрах по часовой стрелке, как указано на рис. 8.7,а. В этом случае вольтметры измеряют напряжения U_{AB} , U_{BC} и U_{CA} , значения

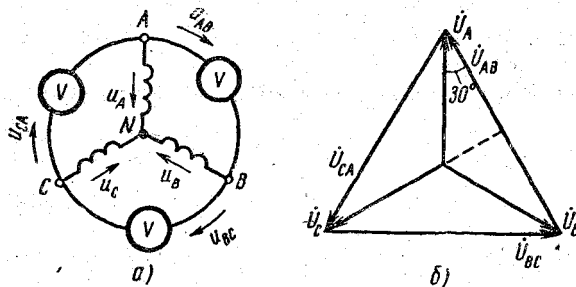


Рис. 8.7. Топографическая векторная диаграмма напряжений четырехпроводной симметричной трехфазной цепи, соединенной в звезду

которых могут быть определены из уравнений, составленных по второму закону Кирхгофа для трех замкнутых контуров:

$$\begin{aligned} u_{AB} + u_B - u_A &= 0, & u_{BC} + u_C - u_B &= 0, \\ u_{CA} + u_A - u_C &= 0, \\ u_{AB} &= u_A - u_B, & u_{BC} &= u_B - u_C, \\ u_{CA} &= u_C - u_A. \end{aligned}$$

Поэтому комплексные действующие значения линейных напряжений связаны с комплексными действующими значениями фазных напряжений следующими уравнениями:

$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_A - \dot{U}_B, \quad \dot{U}_{BC} = \dot{U}_B - \dot{U}_C, \quad \dot{U}_{CA} = \dot{U}_C - \dot{U}_A. \quad (8.3)$$

Отметим, что уравнения (8.3) позволяют определить значения линейных напряжений по известным фазным напряжениям как для симметричной, так и для несимметричной систем напряжений.

В соответствии с этими уравнениями на рис. 8.7,б построена топографическая векторная диаграмма линейных напряжений (стрелки положительных направлений линейных напряжений на схеме указаны на рис. 8.6).

Из диаграммы видно, что для симметричной системы напряжений линейные напряжения представляются тремя векторами, сдвинутыми относительно друг друга по фазе на 120° *. Если свести эти три вектора в звезду, то она будет опережать звезду фазных напряжений на угол 30° , как указано на рис. 8.7,б. Величина каждого из векторов линейного напряжения будет в $\sqrt{3}$ раз больше величины вектора фазного напряжения:

$$U_{\text{л}} = \sqrt{3} U_{\text{ф}}. \quad (8.4)$$

Предусмотренные ГОСТом номинальные напряжения для цепей низкого напряжения: $U_{\text{л}} = 380$ в и $U_{\text{ф}} = 220$ в; $U_{\text{л}} = 220$ в и $U_{\text{ф}} = 127$ в — связаны между собой указанным соотношением.

Расчет токов в фазах нагрузки и нейтральном проводе, если пренебречь сопротивлениями линейных и нейтральных проводов, осуществляется на основе следующих соотношений (см. рис. 8.6):

$$\begin{aligned} I_A &= \frac{\dot{U}_A}{Z_a}, & I_B &= \frac{\dot{U}_B}{Z_b}, & I_C &= \frac{\dot{U}_C}{Z_c}, \\ I_N &= I_A + I_B + I_C. \end{aligned} \quad (8.5)$$

Угол сдвига фаз тока по отношению к напряжению определяется характером нагрузки. Нагрузка называется с и м м е т р и ч н о й, если комплексные сопротивления фаз равны между собой:

$$Z_a = Z_b = Z_c = ze^{j\varphi}.$$

Если это условие не выполняется, то нагрузка будет н е с и м м е т р и ч н о й; при этом она может быть р а в н о м е р н о й, если $z_a = z_b = z_c = z$, или однородной, если $\varphi_a = \varphi_b = \varphi_c$.

Сопротивление нейтрального провода обычно значительно меньше сопротивления фаз приемника, поэтому часто пренебрегают падением напряжения в нейтральном проводе и считают фазные напряжения приемника симметричными и соответственно равными по величине и по фазе напряжениям генератора.

При несимметричной нагрузке токи в фазах будут различны, но благодаря нейтральному проводу напряжение на каждой фазе приемника при изменениях нагрузки практически остается неизменным и равным фазному напряжению генератора. Следовательно, нейтральный провод обеспечивает симметрию фазных напряжений приемника при несимметричной нагрузке. Поэтому в четырехпроводную сеть включают однофазные несимметричные нагрузки (например, лампы накаливания), и режим работы каждой фазы

* Следует различать направление стрелок на схеме, указывающих условно положительное направление линейных напряжений, и направление векторов на векторной диаграмме. Так, очевидно, вектор $\dot{U}_{AB} = \dot{U}_A - \dot{U}_B$ должен быть направлен к точке А.

нагрузки, находящейся под неизменным фазным напряжением генератора, не будет зависеть от режима работы других фаз.

На рис. 8.8 показана схема осветительной сети жилого дома при соединении фаз нагрузки в звезду.

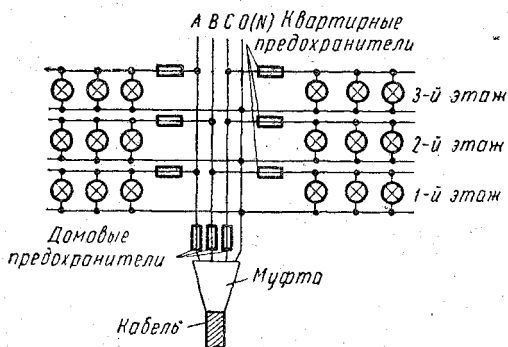


Рис. 8.8. Схема четырехпроводной осветительной сети жилого дома при соединении фаз нагрузки в звезду

Для этого определяют напряжение $\dot{U}_{O,0} = \dot{U}_{nN} = \dot{U}_N$ между узлами, которое в трехфазных цепях называют напряжением относительно нейтрали:

$$\dot{U}_{nN} = \dot{U}_N = \frac{Y_a \dot{U}_A + Y_b \dot{U}_B + Y_c \dot{U}_C}{Y_a + Y_b + Y_c + Y_N}, \quad (8.6)$$

где $Y_a = \frac{1}{Z_a}$, $Y_b = \frac{1}{Z_b}$, $Y_c = \frac{1}{Z_c}$, $Y_N = \frac{1}{Z_N}$ — комплексные проводимости фаз нагрузки и нейтрального провода.

Зная величину \dot{U}_N , можно построить топографическую диаграмму уже известных напряжений \dot{U}_A , \dot{U}_B , \dot{U}_C и \dot{U}_N (как показано на рис. 8.10) и провести на ней векторы фазных напряжений нагрузки \dot{U}_a , \dot{U}_b , \dot{U}_c .

Комплексные значения этих напряжений можно определить, пользуясь соотношениями:

$$\dot{U}_a = \dot{U}_A - \dot{U}_N, \quad \dot{U}_b = \dot{U}_B - \dot{U}_N, \quad \dot{U}_c = \dot{U}_C - \dot{U}_N. \quad (8.7)$$

Зная напряжение на нагрузке, можно определить фазные токи:

$$\begin{aligned} \dot{I}_A = \dot{I}_a &= \frac{\dot{U}_a}{Z_a} = Y_a \dot{U}_a, \\ \dot{I}_B = \dot{I}_b &= \frac{\dot{U}_b}{Z_b} = Y_b \dot{U}_b, \\ \dot{I}_C = \dot{I}_c &= \frac{\dot{U}_c}{Z_c} = Y_c \dot{U}_c. \end{aligned}$$

Ток в нейтральном проводе

$$I_N = \frac{\dot{U}_N}{Z_N} = Y_N \dot{U}_N.$$

Правильность расчета можно проверить по формуле

$$I_N = I_a + I_b + I_c. \quad (8.8)$$

Из формулы (8.6) следует, что при увеличении сопротивления нейтрального провода эффективность его использования умень-

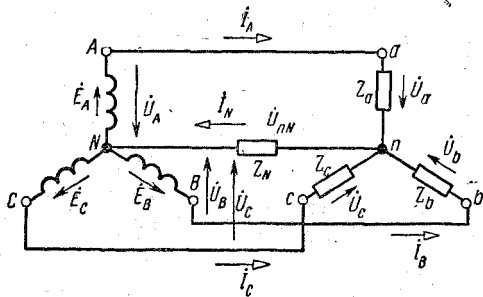


Рис. 8.9. Схема четырехпроводной трехфазной цепи при учете сопротивления нейтрального провода

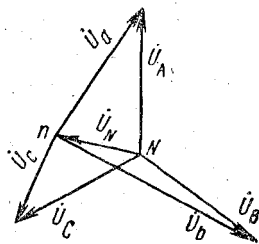


Рис. 8.10. Топографическая векторная диаграмма напряжений при учете напряжения относительно нейтрали

шается: чем больше величина \dot{U}_N , тем больше фазные напряжения приемника отличаются от фазных напряжений генератора. В случае обрыва нейтрального провода ($Y_N = 0$) при несимметричной нагрузке величина \dot{U}_N будет максимальной. По этой причине обычно плавкий предохранитель не включают в нейтральный провод: при перегорании предохранителя на фазах нагрузки могут возникнуть значительные перенапряжения.

§ 8.3. ТРЕХПРОВОДНАЯ ЦЕПЬ. СОЕДИНЕНИЕ В ЗВЕЗДУ И ТРЕУГОЛЬНИК

При соединении в звезду фаз симметричной нагрузки токи в фазах будут одинаковыми по величине. Угол сдвига фаз токов по отношению к соответствующим напряжениям будет один и тот же, т. е. векторы токов образуют симметричную систему (рис. 8.11).

В этом случае ток в нейтральном проводе отсутствует:

$$I_N = I_A + I_B + I_C = 0,$$

поэтому необходимость в нем отпадает. Трехфазная цепь без нейтрального провода называется трехпроводной (рис. 8.12).

Очевидно, что при симметричной нагрузке напряжение

$$\dot{U}_N = \frac{Y(\dot{U}_A + \dot{U}_B + \dot{U}_C)}{3Y} = 0,$$

так как

$$Y_a = Y_b = Y_c = Y \text{ и } \dot{U}_A + \dot{U}_B + \dot{U}_C = 0.$$

Для определения токов при симметричной нагрузке достаточно рассчитать только одну из фаз, входящих в трехфазную цепь.

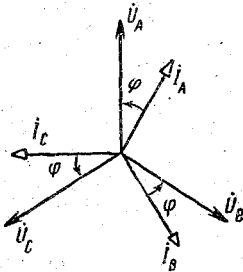


Рис. 8.11. Векторная диаграмма напряжений и токов трехпроводной симметричной трехфазной цепи

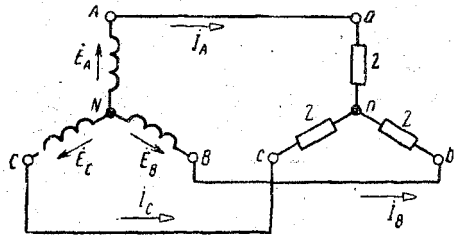


Рис. 8.12. Схема трехпроводной трехфазной цепи, соединенной в звезду

Так как каждая фаза реальной симметричной трехфазной цепи составляется из одинаковых элементов, то часто такие цепи изображаются однолинейными. На однолинейной схеме (рис. 8.13)

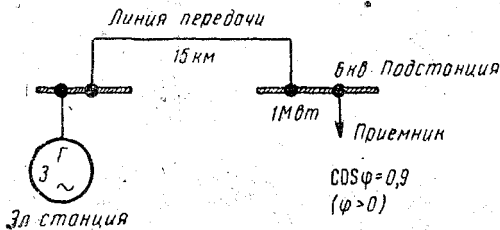


Рис. 8.13. Однолинейная схема трехфазной симметричной цепи

указываются величины, характеризующие только одну фазу.

В трехпроводную цепь при соединении нагрузки звездой включаются симметричные трехфазные приемники: электрические двигатели, электрические печи и др.

Кроме соединения в звезду, широкое применение получили трехпроводные трехфазные цепи с соединением приемников в треугольник. Если три фазы приемника с фазными сопротивлениями Z_{ab} , Z_{bc} , Z_{ca} включить непосредственно между линейными проводами трехпроводной цепи, то получим соединение приемников в треугольник (рис. 8.14).

Из схемы рис. 8.14 видно, что если пренебречь сопротивлениями линейных проводов, то независимо от характера нагрузки

напряжение на каждой фазе приемника равно линейному напряжению, т. е. $U_{\phi} = U_{л}$, но фазные и линейные токи (в отличие от схемы соединения в звезду) не равны между собой. Принятым условно положительным направлениям линейных напряжений соответствуют условно положительные направления фазных токов, как указано на рис. 8.14. Если напряжения и сопротивления фаз нагрузки заданы, то фазные токи определяются по формулам:

$$\begin{aligned} I_{ab} &= \frac{U_{ab}}{Z_{ab}}, & I_{bc} &= \frac{U_{bc}}{Z_{bc}}, \\ I_{ca} &= \frac{U_{ca}}{Z_{ca}}. \end{aligned} \quad (8.9)$$

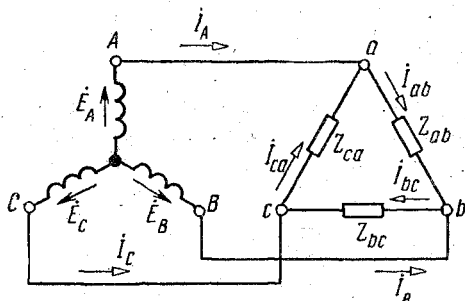


Рис. 8.14. Схема трехпроводной трехфазной цепи при соединении фаз нагрузки в треугольник

Линейные токи определяются по фазным токам из уравнений, составленных по первому закону Кирхгофа для узлов a , b и c :

$$I_A = I_{ab} - I_{ca}, \quad I_B = I_{bc} - I_{ab}, \quad I_C = I_{ca} - I_{bc}. \quad (8.10)$$

Из уравнений (8.10) следует, что любой из линейных токов равен геометрической разности токов тех двух фаз нагрузки, ко-

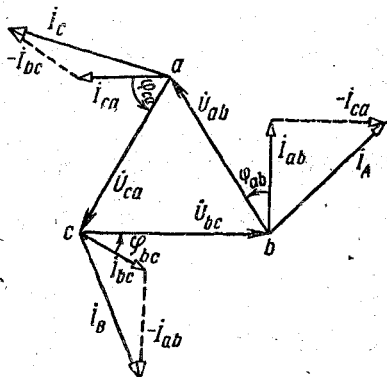


Рис. 8.15. Топографическая векторная диаграмма напряжений и токов трехпроводной цепи при соединении фаз нагрузки в треугольник

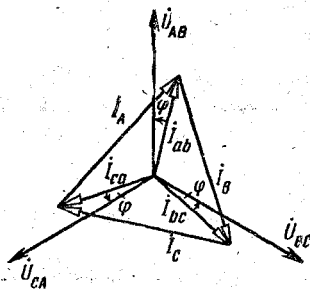


Рис. 8.16. Векторная диаграмма напряжений и токов при симметричной нагрузке, соединенной в треугольник

торые соединяются с данным линейным проводом, как указано на топографической диаграмме рис. 8.15.

Из уравнений (8.10) также следует, что независимо от характера нагрузки геометрическая сумма линейных токов в трехпро-

водной цепи равна нулю:

$$I_A + I_B + I_C = 0. \quad (8.11)$$

При симметричной нагрузке ($Z_{ab} = Z_{bc} = Z_{ca}$) фазные токи равны по величине и углы сдвига фаз токов по отношению к соответствующим фазным напряжениям одинаковы (рис. 8.16).

В этом случае соотношение между линейными и фазными токами аналогично соотношению между линейными и фазными напряжениями при соединении в звезду:

$$I_L = \sqrt{3} I_\Phi. \quad (8.12)$$

Расчет токов производится для одной фазы:

$$I_\Phi = \frac{U_\Phi}{Z_\Phi} \text{ и } I_L = \sqrt{3} I_\Phi.$$

При несимметричной нагрузке расчет фазных и линейных токов проводится по формулам (8.9) и (8.10), но при этом фазные и линейные токи уже не образуют симметричной системы векторов.

Важной особенностью соединения фаз нагрузки в треугольник является то, что при изменении сопротивления одной из фаз будут изменяться только ток данной фазы и линейные токи в проводах, соединенных с этой фазой. Режим работы других фаз останется неизменным, так как линейные напряжения генератора постоянны.

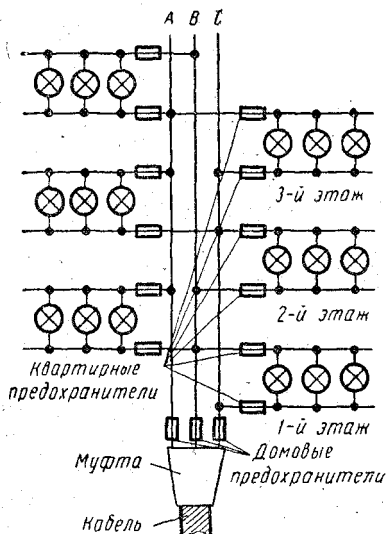


Рис. 8.17. Схема трехпроводной осветительной сети жилого дома при соединении фаз нагрузки в треугольник

Поэтому схема соединения в треугольник широко используется для включения несимметричной однофазной нагрузки, в частности ламп накаливания. На рис. 8.17 показана схема осветительной сети жилого дома при соединении фаз нагрузки в треугольник.

Что касается симметричных трехфазных приемников, то их можно включить в трехпроводную цепь либо в звезду, либо в треугольник — это значительно расширяет область применения таких приемников. Так, на щитках многих трехфазных электродвигателей указывается два напряжения (например, 380/220 в) и имеется шесть выводов; если линейное напряжение сети $U_L = 380$ в, то двигатель включается в звезду и $U_\Phi = 220$ в, если имеется сеть с $U_L = 220$ в, то двигатель включается в треугольник и $U_\Phi = U_L = 220$ в. Очевидно, что и лампы накаливания можно вклю-

чать или в четырехпроводную цепь звездой, или в трехпроводную цепь треугольником в зависимости от номинальных данных и напряжения сети.

При расчетах трехфазных цепей наиболее общей схемой соединения приемников является звезда, так как любая схема соединения может быть сведена к звезде путем обычных преобразований.

Трехфазные приемники, как правило, подключаются не к зажимам источников э. д. с., а непосредственно в сеть (рис. 8.18).

При этом предполагается, что заданные фазные или линейные напряжения генератора симметричны и их можно рассматривать как напряжения эквивалентного источника э. д. с. бесконечно большой мощности.

Следует иметь в виду, что в треугольник могут соединяться и фазы обмоток источников питания — генераторов или трансформаторов. Так, если объединить зажимы фаз генератора: $X - B$, $Y - C$ и $Z - A$, то получится соединение в треугольник (рис. 8.19).

При этом фазы генератора оказываются соединенными последовательно. Соединение фаз генератора в замкнутый треугольник не равносильно их короткому замыканию (как это имело бы место при подобном соединении источников постоянного тока), так как при симметричной системе э. д. с. для любого момента времени $e_A + e_B + e_C = 0$, поэтому при холостом ходе ток в обмотке генератора не возникает. Однако на практике фазы трехфазных генераторов предпочитают соединять в звезду по двум основным соображениям: 1) при соединении в треугольник для создания заданного линейного напряжения фазы генератора должны рассчитываться на напряжение в $\sqrt{3}$ больше, чем при соединении в звезду, что приводит к

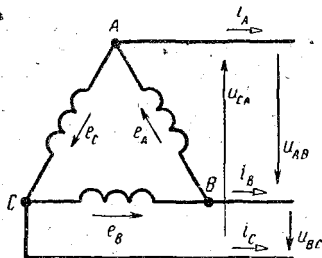


Рис. 8.19. Схема соединения фаз генератора в треугольник

увеличению размеров и стоимости генератора; 2) в случае отклонения э. д. с. генератора от синусоидальной формы вследствие наличия высших гармоник сумма мгновенных значений э. д. с. не будет равна нулю и в обмотке генератора при отсутствии нагрузки возникнут токи, которые вызовут нагревание обмотки и снижение к. п. д. генератора. К трансформаторам последнее обстоятельство не имеет отношения, поэтому обмотки трехфазных

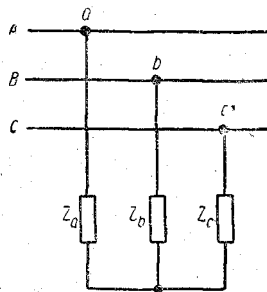


Рис. 8.18. Схема включения трехфазных приемников непосредственно в сеть

трансформаторов (в частности, обмотки низшего напряжения) нередко соединяют в треугольник.

Что касается приемников, то при любом способе соединения обмоток источника питания они могут включаться либо в звезду, либо в треугольник в зависимости от номинальных значений напряжений генератора и приемников, а также условий их работы.

§ 8.4. МОЩНОСТЬ ТРЕХФАЗНОЙ ЦЕПИ

В трехфазных цепях, так же как и в однофазных, пользуются понятиями активной, реактивной и полной мощностей. Но в цепях переменного тока мгновенная мощность является функцией времени и изменяется с двойной частотой (см. гл. 7). Мгновенная мощность симметричной трехфазной цепи остается неизменной во времени.

Многофазные, в частности трехфазные системы, мощность которых является величиной постоянной, не зависящей от времени, называются *уравновешенными*.

Как указывалось, любую схему соединения нагрузки трехфазной цепи можно привести путем преобразования к схеме соединения в звезду. Из векторной диаграммы напряжений и токов для такой цепи (рис. 8.20) следует, что активная мощность каждой фазы, например фазы *a*, определяется из соотношения

$$P_a = U_a I_a \cos \varphi_a.$$

Рис. 8.20. Векторная диаграмма напряжений и токов для любой схемы соединения нагрузки, преобразованной в звезду

Следовательно, активная мощность трехфазной цепи равна сумме активных мощностей отдельных фаз:

$$P = P_a + P_b + P_c.$$

Реактивная мощность трехфазной цепи равна алгебраической сумме реактивных мощностей отдельных фаз:

$$Q = Q_a + Q_b + Q_c.$$

Полная мощность трехфазной цепи

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

Для симметричной трехфазной цепи

$$P = 3P_\phi = 3U_\phi I_\phi \cos \varphi_\phi. \quad (8.13)$$

При расчетах трехфазных цепей удобно пользоваться линейными значениями напряжений и токов. Так как при соединении в звезду

$$U_{\phi} = \frac{U_{\lambda}}{\sqrt{3}} \quad \text{и} \quad I_{\phi} = I_{\lambda},$$

а при соединении в треугольник

$$U_{\phi} = U_{\lambda} \quad \text{и} \quad I_{\phi} = \frac{I_{\lambda}}{\sqrt{3}},$$

то независимо от схемы соединения фаз приемника активная мощность потребления энергии симметричной трехфазной цепи

$$P = \sqrt{3} U_{\lambda} I_{\lambda} \cos \varphi_{\phi}.$$

Обычно индексы «л» и «ф» не указываются, и формула принимает вид

$$P = \sqrt{3} UI \cos \varphi. \quad (8.14)$$

Аналогично определяются реактивная и полная мощности симметричной трехфазной цепи:

$$Q = \sqrt{3} UI \sin \varphi, \quad (8.15)$$

$$S = \sqrt{3} UI. \quad (8.16)$$

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ НЕСИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

§ 9.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ

В предыдущих главах рассматривались электрические цепи синусоидальных токов. Однако часто встречаются случаи, когда в электрических цепях возникают несинусоидальные, периодически изменяющиеся напряжения и токи. Причиной искажения формы кривой тока при синусоидальном напряжении является наличие нелинейных элементов в электрической цепи. Несинусоидальные токи возникают также в линейных цепях, если к ним подведено несинусоидальное напряжение.

В настоящей главе рассматриваются линейные электрические цепи при воздействии на них несинусоидальных напряжений (э. д. с.), представляющих собой периодические функции времени; которые могут быть разложены в тригонометрический ряд (ряд Фурье).

Напомним, что несинусоидальную кривую можно разложить в ряд Фурье вида

$$f(x) = A_0 + A_1 \sin(x + \psi_1) + A_2 \sin(2x + \psi_2) + \dots + A_k \sin(kx + \psi_k) + \dots,$$

где

A_0 — постоянная составляющая;

A_1 — амплитуда основной, или первой, гармоники, имеющей период, равный периоду данной несинусоидальной кривой;

A_2, A_k — амплитуды высших гармоник;

$x = \omega t$ — переменная составляющая аргумента синусоид;

ψ_1, ψ_2, ψ_k — начальные фазы соответствующих гармоник.

Первый этап анализа несинусоидальных цепей сводится к разложению заданной несинусоидальной кривой в ряд, из которого затем берется ограниченное число первых членов в зависимости от целей расчета.

Как будет показано далее, после этого расчет несинусоидальной цепи сводится к известным методам расчета цепей постоянного и синусоидального токов.

§ 9.2. ЧАСТНЫЕ СЛУЧАИ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ КРИВЫХ

Напомним некоторые соотношения, известные из математики, которые устанавливают связь между характером симметрии ана-

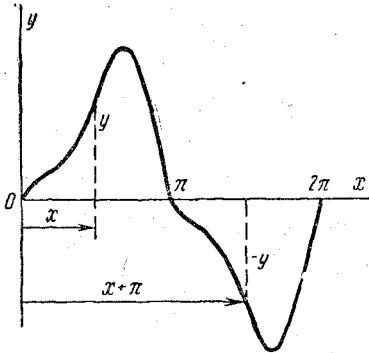


Рис. 9.1. Несинусоидальная кривая, симметричная относительно оси абсцисс

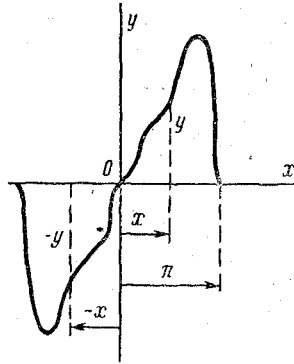


Рис. 9.2. Несинусоидальная кривая, симметричная относительно начала координат

лизируемой несинусоидальной кривой и структурой ряда, получаемого при ее разложении.

1. Если среднее значение ординат кривой за период равно нулю, то в ряд не входит постоянная составляющая ($A_0 = 0$).

2. Если кривая симметрична относительно оси абсцисс (рис. 9.1)

$$f(x) = -f(x + \pi),$$

то в ряд не входят постоянная составляющая и четные гармоники:

$$f(x) = A_1 \sin(x + \psi_1) + A_3 \sin(3x + \psi_3) + A_5 \sin(5x + \psi_5) + \dots$$

3. Если кривая симметрична относительно начала координат (рис. 9.2) и $f(x) = -f(-x)$, то ряд не содержит постоянного члена и состоит из четных и нечетных гармоник, начальные фазы которых равны нулю:

$$f(x) = A_1 \sin x + A_2 \sin 2x + A_3 \sin 3x + \dots$$

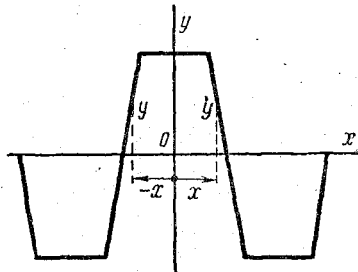


Рис. 9.3. Трапеция, симметричная относительно оси ординат

4. Если кривая симметрична относительно оси ординат (рис. 9.3) и $f(x) = f(-x)$, то ряд содержит четные и нечетные косинусоиды:

$$f(x) = A_1 \cos x + A_2 \cos 2x + A_3 \cos 3x + \dots$$

§ 9.3. ПРИМЕРЫ АНАЛИТИЧЕСКОГО РАЗЛОЖЕНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКИХ ФУНКЦИЙ В РЯД ФУРЬЕ

Разложение трапеции

Трапеция рис. 9.4 симметрична относительно оси абсцисс и начала координат. Следовательно, в соответствии с пп. 2 и 3 предыдущего параграфа для нее ряд будет состоять лишь из нечетных синусоид:

$$f(x) = \frac{4B}{\pi\alpha} \left(\sin \alpha \sin x + \frac{1}{3^2} \sin 3\alpha \sin 3x + \frac{1}{5^2} \sin 5\alpha \sin 5x + \dots \right). \quad (9.1)$$

Если $\alpha = \frac{\pi}{k}$, то ряд не будет содержать гармоник, кратных k . Например, если $\alpha = 60^\circ$, то ряд не будет содержать гармоник, кратных трем.

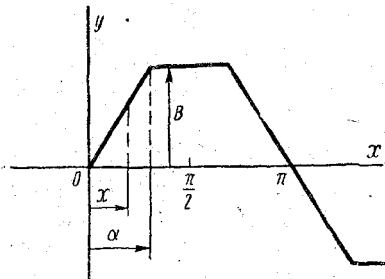


Рис. 9.4. Трапеция, симметричная относительно оси абсцисс и начала координат.

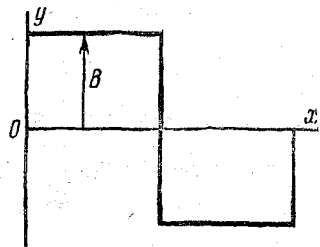


Рис. 9.5. График периодической изменяющейся величины, у которой изменяется знак, но сохраняется неизменное значение.

Указанное обстоятельство имеет большое практическое значение и учитывается, например, при распределении обмоток электрических машин по внутренней поверхности статора, позволяя получить желаемую форму распределения магнитной индукции в воздушном зазоре между статором и ротором, что оказывает влияние на форму кривой э. д. с. в машинах.

Частным случаем трапеции является прямоугольная кривая (рис. 9.5), ряд которой имеет следующий вид:

$$f(x) = \frac{4B}{x} \left(\sin x + \frac{1}{3} \sin 3x + \frac{1}{5} \sin 5x + \dots \right). \quad (9.2)$$

Следует отметить, что вид ряда какой-либо кривой зависит от выбора начала координат, так как это влияет на характер симметрии. Например, трапеция рис. 9.4 симметрична относительно оси абсцисс ($y_x = -y_{(x+\pi)}$) и начала координат ($y_x = -y_{-x}$), но несимметрична относительно оси ординат. Следовательно, многочлен разложения для нее будет состоять только из нечетных синусоид. Трапеция рис. 9.3 симметрична относительно оси ординат ($f(x) = f(-x)$), поэтому многочлен разложения для нее будет состоять только из нечетных и четных косинусоид.

Разложение выпрямленных синусоид

Часто в измерительной технике, в автоматике, а также в промышленных установках приходится встречаться с необходимостью выпрямления переменного тока. Такое выпрямление осуществляется с помощью полупроводниковых, ионных или электронных выпрямителей и может быть для однофазного тока однополупериодным и двухполупериодным.

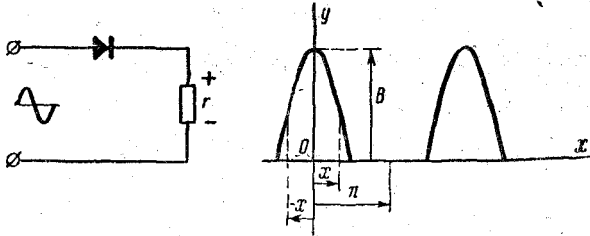


Рис. 9.6. Схема однополупериодного выпрямления и график выпрямленного напряжения или тока

Схема однополупериодного выпрямления и график выпрямленного напряжения или тока даны на рис. 9.6.

Выпрямленная кривая симметрична относительно оси ординат, поэтому согласно п. 4 предыдущего параграфа ряд не будет содержать синусоид.

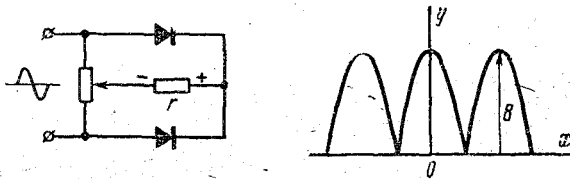


Рис. 9.7. Принципиальная схема двухполупериодного выпрямления и график выпрямленного напряжения или тока

Ряд не содержит нечетных гармоник, кроме первой, а знаки высших гармоник чередуются:

$$f(x) = \frac{B}{\pi} \left(1 + \frac{\pi}{2} \cos x + \frac{2}{1 \cdot 3} \cos 2x - \frac{2}{3 \cdot 5} \cos 4x + \frac{2}{5 \cdot 7} \cos 6x - \dots \right). \quad (9.3)$$

На рис. 9.7 приведены принципиальная схема и график двухполупериодного выпрямления.

Ряд для выпрямленной кривой в этом случае можно получить, складывая уравнение (9.3) с таким же уравнением, в котором аргумент увеличен на π :

$$f(x) = \frac{2B}{\pi} \left(1 + \frac{2}{1 \cdot 3} \cos 2x - \frac{2}{3 \cdot 5} \cos 4x + \dots \right). \quad (9.4)$$

§ 9.4. ДЕЙСТВУЮЩИЕ ЗНАЧЕНИЯ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ ТОКОВ
И НАПРЯЖЕНИЙ. СРЕДНЕЕ ЗНАЧЕНИЕ МОЩНОСТИ
В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ НЕСИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

При расчетах электрических цепей с несинусоидальными напряжениями и токами, так же как и при расчетах цепей синусоидального тока, оперируют с действующими значениями величин. Действующие значения непосредственно учитывают электромагнитные, электродинамические, тепловые и электростатические измерительные приборы.

Положим, что несинусоидальный ток выражается многочленом

$$i = I_0 + I_{1m} \sin(\omega t + \psi_1 - \varphi_1) + I_{2m} \sin(2\omega t + \psi_2 - \varphi_2) + \\ + I_{3m} \sin(3\omega t + \psi_3 - \varphi_3) + \dots + I_{nm} \sin(n\omega t + \psi_n - \varphi_n).$$

Действующее значение тока определяется соотношением

$$I^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt \quad \text{или} \quad I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}. \quad (9.5)$$

Тогда

$$I^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [I_0 + I_{1m} \sin(\omega t + \psi_1 - \varphi_1) + I_{2m} \sin(2\omega t + \psi_2 - \varphi_2) + \\ + I_{3m} \sin(3\omega t + \psi_3 - \varphi_3) + \dots + I_{nm} \sin(n\omega t + \psi_n - \varphi_n)]^2 dt. \quad (9.6)$$

После возведения в квадрат подынтегрального выражения интеграл формулы (9.6) представляется в виде суммы:

$$\frac{1}{T} \int_0^T I_0^2 dt + \sum_{k=1}^n \frac{1}{T} \int_0^T I_{km}^2 \sin^2(k\omega t + \psi_k - \varphi_k) dt + \\ + \sum_{k=1}^n \frac{1}{T} \int_0^T 2I_0 I_{km} \sin(k\omega t + \psi_k - \varphi_k) dt + \\ + \sum_{k=1}^n \sum_{l=1}^n \frac{1}{T} \int_0^T 2I_{km} I_{lm} \sin(k\omega t + \psi_k - \varphi_k) \sin(l\omega t + \psi_l - \varphi_l) dt.$$

Рассмотрим, какое значение имеют члены полученной суммы:

$$1) \dots \frac{1}{T} \int_0^T I_0^2 dt = I_0^2,$$

$$2) \dots \frac{1}{T} \int_0^T I_{km}^2 \sin^2(k\omega t + \psi_k - \varphi_k) dt = \frac{I_{km}^2}{2} = I_k^2,$$

где I_k — действующее значение k -й гармоники тока;

$$3) \dots \frac{1}{T} \int_0^T 2I_0 I_{km} \sin(k\omega t + \psi_k - \varphi_k) dt = 0,$$

так как среднее значение ординат k -й гармоники за время T равно нулю;

$$4) \dots \frac{1}{T} \int_0^T 2I_{km} I_{lm} \sin(k\omega t + \psi_k - \varphi_k) \sin(l\omega t + \psi_l - \varphi_l) dt.$$

Последнее выражение можно представить в иной форме:

$$N = \frac{2I_{km} I_{lm}}{T} \int_0^T \sin(kx + \alpha_k) \sin(lx + \alpha_l) dt,$$

полагая

$$\omega t = x, \quad \psi_k - \varphi_k = \alpha_k \quad \text{и} \quad \psi_l - \varphi_l = \alpha_l.$$

Преобразуем последний интеграл:

$$N = \frac{1}{2} \int_0^T \cos[(k-l)x + (\alpha_k - \alpha_l)] dt - \frac{1}{2} \int_0^T \cos[(k+l)x + (\alpha_k + \alpha_l)] dt.$$

При $k \neq l$ оба последних интеграла обращаются в нуль (сумма ординат косинусоиды за время T равна нулю).

Выражение (9.6) после интегрирования приобретает вид

$$I^2 = I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2$$

или

$$I = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}. \quad (9.7)$$

Таким образом, действующее значение несинусоидального тока равно корню квадрату суммы квадратов постоянной составляющей и действующих значений всех гармоник несинусоидального тока.

Действующее значение каждой гармоники

$$I_k = \frac{I_{km}}{\sqrt{2}}.$$

Аналогично вводится понятие действующего значения несинусоидального напряжения (э. д. с.)

$$U = \sqrt{U_0^2 + U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}, \quad (9.8)$$

где

$$U_k = \frac{U_{km}}{\sqrt{2}}.$$

Среднюю мощность в цепи несинусоидального тока определяют из соотношения

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

подставляя вместо u и i соответствующие многочлены.

В итоге получается выражение

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T [U_0 + U_{1m} \sin(\omega t + \psi_1) + U_{2m} \sin(2\omega t + \psi_2) + \dots + U_{km} \sin(k\omega t + \psi_k)] [I_0 + I_{1m} \sin(\omega t + \psi_1 - \varphi_1) + I_{2m} \sin(2\omega t + \psi_2 - \varphi_2) + \dots + I_{km} \sin(k\omega t + \psi_k - \varphi_k)] \, dt. \quad (9.9)$$

После перемножения многочленов интеграл (9.9) можно представить в виде суммы следующих интегралов:

1) интеграла вида

$$\frac{1}{T} \int_0^T U_0 I_0 \, dt = U_0 I_0;$$

2) интегралов, содержащих произведения синусоид одинаковой частоты:

$$\frac{1}{T} \int_0^T U_{km} I_{km} \sin(k\omega t + \psi_k) \sin(k\omega t + \psi_k - \varphi_k) \, dt = U_k I_k \cos \varphi_k;$$

3) интегралов, содержащих произведения синусоид различной частоты:

$$\frac{1}{T} \int_0^T U_{km} I_{lm} \sin(k\omega t + \psi_k) \sin(l\omega t + \psi_l - \varphi_l) \, dt = 0;$$

4) интегралов вида

$$\frac{1}{T} \int_0^T U_0 I_{km} \sin(k\omega t + \psi_k - \varphi_k) \, dt = 0$$

и

$$\frac{1}{T} \int_0^T U_{km} I_0 \sin(k\omega t + \psi_k) \, dt = 0.$$

В результате находим, что

$$P = U_0 I_0 + U_1 I_1 \cos \varphi_1 + U_2 I_2 \cos \varphi_2 + \dots + U_k I_k \cos \varphi_k. \quad (9.10)$$

Следовательно, средняя мощность в цепи с несинусоидальными напряжением и током равна сумме средних мощностей всех гармоник и мощности от постоянных составляющих напряжения и тока.

При исследовании цепей несинусоидального тока прибегают к замене несинусоидальных токов эквивалентными синусоидальными токами и вводят понятия эквивалентной синусоиды. При этом действующее значение эквивалентного синусоидального тока принимают равным действующему значению заменяемого несинусоидального тока:

$$I_{\text{эkv}} = I = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2}. \quad (9.11)$$

Аналогично

$$U_{\text{эkv}} = U = \sqrt{U_0^2 + U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2}.$$

По аналогии с электрическими цепями синусоидального тока при несинусоидальных напряжениях и токах отношение среднего значения мощности или активной мощности к произведению действующих значений напряжения и тока называют коэффициентом мощности и обозначают $\cos \varphi_{\text{эkv}}$.

Тогда

$$\frac{P}{UI} = \cos \varphi_{\text{эkv}}. \quad (9.12)$$

Угол $\varphi_{\text{эkv}}$ можно рассматривать как угол сдвига фаз между эквивалентными синусоидами напряжения и тока.

Для эквивалентных синусоид напряжений и токов можно строить векторные диаграммы. Это используется, в частности, при анализе и расчете электрических цепей переменного тока с ферромагнитными сердечниками.

§ 9.5. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ С НЕСИНУСОИДАЛЬНЫМИ НАПРЯЖЕНИЯМИ И ТОКАМИ

Разложение несинусоидальных кривых в ряд Фурье позволяет свести расчет электрических цепей с несинусоидальным напряжением (э. д. с.) к расчету цепей постоянного и синусоидального токов.

Положим, что задано напряжение (в виде многочлена) и требуется определить ток.

При неизменных параметрах r , L и C можно применить принцип наложения и вычислить ток от независимого действия постоянной составляющей напряжения, как при расчетах цепей постоянного тока, а затем найти токи от независимого действия каждой гармоники (основной и всех высших гармоник), как при расчетах цепей синусоидального тока.

Для определения мгновенного значения тока нужно алгебраически суммировать токи отдельных гармоник. Действующее значение несинусоидального тока определяется по формуле (9.7).

Положим, что к электрической цепи с последовательно соединенными элементами r и L подведено несинусоидальное напряжение, мгновенное значение которого

$$u = U_0 + U_{1m} \sin \omega t + U_{3m} \sin (3\omega t + \psi_3).$$

Требуется найти мгновенные и действующие значения тока, а также его активную мощность.

Постоянная составляющая тока

$$I_0 = \frac{U_0}{r},$$

так как индуктивность не оказывает влияния на величину установившегося постоянного тока.

Переходим к учету влияния первой гармоники напряжения. Она обуславливает появление первой гармоники тока с амплитудой

$$I_{1m} = \frac{U_{1m}}{z_1},$$

где

$$z_1 = \sqrt{r^2 + (\omega L)^2} = \sqrt{r^2 + x_{L(1)}^2}$$

(ω — угловая частота первой гармоники напряжения).

Первая гармоника тока будет отставать по фазе от первой гармоники напряжения на угол φ_1 , причем

$$\varphi_1 = \arctg \frac{\omega L}{r} \quad \text{и} \quad \cos \varphi_1 = \frac{r}{z_1}.$$

Тогда

$$i_1 = I_{1m} \sin (\omega t - \varphi_1).$$

Действующее значение первой (основной) гармоники тока

$$I_1 = \frac{I_{1m}}{\sqrt{2}}.$$

Далее будем учитывать влияние третьей гармоники напряжения. Амплитуда третьей гармоники тока

$$I_{3m} = \frac{U_{3m}}{z_3},$$

где

$$z_3 = \sqrt{r^2 + (3\omega L)^2} = \sqrt{r^2 + x_{L(3)}^2},$$

так как угловая частота третьей гармоники напряжения равна 3ω .

Таким образом, реактивное сопротивление индуктивности различно для различных гармоник, так как оно является функцией частоты.

Сдвиг фаз третьих гармоник напряжения и тока

$$\varphi_3 = \operatorname{arctg} \frac{3\omega L}{r} \quad \text{и} \quad \cos \varphi_3 = \frac{r}{z_3}.$$

Мгновенное значение третьей гармоники тока

$$i_3 = I_{3m} \sin(3\omega t + \psi_3 - \varphi_3).$$

Действующее значение третьей гармоники тока

$$I_3 = \frac{I_{3m}}{\sqrt{2}}.$$

Теперь можно написать выражение для мгновенного значения тока в данной цепи:

$$i = I_0 + I_{1m} \sin(\omega t - \varphi_1) + I_{3m} \sin(3\omega t + \psi_3 - \varphi_3).$$

Действующее значение тока

$$I = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_3^2}.$$

При сравнении отношения амплитуд $\frac{U_{3m}}{U_{1m}}$ и $\frac{I_{3m}}{I_{1m}}$ видно, что

$$\frac{I_{3m}}{I_{1m}} = \frac{U_{3m}}{U_{1m}} \cdot \frac{z_1}{z_3},$$

причем $z_3 > z_1$. Кроме того, $\varphi_1 \neq \varphi_3$. Это указывает на то, что форма кривой тока отличается от формы кривой напряжения.

В цепях с индуктивностью реактивное сопротивление для отдельных гармоник возрастает с увеличением порядка гармоники:

$$x_{L(k)} = k\omega L. \quad (9.13)$$

Следовательно, и полное сопротивление при последовательном соединении элементов r и L возрастает по мере повышения порядка k -й гармоники. Отношение амплитуд высших гармоник тока к амплитуде основной гармоники тока меньше отношения соответствующих амплитуд гармоник напряжения к амплитуде основной гармоники напряжения. Различие тем больше, чем выше порядок гармоники. Индуктивность сглаживает высшие гармоники тока, поэтому в таких цепях кривая тока меньше отличается от синусоиды, чем кривая напряжения.

Активная мощность цепи

$$P = U_0 I_0 + U_1 I_1 \cos \varphi_1 + U_3 I_3 \cos \varphi_3.$$

Положим теперь, что несинусоидальное напряжение

$$u = U_0 + U_{1m} \sin \omega t + U_{3m} \sin(3\omega t + \psi_3)$$

подведено к электрической цепи с последовательно соединенными элементами r и C . Требуется найти мгновенные значения тока и его действующее значение, а также мощность P .

Постоянная составляющая тока в цепи с емкостью не может возникнуть; для постоянного тока цепь с емкостью является разомкнутой, поэтому

$$I_0 = 0.$$

Амплитуда первой гармоники тока

$$I_{1m} = \frac{U_{1m}}{z_1},$$

где

$$z_1 = \sqrt{r^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2} = \sqrt{r^2 + x_{C(1)}^2}.$$

Сдвиг фаз первых гармоник напряжения и тока

$$\varphi_1 = \arctg \frac{1}{\omega Cr} \quad \text{и} \quad \cos \varphi_1 = \frac{r}{z_1}.$$

Мгновенное значение тока первой гармоники

$$i_1 = I_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1).$$

Действующее значение первой гармоники тока

$$I_1 = \frac{I_{1m}}{\sqrt{2}}.$$

Амплитуда третьей гармоники тока

$$I_{3m} = \frac{U_{3m}}{z_3},$$

где

$$z_3 = \sqrt{r^2 + \left(\frac{1}{3\omega C}\right)^2} = \sqrt{r^2 + x_{C(3)}^2}.$$

Сдвиг фаз третьих гармоник напряжения и тока

$$\varphi_3 = \arctg \frac{x_{C(3)}}{r} \quad \text{и} \quad \cos \varphi_3 = \frac{r}{z_3}.$$

Мгновенное значение третьей гармоники тока

$$i_3 = I_{3m} \sin(3\omega t + \varphi_3 + \varphi_3),$$

и его действующее значение

$$I_3 = \frac{I_{3m}}{\sqrt{2}}.$$

Теперь можно написать выражение мгновенных значений тока в рассматриваемой цепи:

$$i = I_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1) + I_{3m} \sin(3\omega t + \varphi_3 + \varphi_3).$$

Мощность

$$P = U_1 I_1 \cos \varphi_1 + U_3 I_3 \cos \varphi_3.$$

Действующее значение тока

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_3^2}.$$

Отношение амплитуд первой и третьей гармоник тока

$$\frac{I_{3m}}{I_{1m}} = \frac{U_{3m}}{U_{1m}} \cdot \frac{z_1}{z_3},$$

но в данном случае $z_3 < z_1$ и $\frac{I_{3m}}{I_{1m}} > \frac{U_{3m}}{U_{1m}}$,

так как в цепи с емкостью реактивное сопротивление уменьшается с повышением порядка k -й гармоники:

$$x_{ck} = \frac{1}{k\omega C}. \quad (9.14)$$

Следовательно, кривая тока более искажена, чем кривая несинусоидального напряжения, подведенного к цепи. В цепях с последовательно соединенными сопротивлением r и емкостью C высшие гармоники в кривой тока выражены более резко, чем в кривых напряжения.

На рис. 9.8 приведены кривые несинусоидального напряжения, включающего первую, третью и пятую гармоники (рис. 9.8,а), и кривые тока (рис. 9.8,б и в) для цепей с индуктивной и емкостной нагрузками (при расчетах кривых тока полагалось, что сопротивления x_{L1} и x_{C1} одинаковы по величине).

Сопоставление этих кривых показывает отмеченное выше влияние индуктивности и емкости на форму кривой тока при несинусоидальном напряжении.

Следует также отметить, что в цепи, содержащей последовательно включенный участок с емкостью, постоянная составляющая напряжения полностью выделяется на этом участке.

В рассмотренном случае цепи с r и C напряжение на участке с активным сопротивлением

$$U_r = \sqrt{(rI_1)^2 + (rI_3)^2},$$

а напряжение на зажимах конденсатора

$$U_C = \sqrt{U_0^2 + (x_{C1}I_1)^2 + (x_{C3}I_3)^2}.$$

Зависимость индуктивного и емкостного сопротивлений от частоты позволяет использовать их в качестве фильтров. Например, для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения и тока

в нагрузку, питаемой от выпрямителей, можно последовательно с сопротивлением r нагрузки включить индуктивную катушку

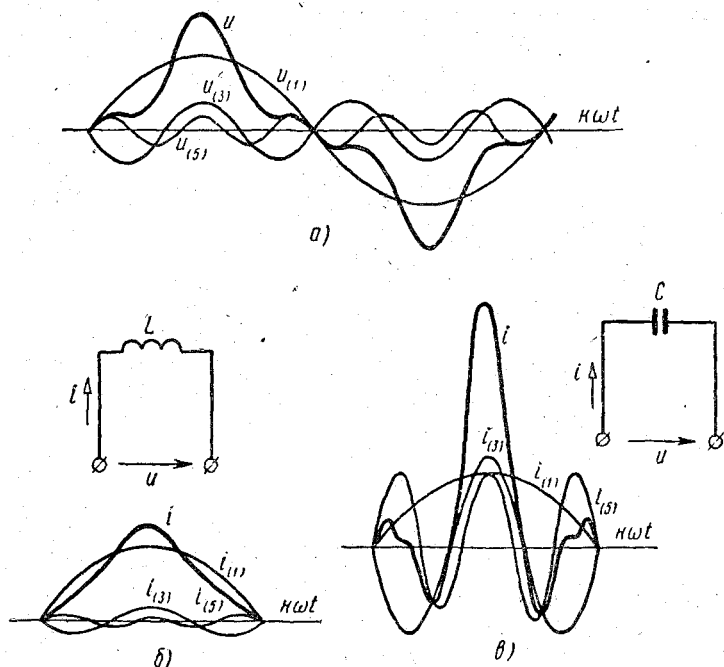


Рис. 9.8. Несинусоидальные кривые, включающие первую, третью и пятую гармоники напряжения (а), токов в ветви с индуктивностью (б), токов в ветви с емкостью (в)

или параллельно с нагрузкой включить емкость. Применяются также и другие фильтры, содержащие индуктивности и емкости.

§ 9.6. РЕЗОНАНСЫ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ ДЛЯ ОТДЕЛЬНЫХ ГАРМОНИК

Положим, что несинусоидальное напряжение подведено к цепи с последовательно соединенными элементами r , L и C . В этом случае особый интерес представляет возможность резонанса для некоторой k -й гармоники.

Действительно, для k -й гармоники может оказаться справедливым соотношение

$$k\omega L = \frac{1}{k\omega C}. \quad (9.15)$$

Тогда действующее значение тока этой гармоники

$$I_k = \frac{U_k}{\sqrt{r^2 + \left(k\omega L - \frac{1}{k\omega C}\right)^2}} = \frac{U_k}{r}, \quad (9.16)$$

следовательно, в цепи имеет место резонанс напряжений для k -й гармоники, которая будет более или менее резко выражена в кривой тока (в зависимости от величины сопротивления r).

При параллельном соединении ветви с индуктивностью и ветви с емкостью (рис. 9.9, а) возможен резонанс токов для некоторой k -й гармоники. Это произойдет, если

$$b_{1k} = b_{2k}, \quad (9.17)$$

т. е. при условии равенства реактивных проводимостей 1-й и 2-й ветвей для k -й гармоники.

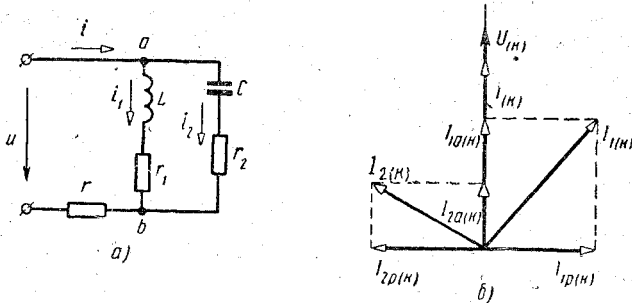


Рис. 9.9. Схема параллельного соединения ветвей r_1L и r_2C (а), векторная диаграмма для k -й гармоники при резонансе токов (б)

В этом случае k -я гармоника тока в неразветвленной части цепи совпадает по фазе с k -й гармоникой напряжения на данном участке (рис. 9.9, б):

$$I_{(k)} = I_{1a(k)} + I_{2a(k)}.$$

Если сопротивления ветвей рассматривать как чисто реактивные, т. е. если можно принять $g_1 = g_2 = 0$, то при резонансе токов для k -й гармоники в общем токе (т. е. в токе неразветвленной части цепи) k -я гармоника будет отсутствовать. В этом идеализированном случае k -я гармоника напряжения выделяется на зажимах ab , так как эквивалентное сопротивление этих параллельных ветвей для k -й гармоники бесконечно велико.

Резонансы напряжений и токов для отдельных гармоник используются при устройстве резонансных электрических фильтров, которые влияют на форму кривой тока в нагрузке. Электрические фильтры включаются между источником питания и нагрузкой.

Положим, что в нагрузке Z_H (рис. 9.10) должна быть резко выражена k -я гармоника тока.

В этом случае последовательно с нагрузкой можно включить индуктивность и емкость, настроенные в резонанс для k -й гармоники. Участок LC будет представлять более или менее значительное сопротивление для всех гармоник тока, кроме k -й, которая и выделится на нагрузке Z_H .

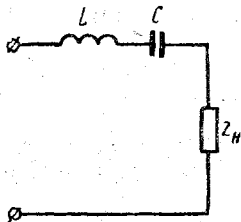


Рис. 9.10. Простейший резонансный фильтр

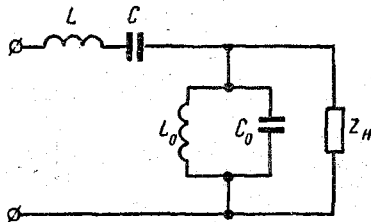


Рис. 9.11. Полосовой фильтр

Данный фильтр можно дополнить участком L_0C_0 , настроенным в резонанс для k -й гармоники (рис. 9.11).

Сопротивление участка L_0C_0 для k -й гармоники бесконечно велико, однако остальные гармоники могут проходить по этой ветви. Для них общее сопротивление разветвления уменьшается при включении параллельной ветви L_0C_0 , отчего снижается соответствующее напряжение на разветвлении и уменьшаются все гармоники тока,

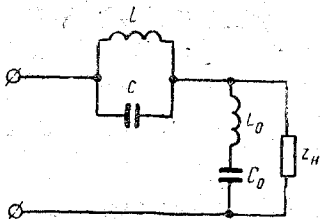


Рис. 9.12. Заградительный фильтр

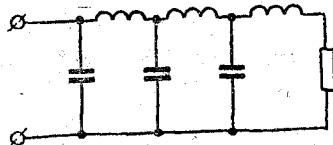


Рис. 9.13. Сглаживающий фильтр

кроме k -й гармоники на нагрузке Z_H . Практически такие фильтры пропускают некоторую полосу частот, поэтому их называют полосовыми.

Если требуется не пропустить k -ю гармонику тока в нагрузку Z_H , то фильтры включаются, как показано на рис. 9.12.

Фильтр, состоящий из параллельно соединенных элементов L и C , настроенный в резонанс для k -й гармоники, представляет фильтр-пробку для k -й гармоники. Если из-за наличия некоторой активной проводимости k -я гармоника частично все же проходит

через этот фильтр, то второй фильтр, состоящий из последовательно соединенных и настроенных в резонанс для k -й гармоники элементов L_0 и C_0 , свободно пропускает k -ю гармонику тока, отводя ее от нагрузки:

Для устранения переменной составляющей выпрямленного тока применяется фильтр, схема которого дана на рис. 9.13. Индуктивности оказывают большое сопротивление переменной составляющей тока, но не препятствуют его постоянной составляющей. Емкости не пропускают постоянную составляющую тока, но способствуют отводу переменной составляющей от нагрузки.

§ 9.7. ВЫСШИЕ ГАРМОНИКИ В ТРЕХФАЗНЫХ СИСТЕМАХ

Положим, что в каждой фазе трехфазного источника э. д. с. возникают одинаковые по форме кривой несинусоидальные э. д. с. Чтобы записать выражения мгновенных значений э. д. с. отдельных фаз, достаточно разложить в ряд э. д. с. только одной фазы, условно принятой за основную, а э. д. с. других фаз выразить через гармоники основной фазы с учетом их фазового сдвига.

Пусть, например, фаза A принята за основную и при разложении в ряд э. д. с. этой фазы получено выражение

$$e_A = E_{1m} \sin \omega t + E_{2m} \sin 2\omega t + E_{3m} \sin 3\omega t + \dots + E_{km} \sin k\omega t.$$

Первые гармоники фаз B и C имеют ту же амплитуду E_{1m} , но сдвинуты по фазе на угол $\frac{2\pi}{3}$ и $2 \frac{2\pi}{3}$ относительно э. д. с. фазы A . Поэтому мгновенные значения э. д. с. e_{1B} и e_{1C} определяются следующими равенствами:

$$e_{1B} = E_{1m} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right),$$

$$e_{1C} = E_{1m} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right).$$

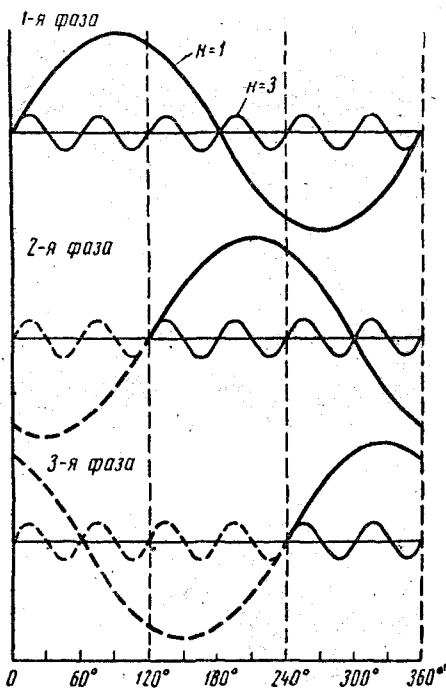


Рис. 9.14. Первая и третья гармоники э. д. с. в обмотках трехфазного генератора

На рис. 9.14 показаны графики мгновенных значений первых гармоник ($k = 1$) э. д. с. всех трех фаз за один период, которому соответствуют 360 электрических градусов.

Один период первой гармоники равен k периодам изменений k -й гармоники. При этом согласно приведенному выше выражению мгновенных значений заданной несинусоидальной э. д. с. фазы A начала синусоид всех гармоник совпадают с началом синусоиды первой гармоники э. д. с. (начальные фазы всех гармоник равны нулю).

Чтобы уложить на графике k периодов k -й гармоники за время одного периода первой гармоники, масштаб электрических градусов на рис. 9.14 нужно изменить в k раз. Тогда сдвигу фаз в $\frac{2\pi}{3}$ первой гармоники будут соответствовать $120k$ электрических градусов k -й гармоники: например, для второй гармоники э. д. с. в фазах B и C можно написать:

$$e_{2B} = E_{2m} \sin \left(2\omega t - 2 \frac{2\pi}{3} \right),$$

$$e_{2C} = E_{2m} \sin \left(2\omega t - 2 \frac{4\pi}{3} \right) \text{ и т. д.}$$

Следует отметить особенности векторных диаграмм, которые могут быть построены для отдельных гармоник э. д. с. (рис. 9.15).

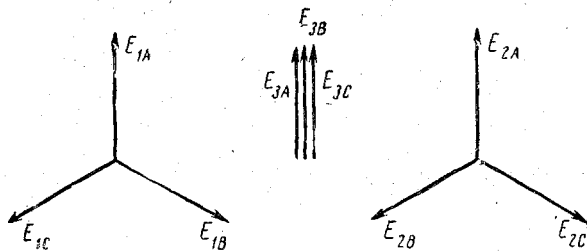


Рис. 9.15. Векторные диаграммы первой, второй и третьей гармоник э. д. с. симметричной трехфазной системы

Для первой гармоники вектора э. д. с. имеют п р я м у ю п о с л е д о в а т е л ь н о с т ь, когда за вектором э. д. с. фазы A следует вектор э. д. с. фазы B , а затем вектор э. д. с. фазы C . Для второй гармоники имеет место обратное чередование векторов э. д. с.: за вектором фазы A следует вектор фазы C , а за ним — вектор фазы B , т. е. получается система о б р а т н о й п о с л е д о в а т е л ь н о с т и.

Для третьей гармоники векторы э. д. с. фаз A , B и C совпадают по фазе. Они образуют так называемую систему н у л е в о й п о с л е д о в а т е л ь н о с т и.

Рассмотрим влияние высших гармоник при соединении в треугольник и в звезду.

Положим, что фазные э. д. с. содержат первую, третью и пятую гармоники и что обмотки трехфазного генератора соединены в треугольник (рис. 9.16). Эти гармоники будут учтены вольтметром при разомкнутом ключе K .

Основные (первые) гармоники э. д. с. образуют симметричную систему прямой последовательности; пятые гармоники — симметричную систему обратной последовательности. Поэтому в замкнутом контуре обмоток, соединенных треугольником, сумма основных и пятых гармоник э. д. с. равна нулю. Сумма третьих гармоник э. д. с. в трех фазах не равна нулю, так как третьи гармоники образуют систему нулевой последовательности: сумма их в замкнутом треугольнике обмоток равна утроенному значению третьей гармоники э. д. с. в одной фазе. В этом случае в замкнутом треугольнике обмоток возникнет ток I_3 , угловая частота которого равна 3ω :

$$I_3 = \frac{3E_3}{3z_3} = \frac{E_3}{z_3}.$$

Учитывая, что z_3 — внутреннее сопротивление одной фазы для третьей гармоники тока, а E_3 — действующее значение третьей

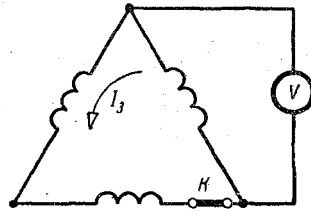


Рис. 9.16. Измерение фазной э. д. с. обмотки и линейного напряжения трехфазного источника при соединении обмоток в треугольник

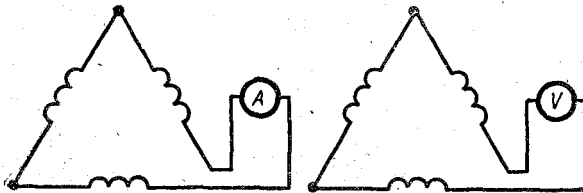


Рис. 9.17. Измерение третьих гармоник э. д. с. и тока при соединении обмоток источника э. д. с. в треугольник

гармоники э. д. с. одной фазы, можно заключить, что ток I_3 равен току короткого замыкания источника с э. д. с. E_3 и внутренним сопротивлением z_3 . При этом э. д. с. E_3 полностью теряется во внутреннем сопротивлении фазы и третья гармоника напряжения не будет проявляться на зажимах той или иной фазы и не будет учитываться вольтметром:

$$\dot{U}_3 \neq \dot{E}_3 - Z_3 \dot{I}_3 = 0.$$

Следовательно, в линейном напряжении генератора (или трансформатора) при соединении их обмоток треугольником в режиме холостого хода отсутствуют третьи гармоники, а в контуре треу-

гольника возникает ток I_3 , называемый уравнительным током. Ток I_3 не зависит от нагрузки. При нагрузке в обмотках, соединенных в треугольник, появляются дополнительные токи нагрузки, которые накладываются на ток I_3 .

Если кроме третьей гармоники в фазных э. д. с. будут другие гармоники, кратные трем, то уравнительный ток будет включать все третьи (и кратные трем) гармоники. Уравнительный ток вызывает дополнительный нагрев обмоток, поэтому обмотки генераторов избегают соединять треугольником.

Третьи гармоники тока можно измерить (рис. 9.17), включив в треугольник амперметр при холостом ходе, а заменив амперметр вольтметром, можно определить утроенное значение э. д. с. третьих гармоник:

показание вольтметра

$$U_V = 3 \sqrt{E_3^2 + E_9^2 + \dots};$$

показание амперметра

$$I_A = \sqrt{I_3^2 + I_9^2 + \dots}$$

При работе с нагрузкой несинусоидальный линейный ток больше фазного, однако при симметричной нагрузке отношение $\frac{I_A}{I_\Phi} \neq \sqrt{3}$. Действительно, положим, что

$$I_\Phi = \sqrt{I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_9^2}$$

Линейный ток равен разности фазных токов, следовательно, третьих гармоник в линейном токе не будет: они образуют систему нулевой последовательности, поэтому разность третьих гармоник фазных токов равна нулю.

Глава 10

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ПРОСТЕЙШИХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

§ 10.1. МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ. ЗАКОНЫ КОММУТАЦИИ

В предыдущих главах рассматривались стационарные режимы в электрических цепях, которые устанавливаются в результате достаточно длительного действия постоянных или периодически изменяющихся э. д. с. Однако в ряде случаев оказывается необходимым знать переходный процесс, возникающий в электрической цепи вследствие включения и отключения источника питания или при изменении постоянных параметров цепи r , L и C .

Изменения режимов электрических цепей называют коммутационными изменениями, или к о м м у т а ц и е й. Процессы, происходящие в результате коммутации, называются п е р е х о д н ы м и п р о ц е с с а м и.

Возникновение переходных процессов объясняется тем, что изменение энергии электрических или магнитных полей не может происходить мгновенно. Накопление энергии за счет источника или отдача ее в электрическую цепь происходит хотя и в очень малые, но конечные промежутки времени.

Расчет напряжений и токов на участках исследуемой электрической цепи во время переходного процесса производят, пользуясь законами Кирхгофа, справедливыми при любых изменениях токов и напряжений в электрической цепи. По этим законам можно составить систему уравнений для мгновенных значений токов и напряжений, характеризующую электрическое состояние цепи в неустановившемся режиме.

В линейных цепях с постоянными параметрами r , L и C такая система уравнений сводится к системе линейных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами. Совместное решение этих уравнений относительно какого-либо тока или напряжения приводит к дифференциальному уравнению искомой величины, а

решение этого уравнения определяет закон изменения ее в переходный период.

Как известно, общий интеграл линейных дифференциальных уравнений со свободным членом (правой частью) получается в результате суммирования частного решения данного уравнения и общего решения его при равенстве нулю правой части.

Частное решение дифференциального уравнения берется для момента времени, в который переходный процесс закончен (т. е. теоретически для $t \rightarrow \infty$). В данном случае определение напряжения или тока производится рассмотренными выше методами расчета цепей постоянного или переменного токов.

Действительно, к этому времени непериодические изменения энергии электрического и магнитного полей прекращаются и наступает установившийся режим; токи и напряжения на участках цепи зависят лишь от напряжения источника, действующего на нее.

Токи и напряжения, которые получаются в результате частного решения дифференциального уравнения, называются принужденными ($i_{пр}$, $u_{пр}$). Эти величины являются постоянными для цепей с постоянными э. д. с. или гармонически изменяющимися для цепей с синусоидальными э. д. с.

Общее решение дифференциального уравнения без правой части позволяет определить токи и напряжения на участках цепи, возникающие вследствие изменения энергии электрического и магнитного полей. Влияние э. д. с. источников питания здесь не учитывается. Токи и напряжения, определяемые дифференциальным уравнением без правой части, называются свободными ($i_{св}$, и $u_{св}$).

Постоянные интегрирования уравнений для $i_{св}$ и $u_{св}$ определяют по начальным условиям, учитывая два закона коммутации.

Согласно первому закону коммутации в ветви с индуктивностью ток не может изменяться скачком. В первый момент переходного периода ток сохраняет то значение, которое он имел в момент, предшествовавший коммутации.

Согласно второму закону коммутации напряжение на емкости не может изменяться скачком. Значение этого напряжения в момент, предшествующий коммутации, сохраняется также в первый момент после коммутации.

Допущение скачка тока в ветвях с индуктивностью или напряжения на емкости приводит к заключению о неизбежности скачкообразного изменения энергии магнитного и электрического полей:

$$W_m = \frac{Li^2}{2}$$

и

$$W_s = \frac{Cu^2}{2}.$$

Но скачкообразное изменение этих энергий возможно лишь при бесконечно больших значениях мощностей:

$$p_m = \frac{dW_m}{dt}$$

и

$$p_э = \frac{dW_э}{dt},$$

что не имеет физического смысла.

Алгебраическая сумма свободной и принужденной составляющих тока или напряжения дает выражения их действительных значений во время переходного процесса:

$$i = i_{пр} + i_{св}, \quad u = u_{пр} + u_{св}. \quad (10.1)$$

Правильность решения составленного уравнения проверяется подстановкой в него двух предельных значений: $t = 0$ и $t \rightarrow \infty$. В первом случае должны получаться токи и напряжения в режиме до коммутации, во втором случае — в установившемся режиме после коммутации.

§ 10.2. ЗАРЯД КОНДЕНСАТОРА ОТ ИСТОЧНИКА ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Рассмотрим электрическую цепь, в которой к источнику постоянного напряжения U_0 подключается конденсатор с емкостью C через сопротивление r (рис. 10.1).

До включения источника напряжение на конденсаторе равно нулю, следовательно, энергия его электрического поля также равна нулю. После замыкания ключа K в цепи возникает ток, и конденсатор заряжается до тех пор, пока напряжение на нем не достигнет величины U_0 — напряжения источника. Процесс заряда конденсатора является переходным процессом, в течение которого энергия источника передается в электрическое поле конденсатора. Для расчета переходного режима после коммутации воспользуемся уравнением, составленным по второму закону Кирхгофа для цепи рис. 10.1:

$$ri + u_c = U_0 \quad (10.2)$$

и дополним его уравнением, связывающим ток и напряжение на конденсаторе:

$$i = C \frac{du_c}{dt}. \quad (10.3)$$

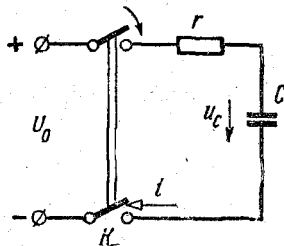


Рис. 10.1. Схема заряда конденсатора

Совместное решение уравнений (10.2) и (10.3) позволяет составить дифференциальное уравнение тока i или напряжения u_C . В рассматриваемой цепи с конденсатором целесообразно сохранить в общем уравнении напряжение u_C , так как изменение его в переходном процессе подчиняется второму закону коммутации.

Итак, дифференциальное уравнение цепи приобретает вид

$$rC \frac{du_C}{dt} + u_C = U_0. \quad (10.4)$$

Как было указано выше, выражение для принужденной составляющей напряжения u_C получается при $t \rightarrow \infty$. Тогда напряжение на конденсаторе перестает изменяться ($\frac{du_C}{dt} = 0$) и согласно уравнению (10.4) будет равно

$$u_{C\text{пр}} = U_0.$$

Выражение для свободной составляющей напряжения u_C найдем после решения дифференциального уравнения (10.4) без первой части:

$$rC \frac{du_{C\text{св}}}{dt} + u_{C\text{св}} = 0.$$

Общее решение этого уравнения имеет вид

$$u_{C\text{св}} = Ae^{-\frac{1}{rC}t} = Ae^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Величину $\tau = rC$ называют постоянной времени, так как она имеет размерность времени и характеризует скорость протекания переходного процесса.

Переходный процесс можно считать законченным, когда свободная составляющая напряжения u_C снижается относительно своего первоначального значения до 3% за время $t = 3,5\tau$.

Подставим найденные выражения $u_{C\text{пр}}$ и $u_{C\text{св}}$ в уравнение (10.1) для реального значения напряжения на конденсаторе:

$$u_C = u_{C\text{пр}} + u_{C\text{св}} = U_0 + Ae^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (10.5)$$

Для определения постоянной интегрирования A воспользуемся вторым законом коммутации. В момент, предшествующий коммутации, конденсатор не был заряжен и напряжение на нем равно нулю. Следовательно, в первый момент после замыкания ключа при $t = 0$ напряжение u_C , сохраняясь неизменным, будет также равно нулю:

$$u_C(0) = 0.$$

Подставляя это начальное условие в уравнение (10.5), найдем

$$0 = U_0 + A \quad \text{и} \quad A = -U_0.$$

Отсюда

$$u_C = U_0 - U_0 e^{-\frac{t}{\tau}} = U_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right). \quad (10.6)$$

Ток в цепи

$$i_C = C \frac{du_C}{dt} = CU_0 \frac{1}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{U_0}{r} e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (10.7)$$

Графики изменения тока и напряжения на конденсаторе при его заряде построены на рис. 10.2.

Зарядный ток конденсатора определяется сопротивлением цепи r . В первый момент ток ограничивается только сопротивлением, т. е.

$i(0) = \frac{U_0}{r}$; напряжение на нем равно напряжению источника питания U_0 . По мере увеличения напряжения на конденсаторе ток в цепи уменьшается.

Начальная скорость нарастания напряжения на конденсаторе

$$\left(\frac{du_C}{dt}\right)_{t=0} = \left(\frac{U_0}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}}\right)_{t=0} = \frac{U_0}{rC}$$

зависит от тока $\frac{U_0}{r}$ и емкости C .

При определенном зарядном токе напряжение на конденсаторе изменяется тем медленнее, чем больше емкость. Время заряда конденсатора определяется только постоянной времени $\tau = rC$. Например, при $C = 10 \text{ мкф}$ и $r = 1 \text{ Мом}$ конденсатор будет заряжен за время $3,5\tau = 3,5 \cdot 1 \cdot 10^6 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 35 \text{ сек}$; при $C = 0,001 \text{ мкф}$ и $r = 100 \text{ ом}$ заряд конденсатора закончится за время $3,5 \cdot 100 \cdot 10^{-9} = 0,35 \cdot 10^{-6} \text{ сек}$.

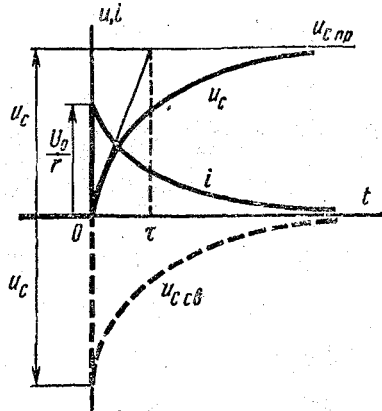


Рис. 10.2. Кривые изменения тока и напряжения при заряде конденсатора

§ 10.3. РАЗРЯД КОНДЕНСАТОРА

Рассмотрим переходный процесс в цепи, изображенной на рис. 10.3, а.

После замыкания ключом K контакта I начинается заряд конденсатора от источника с напряжением U_0 . Через некоторый промежуток времени $\Delta t = \tau_1 = r_1 C$ ключ перебрасывается в положение II , конденсатор отключается от источника и замыкается на сопротивление r_2 ; начинается разряд конденсатора через это сопротивление. Изменения напряжения и тока конденсатора при его заряде

подчиняются законам, выведенным в уравнениях (10.6) и (10.7). В момент переключения напряжения на конденсаторе

$$|u_C|_{t=\tau_1} = U_0 \left(1 - e^{-\frac{\tau_1}{r_1 C}}\right) = 0,632U_0 \quad (10.8)$$

и ток

$$|i_C|_{t=\tau_1} = \frac{U_0}{r_1} e^{-\frac{\tau_1}{r_1 C}} = 0,368 \frac{U_0}{r_1}, \quad (10.9)$$

где

$$\tau_1 = r_1 C.$$

Для установления законов изменения тока и напряжения после перевода ключа в положение II запишем уравнение электрического

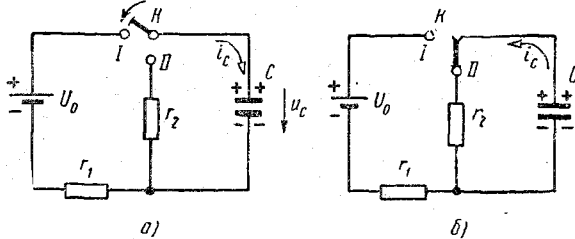


Рис. 10.3. Схемы заряда (а) и разряда (б) конденсатора

состояния в контуре, которое в соответствии со вторым законом Кирхгофа имеет вид

$$r_2 i + u_C = 0. \quad (10.10)$$

Заменив в этом уравнении ток $i = C \frac{du_C}{dt}$, получим исходное дифференциальное уравнение второго этапа переходного процесса

$$r_2 C \frac{du_C}{dt} + u_C = 0. \quad (10.11)$$

В конечном счете конденсатор полностью разрядится и запасенная в его электрическом поле энергия будет преобразована в тепло, выделившееся в сопротивлении r_2 . Об этом же свидетельствует и анализ уравнения (10.10): при $t \rightarrow \infty$ напряжение $u_C \rightarrow 0$. Поэтому в установившемся режиме $u_{C\text{пр}} = 0$, а в переходном процессе $u_C = u_{C\text{св}}$.

Решение уравнения (10.11) аналогично полученному ранее выражению

$$u_C = u_{C\text{св}} = A e^{-\frac{t}{r_2 C}}, \quad (10.12)$$

если отсчет времени для второго этапа переходного процесса начать с момента второй коммутации.

Для определения постоянной интегрирования A воспользуемся вновь вторым законом коммутации. В момент переброса ключа из положения I в положение II напряжение на конденсаторе было равно

$$|u_C|_{t=\tau_1} = 0,632U_0.$$

С этого момента начинается отсчет времени во втором этапе. Следовательно,

$$|u_C|_{t'=0} = |u_C|_{t=\tau_1} = 0,632U_0.$$

Подставляя это начальное условие в уравнение (10.12), при $t = 0$ найдем

$$A = 0,632U_0,$$

$$u_C = 0,632U_0 e^{-\frac{t'}{r_2 C}}. \quad (10.13)$$

Ток в контуре (рис. 10.3, б)

$$\begin{aligned} i_C &= C \frac{du_C}{dt} = \\ &= -\frac{0,632}{r_2} U_0 e^{-\frac{t'}{r_2 C}}. \quad (10.14) \end{aligned}$$

Знак «минус» в уравнении (10.14) указывает на изменение направления тока в конденсаторе: вместо заряда начался процесс его разряда. Кривые изменения напряжения и тока в конденсаторе для схемы рис. 10.3 изображены на рис. 10.4.

Кривая напряжения на конденсаторе не имеет разрывов; ток изменяется скачкообразно как по величине, так и по направлению.

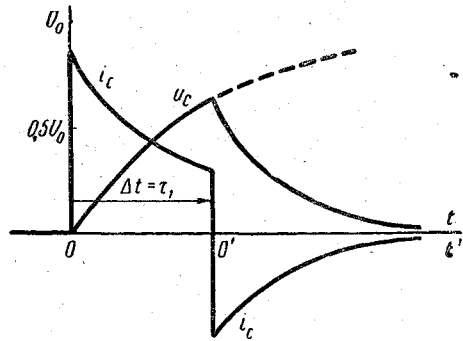


Рис. 10.4. Кривые изменения напряжения u_C и тока i_C в конденсаторе для схемы рис. 10.3

§ 10.4. ВКЛЮЧЕНИЕ КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ НА ПОСТОЯННОЕ НАПРЯЖЕНИЕ

Рассмотрим процесс нарастания тока в цепи, содержащей индуктивность L и сопротивление r , после замыкания ключа K , соединяющего эту цепь с источником постоянной э. д. с. E (рис. 10.5).

По мере роста тока увеличивается энергия магнитного поля катушки, пока в установившемся режиме при $t \rightarrow \infty$ ток не достигнет своего предельного значения $I = \frac{E}{r}$. Переходный режим в рассматриваемой цепи связан с этим процессом накопления энергии.

Уравнение электрического равновесия в цепи рис. 10.5 после замыкания ключа

$$L \frac{di}{dt} + ri = E \quad (10.15)$$

должно интегрироваться по общему правилу. Принужденная составляющая тока $i_{пр}$ определяется в установившемся режиме цепи с постоянной э. д. с. E , когда ток перестает изменяться. Согласно уравнению (10.15) при $\frac{di}{dt} \rightarrow 0$ ток $i \rightarrow \frac{E}{r}$, т. е. $i_{пр} = \frac{E}{r}$.

Для свободной составляющей тока справедливо уравнение (10.15) без правой части:

$$L \frac{di_{св}}{dt} + ri_{св} = 0.$$

Его общее решение имеет вид

$$i_{св} = Ae^{-\frac{r}{L}t} = Ae^{-\frac{t}{\tau}},$$

где

$$\tau = \frac{L}{r}.$$

Реальный ток в цепи

$$i = i_{пр} + i_{св} = \frac{E}{r} + Ae^{-\frac{r}{L}t}.$$

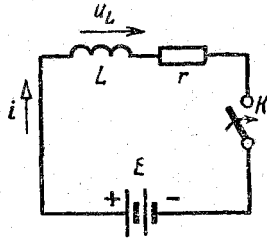


Рис. 10.5. Схема включения катушки индуктивности на постоянное напряжение

Для определения постоянной интегрирования A воспользуемся первым законом коммутации. До замыкания ключа ток в индуктивности был равен нулю, следовательно, в первый момент после замыкания ключа ток будет также равен нулю:

$$\begin{aligned} i(0) &= i_{пр}(0) + i_{св}(0) \\ &= \frac{E}{r} + A = 0. \end{aligned}$$

Отсюда

$$A = -\frac{E}{r}$$

и

$$i = \frac{E}{r} \left(1 - e^{-\frac{r}{L}t} \right). \quad (10.16)$$

Ток в цепи плавно нарастает до установившегося значения по экспоненциальному закону.

Постоянная времени $\tau = \frac{L}{r}$, определяющая скорость нарастания тока, прямо пропорциональна индуктивности и обратно пропорциональна сопротивлению. Чем меньше сопротивление r , тем больше предельное значение тока в

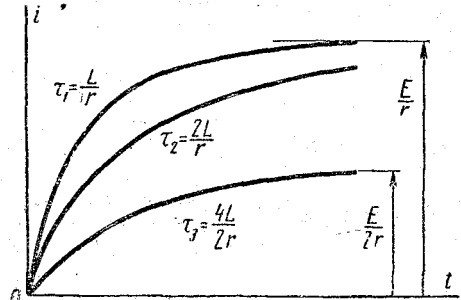


Рис. 10.6. Кривые изменения тока в цепи при включении катушки на постоянное напряжение

цепи $I_{\text{пр}} = \frac{E}{r}$ и тем больше энергия, которая должна быть накоплена в магнитном поле катушки. Увеличению индуктивности соответствует усиление магнитного поля катушки и увеличение его энергии ($W_m = \frac{Li^2}{2}$), что в конечном счете приводит к росту интервала времени накопления энергии в этом поле. На рис. 10.6 изображены кривые изменения тока в цепи при различных значениях L и r .

§ 10.5. ИЗМЕНЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ В ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА С КАТУШКОЙ ИНДУКТИВНОСТИ

На рис. 10.7 изображена схема цепи, состоящей из последовательно соединенных катушки с индуктивностью L и сопротивлением r и сопротивления r_1 .

Сопротивление r_1 может вводиться в цепь или выводиться из нее с помощью шунтирующего ключа K . При разомкнутом ключе ток в катушке $I_1 = \frac{U_0}{r + r_1}$, при замкнутом ключе $I_2 = \frac{U_0}{r}$.

В качестве исходного выберем разомкнутое положение ключа, когда ток катушки $I = \frac{U_0}{r + r_1}$. После замыкания ключа с очень малым собственным сопротивлением в цепи останутся лишь два элемента r и L . Составим дифференциальное уравнение этой цепи по второму закону Кирхгофа:

$$L \frac{di}{dt} + ri = U_0. \quad (10.17)$$

По истечении достаточно длительного времени ($\Delta t > 3,5\tau$) установится новый режим с током

$$i_{\text{пр}} = \frac{U_0}{r} = I_2.$$

Во время переходного режима возникает свободная составляющая тока, связанная с изменением энергии в магнитном поле катушки. Эта составляющая подчиняется уравнению (10.17) без правой части:

$$L \frac{di_{\text{св}}}{dt} + ri_{\text{св}} = 0,$$

решение которого имеет вид

$$i_{\text{св}} = Ae^{-\frac{r}{L}t} = Ae^{-\frac{t}{\tau_2}},$$

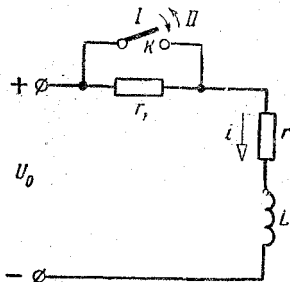


Рис. 10.7. Схемы включения и выключения сопротивления в цепи с катушкой индуктивности

где

$$\tau_2 = \frac{L}{r}$$

Реальный ток в цепи

$$i = i_{\text{пр}} + i_{\text{св}} = I_2 + Ae^{-\frac{r}{L}t} \quad (10.18)$$

Постоянную интегрирования, как и в предыдущем параграфе, найдем с помощью первого закона коммутации. В первый момент после замыкания ключа ток в катушке сохраняет то же значение, что и до коммутации:

$$i(0) = \frac{U_0}{r + r_1} = I_1.$$

Подставляя это начальное условие в уравнение (10.18), найдем, что

$$i(0) = I_2 + A.$$

Отсюда

$$A = I_1 - I_2 = -(I_2 - I_1)$$

и

$$i = I_2 - (I_2 - I_1)e^{-\frac{t}{\tau_2}} \quad (10.19)$$

Полученной зависимости соответствует начальный участок кривой $i(t)$ рис. 10.8.

Последующее размыкание ключа вызывает новый переходный процесс, для которого начало отсчета времени ведется от момента этого размыкания. В результате образуется новая цепь, в которой включены оба сопротивления r и r_1 .

Дифференциальное уравнение для этой цепи имеет вид

$$L \frac{di}{dt'} + (r + r_1)i = U_0.$$

В установившемся режиме после размыкания ключа ток имеет то же значение, что и до первой коммутации:

$$i_{\text{пр}} = \frac{U_0}{r + r_1} = I_1.$$

Рис. 10.8. Кривая изменения тока в катушке при скачкообразном изменении сопротивления в цепи

Свободная составляющая тока во втором переходном процессе подчиняется уравнению

$$L \frac{di_{\text{св}}}{dt'} + (r + r_1)i_{\text{св}} = 0.$$

Постоянную интегрирования A

$$i_{\text{св}}(t') = Ae^{-\frac{r+r_1}{L}t'} = Ae^{-\frac{t'}{\tau_1}}$$

найдем с помощью первого закона коммутации. Если размыкание цепи осуществляется в момент, когда ток можно считать установившимся и равным I_2 , то в первый момент после размыкания ток

$$|i|_{t=0} = I_2.$$

Подставим это начальное условие в уравнение для реального тока $i = i_{np} + i_{св}$:

$$i(0) = I_2 = I_1 + A.$$

Отсюда

$$A = I_2 - I_1$$

и

$$i(t) = I_1 + (I_2 - I_1) e^{-\frac{t}{\tau_1}}. \quad (10.20)$$

По уравнениям (10.19) и (10.20) на рис. 10.8 построена кривая изменения тока в катушке индуктивности. Спад тока после размыкания ключа происходит быстрее, чем нарастание его, так как постоянная времени $\tau_1 = \frac{L}{r_1 + r}$ меньше постоянной времени $\tau_2 = \frac{L}{r}$.

§ 10.6. ВКЛЮЧЕНИЕ КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ НА СИНУСОИДАЛЬНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ

Положим, что катушка с активным сопротивлением r и индуктивностью L включается на синусоидальное напряжение

$$u(t) = U_m \sin(\omega t + \psi_u), \quad (10.21)$$

фаза которого в момент коммутации характеризуется начальным углом сдвига ψ_u .

Дифференциальное уравнение цепи с катушкой имеет вид, подобный уравнению (10.15):

$$L \frac{di}{dt} + ri = u(t).$$

Принужденная составляющая тока соответствует установившемуся режиму в цепи с синусоидальным напряжением источника питания:

$$i_{np} = I_m \sin(\omega t + \psi_u - \varphi),$$

где

$$I_m = \frac{U_m}{\sqrt{r^2 + (\omega L)^2}}; \quad \varphi = \arctg \frac{\omega L}{r}. \quad (10.22)$$

Уравнение для свободной составляющей тока

$$L \frac{di_{св}}{dt} + ri_{св} = 0$$

и его общее решение сохраняют тот же вид, что и для цепи с постоянной э. д. с. (см. § 10.4):

$$i_{св} = Ae^{-\frac{r}{L}t}. \quad (10.23)$$

Реальный ток в цепи

$$i = i_{пр} + i_{св} = I_m \sin(\omega t + \psi_u - \varphi) + Ae^{-\frac{r}{L}t}. \quad (10.24)$$

Постоянная интегрирования определяется по условию $i(0) = 0$, которое подставляется в уравнение (10.24):

$$0 = I_m \sin(\psi_u - \varphi) + A.$$

Отсюда

$$A = -I_m \sin(\psi_u - \varphi)$$

и

$$i = i_{пр} + i_{св} = I_m \sin(\omega t + \psi_u - \varphi) - I_m \sin(\psi_u - \varphi)e^{-\frac{r}{L}t}. \quad (10.25)$$

На рис. 10.9 приведены графики изменения напряжения u , тока i и его составляющих $i_{пр}$ и $i_{св}$, построенные согласно уравнениям (10.21), (10.23), (10.25).

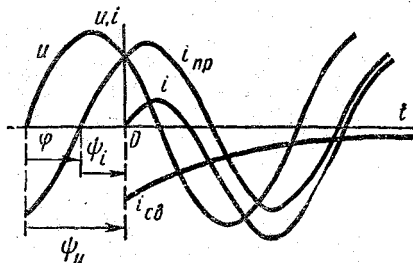


Рис. 10.9. Кривые изменения напряжения u и тока i в цепи при включении катушки на синусоидальное напряжение

Из анализа этих уравнений и их графиков на рис. 10.9 видно, что свободная составляющая тока зависит от момента включения, т. е. от начальной фазы напряжения ψ_u . Если $(\psi_u - \varphi) = 0$, то согласно уравнению (10.25) $i_{св} = 0$, следовательно, коммутация не повлечет за собой переходного режима. Сразу же после включения установится принужденный режим: ток $i = I_m \sin \omega t$. Если $(\psi_u - \varphi) > 0$, то будет иметь место переходный

режим. Принужденный ток синусоидален, а свободный ток затухает, не меняя своего направления. Поэтому часть периода ординаты принужденного и свободного токов складываются, что увеличивает ординаты тока i переходного режима на некоторых участках графика, где они превышают ординаты принужденного тока $i_{пр}$.

Нетрудно видеть, что разница между ординатами токов i и $i_{пр}$ зависит от величины и скорости затухания свободного тока, т. е. от постоянной времени $\tau = \frac{L}{r}$. Если $L \gg r$, то график $i_{св}$ будет представлять собой почти горизонтальную линию. Это соответствует случаю индуктивной нагрузки, когда $\varphi \approx 90^\circ$.

Начальная ордината свободного тока $i_{св}$ будет максимальна и равна амплитуде принужденного тока, если включение произойдет при условии $\psi_i = \psi_u - \varphi = 90^\circ$ и, следовательно, $\psi_u \approx 180^\circ$, т. е. момент перехода напряжения через нулевое значение.

Таким образом, максимальное значение тока переходного периода может быть близко к $2I_m$, но не может превышать величины, равной двойному значению амплитуды принужденного тока. Наиболее неблагоприятным является включение индуктивной нагрузки в моменты, когда мгновенное значение напряжения близко к нулю.

Глава 11
МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ
С ПЕРЕМЕННОЙ НАМАГНИЧИВАЮЩЕЙ СИЛОЙ

§ 11.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ

Магнитными цепями с переменной намагничивающей силой называют такие цепи, магнитное поле которых возбуждается катушками, подключенными к источнику переменного тока. Переменный ток катушки создает в сердечнике переменное магнитное поле, изменение которого сопровождается циклическим перемагничиванием сердечника.

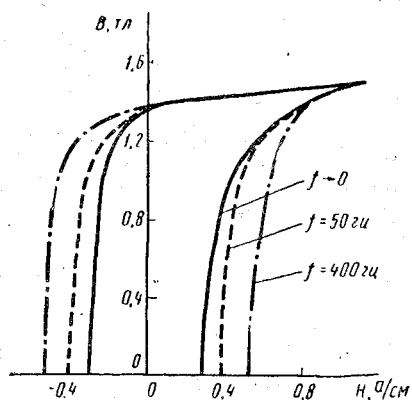


Рис. 11.1. Динамические петли перемагничивания стали Э320 при различной частоте

В гл. 5 было показано, что циклическое перемагничивание сердечника осуществляется по динамической петле перемагничивания, форма которой зависит как от электрических и магнитных свойств сердечника, так и от скорости перемагничивания, т. е. от частоты изменения тока или напряженности магнитного поля катушки (см. рис. 5.17 и 5.18). В качестве иллюстрации влияния частоты на форму петли перемагничивания на рис. 11.1

изображено несколько петель перемагничивания электротехнической стали Э320 при различной частоте. Площадь петли, как известно, характеризует суммарные удельные потери энергии за один цикл перемагничивания. При малых частотах, когда $f \rightarrow 0$ и потери энергии обуславливаются в основном явлением гистерезиса, петля называется статической. С ростом частоты потери энергии на перемагничивание увеличиваются, что свя-

238

238

зано с действием вихревых токов в сердечнике, возникающих под действием индуктированных в нем э. д. с. Петли, учитывающие влияние гистерезиса и вихревых токов, называются динамическими.

Для снижения потерь от вихревых токов сердечник выполняют из листов (см. рис. 5.19), а добавлением присадок кремния увеличивают удельное электрическое сопротивление материала сердечника.

В электромагнитных устройствах, работающих при частоте 50 гц, применяются листовые материалы (сталь или пермаллой) толщиной 0,35 мм. При повышенных частотах 400—1000 гц толщина листов снижается до 0,1 мм. В звуковом диапазоне частот 400—20000 гц используются ленты толщиной 0,1—0,03 мм. В радиотехнике при частотах 100 кгц и более широко применяют полупроводниковые ферромагнитные материалы с большим удельным сопротивлением — ферриты, карбонильное железо и т. п.

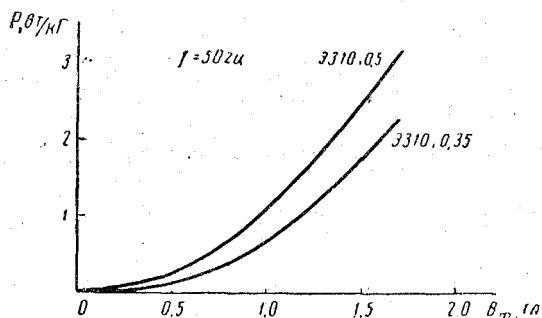


Рис. 11.2. Потери на перемагничивание в электротехнической стали

Влияние толщины листов на величину потерь на перемагничивание иллюстрируется кривыми зависимости мощности потерь от индукции для двух толщин листов одного и того же материала (рис. 11.2).

Выясним влияние процесса перемагничивания сердечника на ток катушки, создающий магнитное поле в этом сердечнике. Для этого рассмотрим приближенную картину поля катушки, показанную на рис. 11.3. Основная часть линий поля замыкается по сердечнику, образуя рабочий поток Φ . Линии этого поля, сцепленные со всеми w витками катушки, определяют потокосцепление $\Psi = w\Phi$.

Меньшая часть линий магнитного поля только частично проходит по сердечнику, замыкаясь в основном по воздуху. Это поле характеризуется своим потокосцеплением, которое называется потокосцеплением поля рассеяния и обозначается Ψ_{σ} . Так как магнитное сопротивление участков пути в сердечнике ничтожно мало по сравнению с магнитным сопротивлением по воздушному участку, считают, что линии поля рассеяния замыкаются только по воздуху.

При анализе физических процессов в катушке с ферромагнитным сердечником удобно рассматривать действие рабочего потоко-сцепления Ψ и потоко-сцепления поля рассеяния Ψ_{σ} отдельно.

Каждый из них наводит в катушке свою э. д. с.:

$$e = -\omega \frac{d\Phi}{dt} \quad (11.1)$$

и

$$e_{\sigma} = -\frac{d\Psi_{\sigma}}{dt}. \quad (11.2)$$

Напряжение u на входных зажимах катушки, кроме активной составляющей ri , должно иметь дополнительные составляющие,

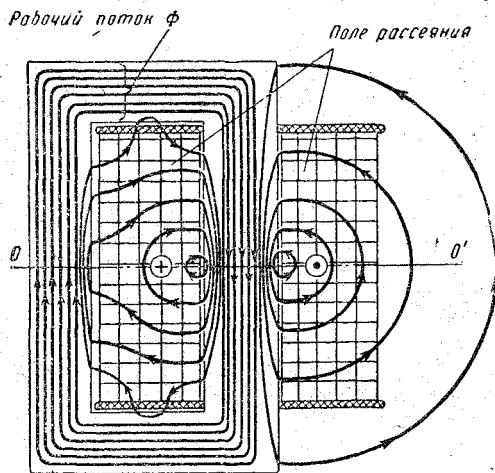


Рис. 11.3. Магнитное поле катушки с ферромагнитным сердечником

уравновешивающие э. д. с. e рабочего потока и э. д. с. e_{σ} поля рассеяния:

$$u = (-e) + (-e_{\sigma}) + ri. \quad (11.3)$$

Уравнение (11.3), характеризующее электрическое состояние катушки с ферромагнитным сердечником, показывает, что ее ток зависит не только от приложенного напряжения u и сопротивления r обмотки (как это было при питании катушки от источника постоянного тока), но также от характеристик магнитной цепи, влияющих на потоко-сцепления Ψ_{σ} и Ψ , которые в свою очередь влияют на э. д. с. e_{σ} и e . В линейных цепях для установления зависимости между синусоидальным напряжением и током катушки э. д. с. e_L в схеме замещения заменялась падением напряжения u_L на индуктивности, которое равно по величине и противоположно по фазе э. д. с. e_L .

Аналогичную операцию можно проделать с э. д. с. поля рассеяния e_{σ} , так как она является результатом воздействия поля в немагнитной среде. Следовательно, e_{σ} можно рассматривать как э. д. с. самоиндукции:

$$e_{\sigma} = -\frac{d\Psi_{\sigma}}{dt} = -\frac{d\Psi_{\sigma}}{di} \cdot \frac{di}{dt} = -L_{\sigma} \frac{di}{dt}, \quad (11.4)$$

где

$$L_{\sigma} = \frac{d\Psi_{\sigma}}{di} = \frac{\Psi_{\sigma}}{i} = \text{const.}$$

Поэтому уравнение электрического состояния (11.3) можно переписать по-другому:

$$u = (-e) + L_{\sigma} \frac{di}{dt} + ri. \quad (11.5)$$

Полученное уравнение позволяет предположить, что реальная катушка как бы состоит из двух последовательно соединенных катушек, как показано на рис. 11.4.

Первая из них является линейной катушкой с активным сопротивлением r и индуктивностью L_{σ} , а вторая — идеализированной катушкой с числом витков ω , активное сопротивление которой равно нулю. Поток этой катушки замыкается только по сердечнику, и напряжение на ней $u' = -e$.

Отличительной особенностью идеализированной катушки по сравнению с обычной катушкой без ферромагнитного сердечника является то, что для нее нельзя найти линейную связь между э. д. с. e и проходящим по катушке током i , аналогичную уравнению (11.4). Действительно, динамическая петля характеризует нелинейную связь между индукцией и напряженностью поля в ферромагнитном материале сердечника. Мгновенные значения индукции B определяются напряжением на идеализированной катушке, так как $u' = +\omega q_c \frac{dB}{dt}$ (q_c — площадь сечения сердечника). Напряженность поля H , согласно закону полного тока, определяется током в катушке: $H = \frac{i\omega}{l_c}$ (l_c — длина средней магнитной линии сердечника). Следовательно, между напряжением $u' = -e$ и током катушки i существует нелинейная связь, также выражающаяся динамической петлей. Поэтому идеализированную катушку нельзя characterize

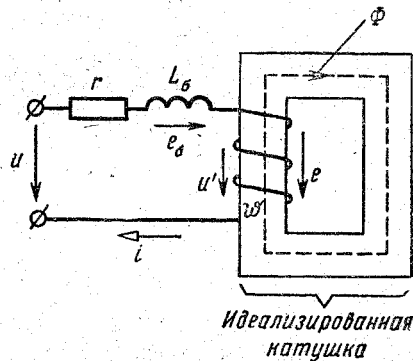


Рис. 11.4. Схема замещения катушки с ферромагнитным сердечником в цепи переменного тока

вать постоянной индуктивностью. При исследовании магнитной цепи с переменной намагничивающей силой приходится упрощать исходные физические предпосылки, что и будет сделано при изложении последующего материала.

§ 11.2. ФОРМА КРИВОЙ ТОКА ИДЕАЛИЗИРОВАННОЙ КАТУШКИ
С ФЕРРОМАГНИТНЫМ СЕРДЕЧНИКОМ
ПРИ СИНУСОИДАЛЬНОМ НАПРЯЖЕНИИ

Для упрощения анализа рассмотрим сначала идеализированную катушку, отличающуюся от реальной тем, что в схеме рис. 11.4 положили равными нулю ее активное сопротивление r и индуктивность рассеяния L_{σ} . Пусть на вход катушки подано синусоидальное напряжение $u = U_m \sin \omega t$. Уравнение электрического состояния (11.5) такой катушки упрощается:

$$u = -e = \omega \frac{d\Phi}{dt}. \quad (11.6)$$

При синусоидальном напряжении на катушке изменение потока во времени определяется уравнением

$$\Phi(t) = \frac{1}{\omega} \int u dt + \text{const} = \frac{U_m}{\omega} \int \sin \omega t dt + \text{const}$$

или

$$\Phi(t) = -\frac{U_m}{\omega\omega} \cos \omega t + \text{const}.$$

Постоянная интегрирования, соответствующая постоянному магнитному потоку, равна нулю, поскольку рассматривается установившийся режим, при котором поток создается только переменным током. Заменив $\Phi_m = \frac{U_m}{\omega\omega}$, получим

$$\Phi(t) = \Phi_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right). \quad (11.7)$$

Уравнение (11.7) определяет основное свойство идеализированной катушки, заключающееся в том, что при синусоидальном напряжении на входе катушки рабочий поток ее сердечника изменяется также синусоидально. Амплитуда этого потока зависит от действующего значения приложенного напряжения:

$$\Phi_m = \frac{U_m}{\omega\omega} = \frac{\sqrt{2}U}{2\pi f\omega}$$

или

$$\Phi_m = \frac{U}{4,44f\omega}. \quad (11.8)$$

По известному напряжению U можно определить форму кривой тока в катушке с помощью петель перематгничивания. Для этого из семейства динамических петель нужно выбрать такую, у которой вершина соответствует амплитуде магнитной индукции:

$$B_m = \frac{\Phi_m}{q_c} = \frac{U}{4,44f\omega q_c}. \quad (11.8a)$$

Затем на одной плоскости следует совместить динамическую петлю и кривую $B(t) = B_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$, как показано на рис. 11.5.

Каждому мгновенному значению индукции соответствует свое мгновенное значение тока. Построением, выполненным на рис. 11.5,

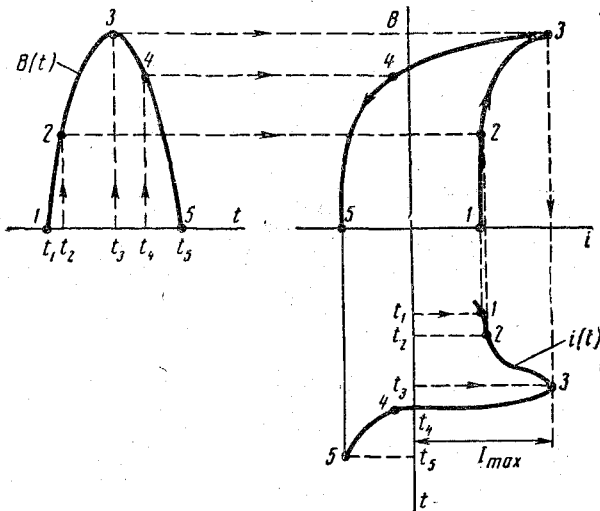


Рис. 11.5. Построение кривой тока в катушке при синусоидальной индукции

определяется форма кривой тока i катушки. Все кривые мгновенных значений $u(t)$; $B(t)$ и $i(t)$ совмещены на общей временной оси (рис. 11.6).

В первую очередь обратим внимание на несинусоидальность формы кривой тока, что определяется непропорциональной связью потока и тока, выраженной динамической петлей. Форма кривой тока тем больше отличается от синусоиды, чем больше отклоняется от прямой форма динамической петли. По мере увеличения амплитуды синусоидального напряжения u , приложенного к катушке, в кривой тока появляется и быстро растет кратковременный пик с наибольшей величиной I_{\max} . Этот пик возникает в то время, когда материал сердечника насыщается, что соответствует «носику» динамической петли. На рис. 11.7 построен график зависимости

$U_m(I_{max})$, наглядно характеризующий нелинейную связь тока и напряжения на катушке.

Нулевые фазы потока в сердечнике и тока в катушке не совпадают во времени (см. рис. 11.6), что является отличительной особен-

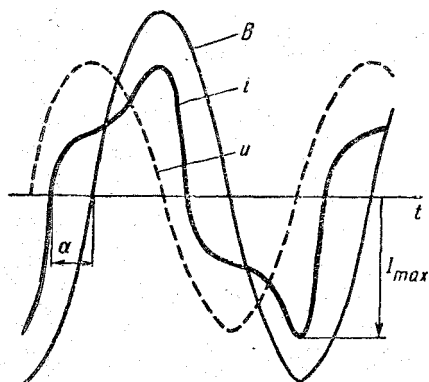


Рис. 11.6. Кривые индукции в сердечнике, напряжения и тока в катушке

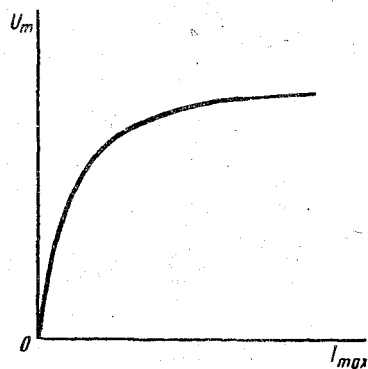


Рис. 11.7. Связь максимальных значений тока в катушке с амплитудой напряжения на ней

ностью процессов в катушке с ферромагнитным сердечником. Возвращаясь к рис. 11.5, можно заметить, что такое смещение фаз вызвано запаздыванием изменения потока по отношению к намагничивающему току. Чем шире динамическая петля, тем больше

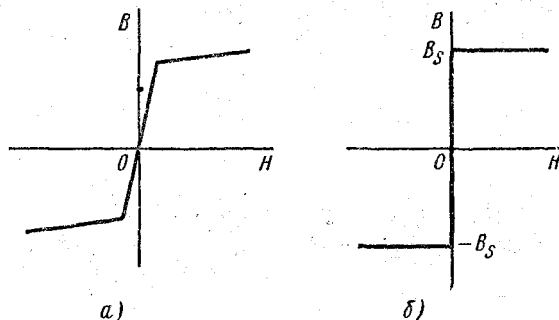


Рис. 11.8. Идеализированные динамические петли

угол α фазового сдвига нулей потока и тока. С другой стороны, ширина петли и ее площадь характеризуют величину потерь на тепло в сердечнике. Поэтому угол α называют углом потерь.

Для упрощения анализа физических процессов, происходящих во взаимосвязанных электромагнитных цепях, часто прибегают к идеализации динамических петель. Например, пренебрегая потерей

ми в сердечнике, совмещают прямую и обратную ветви петли; при этом отдельные участки ветви заменяют отрезками прямой (рис. 11.8, а).

Еще большее упрощение петли показано на рис. 11.8, б.

Такая замена производится для материалов, обладающих большой магнитной проницаемостью до наступления насыщения B_s . Насыщение возникает как бы скачком, и форма петли близка к

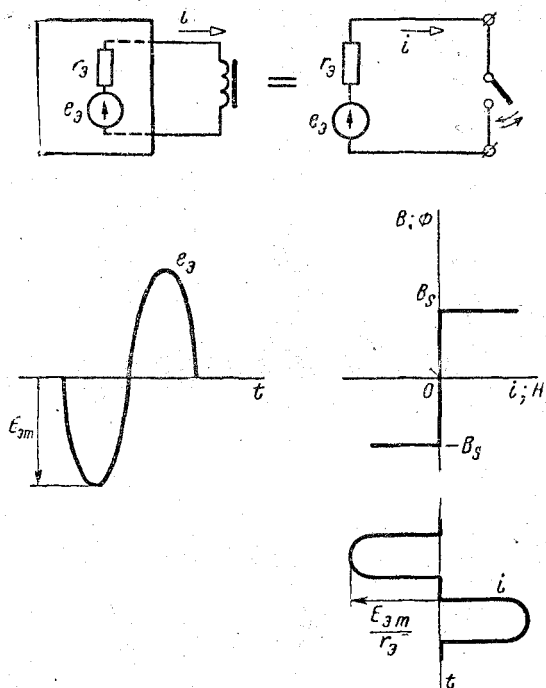


Рис. 11.9. Работа насыщающегося дросселя как ключа в цепи переменного тока

прямоугольной. Прямоугольная петля получается после прокатки листов стали марки Э3 и пермаллоя в холодном состоянии с последующим отжигом без доступа воздуха. При прямоугольной петле форма тока в катушке еще больше отличается от синусоиды. Пока индукция соответствует участку $0 < B < B_s$, ток практически равен нулю. При насыщении ферромагнитного материала возникает пик тока (рис. 11.9): $B = B_s = \text{const}$ и э. д. с. $e = -q_c \frac{dB}{dt} = 0$; ток катушки определяется только э. д. с. e_3 и внутренним сопротивлением r_3 источника питания. Таким образом, при $B < B_s$ катушка как бы имеет бесконечно большое сопротивление

($i = 0$), а при $B = B_s$ сопротивление катушки равно нулю. Катушка работает как ключ, периодически замыкающий внешнюю цепь источника, к которому она подключена.

§ 11.3. ЭКВИВАЛЕНТНЫЙ СИНУСОИДАЛЬНЫЙ ТОК. ВОЛЬТ-АМПЕРНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА КАТУШКИ

Несинусоидальность формы кривой тока в катушке чрезвычайно затрудняет количественный анализ процессов в электрической и магнитной цепях. Для таких цепей невозможно строить векторные диаграммы, так как последние характеризуют только гармонически изменяющиеся величины. Следовательно, нельзя использовать символический метод расчета цепи, опирающийся на векторные диаграммы. Поэтому широкое применение получил расчетный прием замены реального несинусоидального тока катушки эквивалентным синусоидальным током при условии равенства их действующих значений. В некоторых случаях несинусоидальный ток заменяется его первой гармоникой. Формула действующего значения тока

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}$$

справедлива для любой формы кривой тока. Величина I может быть найдена графическим интегрированием кривой $i^2(t)$ или разложением кривой $i(t)$ на гармоники с последующим определением действующего значения тока по формуле

$$I = \sqrt{\sum_{k=1}^{k=\infty} I_{(k)}^2}.$$

При экспериментальном исследовании готовой катушки действующее значение несинусоидального тока измеряется приборами тепловой, электромагнитной или электродинамической системы. Каждому максимальному значению напряжения на катушке соответствует своя форма кривой тока, причем максимальное значение тока I_{\max} растет непропорционально быстро (см. рис. 11.7). Поэтому связь между величинами U и I оказывается также нелинейной (рис. 11.10). Кривая $U(I)$ называется вольт-амперной характеристикой катушки на переменном токе. Ее можно получить опытным путем или рассчитать по кривой намагничивания материала сердечника на переменном токе $B_m(H_{\sim})$, выражающей зависимость амплитуды магнитной индукции B_m от действующего значения несинусоидальной напряженности магнитного поля H_{\sim} .

При определенных параметрах катушки и ее сердечника индукция B_m пропорциональна напряжению ($U = E = 4,44 f \omega q_c B_m$),

а напряженность магнитного поля H_{\sim} пропорциональна действующему значению тока ($I = \frac{H_{\sim} l_c}{\omega}$). Поэтому форма кривых $U(I)$ и $B_m(H_{\sim})$ совпадает, и они могут быть совмещены при разных масштабах по осям координат (см. рис. 11.10). Отношение действующих значений напряжения U к току I характеризует полное сопротивление катушки:

$$z_0 = \frac{U}{I}. \quad (11.9)$$

Так как величины U и I не пропорциональны друг другу, сопротивление z_0 не остается постоянным. Кривая зависимости сопротивления от напряжения U на катушке построена на рис. 11.11.

Зависимость сопротивления от приложенного напряжения является характерной особенностью катушки с ферромагнитным сердечником.

Кривые намагничивания ферромагнитных материалов на переменном токе получают в результате экспериментального исследования образцов материала по схеме рис. 11.12.

Амперметр измеряет действующее значение несинусоидального тока I . Амплитуда магнитной индукции определяется по показанию вольтметра, подключенного к зажимам специальной измерительной обмотки $\omega_{изм}$; при синусоидальном потоке индукция $B_m = \frac{E_{изм}}{4,44j\omega_{изм} \varphi_c}$.

Кривая намагничивания материала сердечника на переменном токе может существенно отличаться от соответствующей кривой на постоянном токе, поэтому использование последней для расчета

магнитной цепи с переменной намагничивающей силой недопустимо. Помимо кривой намагничивания, по данным экспериментального обследования материала сердечника строят кривую зависимости мощности $P_{уд}$ удельных потерь энергии от амплитуды магнитной индукции. Величина $P_{уд}$ определяется по показанию ваттметра (см. рис. 11.12), характеризующего мощность P_c потерь во всем

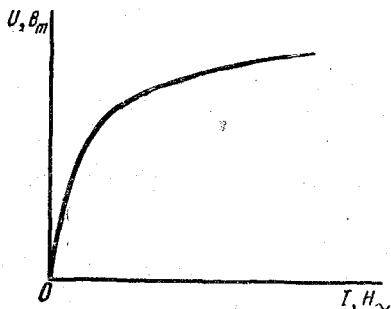


Рис. 11.10. Характеристика намагничивания материала сердечника на переменном токе

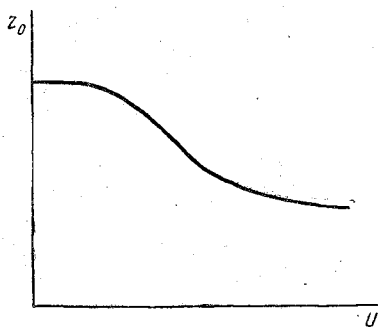
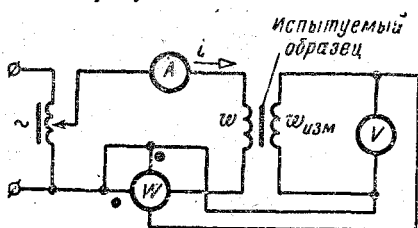


Рис. 11.11. Зависимость полного сопротивления катушки от приложенного к ней напряжения

сердечнике. При равенстве витков измерительной и намагничивающей обмоток

$$P_{уд} = \frac{P_c}{qcl_c} \quad (11.10)$$

По результатам опыта можно также найти величину удельной реактивной мощности $Q_{уд}$ намагничивания:



$$Q_{уд} = \frac{Q}{qcl_c} = \frac{\sqrt{S^2 - P_c^2}}{qcl_c} = \frac{\sqrt{(U_{изм} I)^2 - P_c^2}}{qcl_c}$$

Рис. 11.12. Схема измерения магнитных характеристик материала сердечника на переменном токе

Зависимости удельной активной и реактивной мощностей от индукции для различных магнитных материалов приводятся в электротехнических справочниках и руководствах по расчету электромагнитных аппаратов. Эти

данные используются при расчете вольт-амперной характеристики и параметров схемы замещения катушки. Сначала определяют активную и реактивную составляющие эквивалентного тока:

$$I_a = \frac{P_{уд} qcl_c}{E} = \frac{P_{уд} qcl_c}{U}, \quad (11.11)$$

$$I_p = \frac{Q_{уд} qcl_c}{U},$$

а затем полный ток

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_p^2} \quad (11.12)$$

§ 11.4. ВЕКТОРНАЯ ДИАГРАММА И СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ ИДЕАЛИЗИРОВАННОЙ КАТУШКИ

Введение понятия эквивалентного тока позволяет приступить к построению векторной диаграммы идеализированной катушки с ферромагнитным сердечником. Построение векторной диаграммы обычно начинают с вектора магнитного потока Φ_m . Переменный синусоидальный поток индуцирует э. д. с. E в витках катушки; вектор E отстает по фазе от вектора Φ_m на угол 90° (рис. 11.13, а). Э. д. с. E уравнивает приложенное к катушке напряжение U . Вектор эквивалентного тока строится по активной и реактивной составляющим тока согласно формуле (11.11) или по активной составляющей и полному току.

Векторной диаграмме рис. 11.13, а соответствует электрическая схема рис. 11.13, б, содержащая активную проводимость

$$g_0 = \frac{I_a}{E} = \frac{I_a}{U} \quad (11.13)$$

и реактивную проводимость

$$b_0 = \frac{I_p}{E} = \frac{I_p}{U}. \quad (11.13a)$$

Реальные потери в сердечнике катушки замещены эквивалентными потерями в активном сопротивлении $\frac{1}{g_0}$, поэтому эта схема называется схемой замещения.

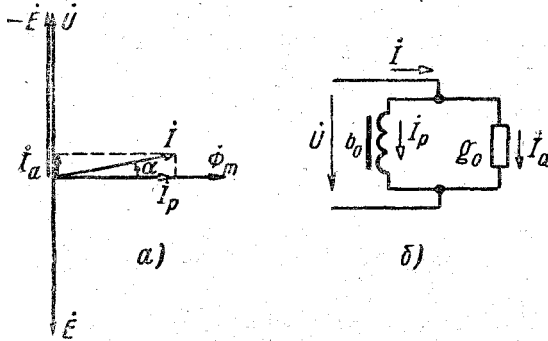


Рис. 11.13. Векторная диаграмма (а) и схема замещения (б) идеализированной катушки с параллельным соединением элементов

Векторную диаграмму катушки можно несколько видоизменить, разложив на составляющие не ток, а напряжение (рис. 11.14, а). Активной составляющей напряжения соответствует активное сопротивление r_0 последовательной схемы замещения рис. 11.14, б. По условию эквивалентности схемы замещения реальной катушки активная мощность

$$P = r_0 I^2 = P_c,$$

следовательно,

$$r_0 = \frac{P_c}{I^2}. \quad (11.14)$$

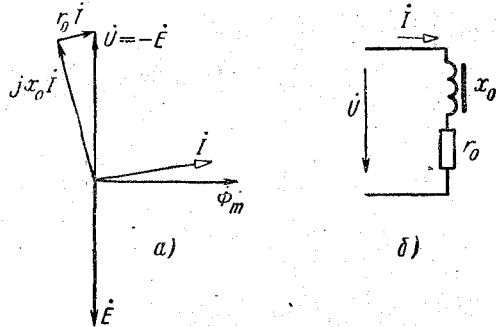


Рис. 11.14. Векторная диаграмма (а) и схема замещения (б) идеализированной катушки с последовательным соединением элементов

Реактивная составляющая напряжения на катушке равна падению напряжения на сопротивлении x_0 схемы замещения:

$$x_0 = \sqrt{z_0^2 - r_0^2} = \sqrt{\left(\frac{U}{I}\right)^2 - r_0^2}. \quad (11.15)$$

В отличие от рассмотренной ранее схемы замещения катушки индуктивности, магнитное поле которой создается в неферромагнитной среде, сопротивления r_0 и x_0 не остаются постоянными при изменении действующего значения напряжения на катушке. Дело в том, что полный ток в катушке с ферромагнитным сердечником, а также составляющие этого тока непропорционально изменяются с изменением напряжения. Этому соответствует нелинейная вольт-амперная характеристика (см. рис. 11.10) и кривая зависимости полного сопротивления катушки z_0 от приложенного к ней напряжения (см. рис. 11.11).

§ 11.5. РЕАЛЬНАЯ КАТУШКА ИНДУКТИВНОСТИ

Реальная катушка индуктивности с ферромагнитным сердечником имеет активное сопротивление обмотки и магнитное поле рассеяния, которое в некоторых случаях приходится учитывать. В § 11.1 было составлено уравнение электрического состояния (11.3), учитывающее падение напряжения на активном сопротивлении катушки и напряжение, уравновешивающее э. д. с. потоко-сцепления рассеяния:

$$u = -e + L_s \frac{di}{dt} + ri = u' + L_s \frac{di}{dt} + ri. \quad (11.16)$$

Составляющая $u' = -e$ представляет собой напряжение на зажимах идеализированной катушки.

После замены несинусоидального тока катушки эквивалентным синусоидальным током уравнение (11.16) можно записать для комплексных действующих значений:

$$\dot{U} = -\dot{E} + jx_s \dot{I} + r\dot{I} \quad (11.17)$$

или

$$\dot{U} = \dot{U}' + jx_s \dot{I} + r\dot{I}.$$

Уравнению (11.17) соответствует векторная диаграмма рис. 11.15, а, которая строится в том же порядке, что и диаграмма идеализированной катушки. Вслед за определением положения вектора $\dot{U}' = -\dot{E}$ находят активную и реактивную составляющие эквивалентного тока, понимая под ними проекции вектора \dot{I} на направления векторов \dot{U}' и $\dot{\Phi}_m$. Эти составляющие находят по формуле (11.11) подстановкой вместо U величины $U' = E$. Вектор полного напряжения на реальной катушке строят, суммируя по уравнениям (11.17) три составляющие этого напряжения.

Учитывая схему замещения идеализированной катушки, по уравнениям (11.17) можно составить полную эквивалентную схему реальной катушки (рис. 11.15, б).

Переходя от параллельной схемы соединения элементов b_0 и g_0 к последовательной, получим эквивалентную схему с последовательным соединением всех элементов. Активные сопротивления r и

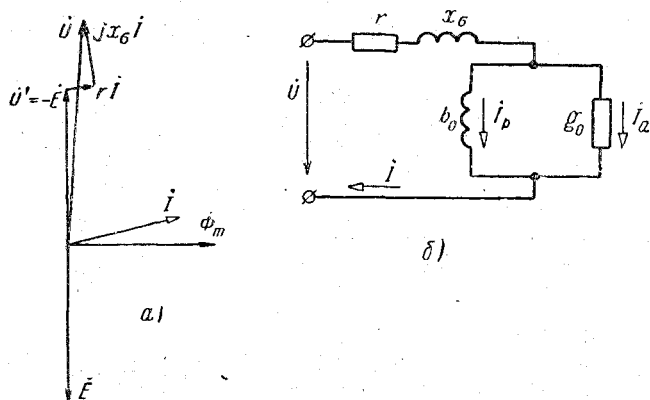


Рис. 11.15. Векторная диаграмма (а) и схема замещения (б) реальной катушки

r_0 этой схемы соответствуют потерям электрической энергии на нагрев обмотки и ферромагнитного сердечника. Индуктивные сопротивления x_σ и x_0 характеризуют э. д. с. катушки, наведенные потоко-сцеплениями рассеяния и рабочего потока сердечника.

§ 11.6. ДРОССЕЛЬ С ВОЗДУШНЫМ ЗАЗОРОМ

Как было выяснено ранее, полное сопротивление катушки с ферромагнитным сердечником зависит от действующего значения напряжения или тока. Для некоторых электротехнических устройств необходима катушка с неизменной или произвольно регулируемой индуктивностью; такие катушки применяются, например, в фильтрах выпрямителей и сварочных агрегатах. В этих случаях в сердечнике катушки делают воздушный зазор, величина которого задается немагнитной прокладкой (рис. 11.16).

В ряде устройств (электрические машины, индукционные датчики, звукозаписывающие головки и др.) необходимость воздушного зазора определяется принципом их действия. Влияние воздушного зазора рассмотрим на примере идеализированной катушки ($x_\sigma = 0$, $r = 0$).

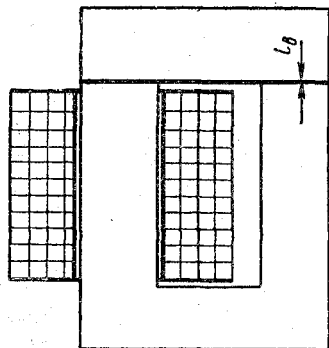


Рис. 11.16. Эскиз дросселя с воздушным зазором

Для катушки, сердечник которой имеет воздушный зазор шириной l_B , по закону полного тока можно записать следующее уравнение:

$$H_B 2l_B + H_C l_C = i\omega, \quad (11.18)$$

где

$H_B 2l_B = u_{B,м}$ — магнитное напряжение на воздушном зазоре;

$H_C l_C = u_{C,м}$ — магнитное напряжение на ферромагнитном сердечнике.

Напряженность поля в обоих элементах магнитной цепи зависит от индукции в сердечнике, которая согласно (11.17) определяется напряжением на катушке.

Уравнение (11.18) позволяет построить динамическую петлю намагничивания сердечника с зазором $\Phi(i)$ и определить форму кривой тока в катушке (см. § 11.2).

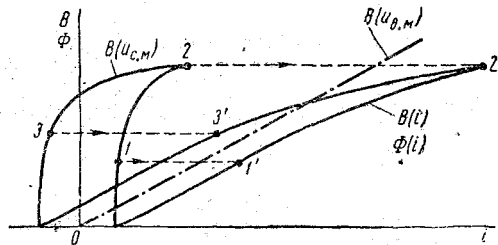


Рис. 11.17. Динамическая петля перемagnичивания ферромагнитного сердечника с воздушным зазором

Для построения такой динамической петли нужно сложить магнитные напряжения при нескольких значениях индукции (потока), как показано на рис. 11.17.

Согласно полученной динамической петле зависимость между током в обмотке и потоком (индукцией) в сердечнике оказывается более линейной по сравнению с петлей ферромагнитного материала. Поэтому кривая тока в катушке ближе по форме к кривой синусоидального потока. Чем больше воздушный зазор в сердечнике, тем больше напряжение $u_{B,м} = H_B 2l_B$ на линейном элементе магнитной цепи и тем ближе к прямой ветви динамической петли.

Как и раньше, реальные несинусоидальные кривые $H_B(t)$ и $H_C(t)$ можно заменить эквивалентными синусоидами и принять, что они совпадают по фазе. Тогда, пренебрегая небольшим углом сдвига между мгновенными значениями магнитных напряжений, от уравнения (11.18) можно перейти к уравнению для их действующих значений:

$$U_{B,м} + U_{C,м} = I\omega, \quad (11.18a)$$

где

$$U_{B,м} = \frac{B_m}{\sqrt{2}\mu_0} 2l_B \quad \text{и} \quad U_{C,м} = H_{\sim}(B_m) l_C.$$

Зависимость $H \sim (B_m)$ задается кривой намагничивания ферромагнитного сердечника на переменном токе.

Используя уравнение (11.18а), можно построить вольт-амперную характеристику катушки с сердечником, имеющим воздушный зазор. Для этого нужно задаться рядом действующих значений напряжения на катушке, затем по (11.7) определить соответствующую величину B_m . Подставляя в уравнение (11.18а) найденные значения магнитных напряжений, можно определить действующие значения эквивалентного синусоидального тока. Графическое решение уравнения (11.18а) показано на рис. 11.18.

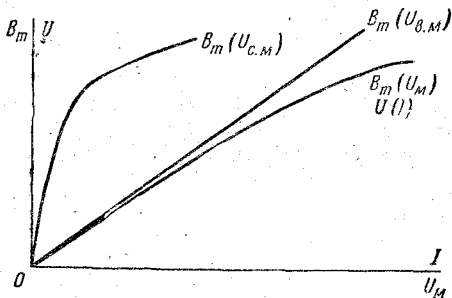


Рис. 11.18. Вольт-амперная характеристика дросселя с воздушным зазором

Воздушный зазор в сердечнике спрямляет вольт-амперную характеристику катушки, делая ее практически линейной на значительном участке. Длина линейного участка во многом определяется соотношением магнитных напряжений на воздушном зазоре и на ферромагнитном участке магнитопровода, т. е. шириной зазора.

Для идеализированной катушки отношение напряжения к току равно ее сопротивлению на переменном токе. Поэтому на линейном участке вольт-амперной характеристики сопротивление катушки остается постоянным. Чем больше воздушный зазор, тем меньше индуктивное сопротивление катушки (больше ток при заданном напряжении U) и тем стабильнее величина этого сопротивления.

§ 11.7. ФЕРРОРЕЗОНАНСНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР НАПЯЖЕНИЯ

Для питания многих измерительных устройств необходимо стабильное переменное напряжение частотой 50 гц. Напряжение в промышленных сетях часто изменяется, причем колебания достигают 15—20% от номинального напряжения U_n . В этих случаях можно применять феррорезонансные стабилизаторы, обеспечивающие постоянство напряжения на выходе с точностью до 0,5%.

В стабилизаторах напряжения используется пологий участок за коленом вольт-амперной характеристики катушки с ферромагнитным сердечником. На этом участке изменение тока в широких пределах практически не вызывает изменения напряжения. Если последовательно с катушкой, работающей в режиме насыщения, включить линейный дроссель с воздушным зазором (рис. 11.19, а), то образуется простейший стабилизатор. На рис. 11.19, б построены

вольт-амперные характеристики цепи на основе уравнения $U = U_1 + U_2$, предполагающей идеализированные катушки с эквивалентным синусоидальным током в обмотках.

Изменение действующего значения напряжения сети U в указанных на рис. 11.19, б пределах $U_A - U_B$ вызывает незначитель-

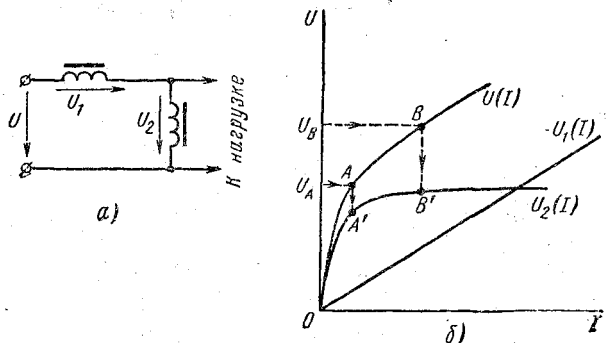


Рис. 11.19. Схема (а) и вольт-амперная характеристика (б) простейшего стабилизатора напряжения

ные колебания напряжения U_2 на нагрузке. Недостатком рассмотренной схемы стабилизации является большой ток в цепи, вследствие чего габариты обмотки линейного дросселя оказываются недопустимо большими. Для уменьшения тока стабилизатора параллельно дросселю Dr_2 включают конденсатор C (рис. 11.20, а). Вольт-ампер-

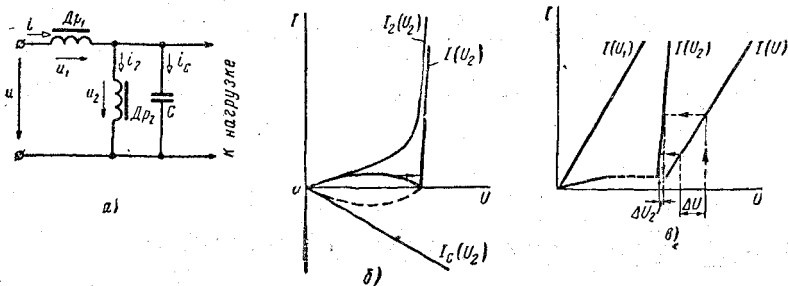


Рис. 11.20. Схема стабилизатора напряжения (а) и построение его вольт-амперной характеристики (б, в)

ная характеристика такой цепи строится на основе уравнений Кирхгофа для действующих значений напряжений и токов:

$$U = U_1 + U_2, \quad (11.19)$$

$$I = I_2 - I_C, \quad (11.20)$$

в которых предполагается, что сопротивление идеализированных катушек является чисто реактивным.

Сначала строят кривую зависимости общего тока I от напряжения U_2 на разветвлении; для этого алгебраически суммируют ординаты характеристик $I_2(U_2)$ и $I_C(U_2)$, как показано на рис. 11.20, б. Затем для ряда значений тока I графически складывают напряжения U_1 и U_2 (рис. 11.20, в). Изменение напряжения ΔU относительно номинального значения практически не сказывается на величине напряжения U_2 . Вследствие компенсирующего действия емкостного тока I_C результирующий ток стабилизатора оказывается значительно меньше, чем в схеме рис. 11.10, а.

Глава 12

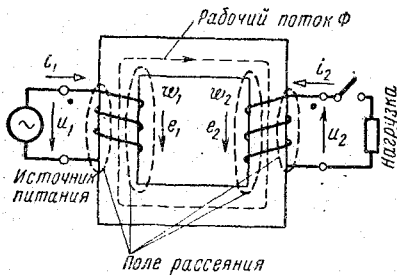
ТРАНСФОРМАТОРЫ

§ 12.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

Трансформатором называется электромагнитный аппарат, предназначенный для преобразования электрической энергии переменного тока одного напряжения в электрическую энергию переменного тока другого напряжения при условии сохранения частоты.

Принципиальная схема трансформатора изображена на рис. 12.1.

На замкнутом ферромагнитном сердечнике расположены две обмотки. К одной обмотке, которая носит название первичной, подводится электрическая энергия от источника питания. От другой — вторичной обмотки — энергия отводится к приемнику —



нагрузке. Все величины, относящиеся к этим обмоткам (токи, э. д. с. и т. п.), называются соответственно первичными или вторичными.

Под действием подведенного переменного напряжения u_1 в первичной обмотке возникает ток i_1 и в сердечнике возбуждается изменяющийся магнитный поток. Этот поток индуцирует э. д. с. e_1 и e_2 в обмотках трансформатора. Э. д. с. e_1 уравнивает часть напряжения источника u_1 , э. д. с. e_2 создает напряжение u_2 на выходных зажимах (нагрузке) трансформатора. При замыкании вторичной цепи возникает ток i_2 , который образует собственный магнитный поток в сердечнике, накладывающийся на поток первичной обмотки. В результате создается общий поток сердечника Φ , сцепленный с витками обеих обмоток трансформатора и определяющий в них результирующие э. д. с. e_1 и e_2 .

Отношения величин напряжений $\frac{u_1}{u_2}$ и токов $\frac{i_1}{i_2}$ определяются числом витков первичной и вторичной обмоток. Как будет показано в последующих параграфах, у трансформатора отношение напряжений $\frac{u_1}{u_2}$ приблизительно прямо пропорционально отношению чисел витков $\frac{w_1}{w_2}$, а отношение токов $\frac{i_1}{i_2}$ обратно пропорционально этой величине. При этом закон изменения токов и напряжений во времени оказывается одинаковым для обеих обмоток. В частности, при синусоидальном напряжении источника питания ток и напряжение во вторичной цепи также имеют синусоидальную форму.

Величина

$$k = \frac{w_1}{w_2}, \quad (12.1)$$

определяющая отношение токов и напряжений, называется коэффициентом трансформации.

Помимо основного (рабочего) потока Φ в сердечнике, токи обмоток создают в окружающем пространстве магнитное поле рассеяния. Магнитные линии этого поля, условно показанные на рис. 12.1, сцеплены с витками только одной обмотки — первичной или вторичной. При изменении магнитных потокосцеплений рассеяния в обмотках индуктируются дополнительные э. д. с.

Таким образом, в трансформаторе передача электрической энергии из первичной цепи во вторичную осуществляется посредством магнитного поля в сердечнике, причем эти цепи электрически изолированы друг от друга.

Трансформаторы являются важнейшими элементами силовых электрических сетей. Они позволяют создать очень гибкую и удобную систему передачи и распределения электроэнергии. Электрические станции обычно находятся вблизи мощных природных источников энергии (реки, залежи угля, торфа, сланца и т. п.), а потребители электроэнергии могут быть расположены на расстоянии нескольких сотен километров от них. Электрические станции и приемники связываются единой сетью, образуя сложную электроэнергетическую систему. Пример такой системы (в упрощенном виде и без соблюдения масштабов длин линий и площадей районов) дан на рис. 12.2.

На мощных станциях электрическая энергия вырабатывается генераторами с номинальным напряжением 3,15; 6,3; 10,5; 15,75 кВ и более. Для увеличения пропускной способности линий передачи и уменьшения потерь мощности в проводах обычно повышают напряжение, при котором передается электроэнергия. Например, на линиях передачи длиной более 500 км номинальное напряжение достигает 500 кВ. Такое напряжение имеет линия передачи Волжская

ГЭС им. В. И. Ленина — Москва. Поэтому на генераторных подстанциях устанавливаются трансформаторы, повышающие напряжение до необходимого уровня.

Номинальное напряжение большинства потребителей колеблется в пределах от 127 до 500 в; мощные электродвигатели работают при напряжении 3 и 6 кв. Таким образом, возникает необходимость создания ряда понизительных станций, на которых происходит неоднократное трансформирование напряжения.

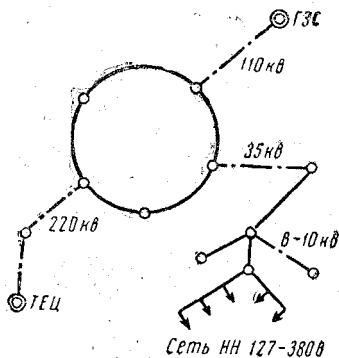


Рис. 12.2. Схема распределения электроэнергии

Трансформаторы, используемые в сетях распределения электроэнергии, называются силовыми; они имеют номинальную мощность от нескольких единиц до нескольких сотен тысяч киловольт-ампер.

Трансформаторы применяются также в качестве элементов измерительных устройств (измерительные трансформаторы), электротермических устройств (печные трансформаторы), в электросварке (сварочные трансформаторы) и т. п.

В устройствах промышленной электроники применяются силовые трансформаторы малой мощности (10—300 в_а) с несколькими вторичными обмотками, предназначенными для питания изолированных друг от друга цепей, имеющих различные номинальные напряжения. Кроме того, в этих устройствах используются специальные трансформаторы для преобразования высокочастотных и импульсных сигналов.

Несмотря на различие типов трансформаторов, происходящие в них электромагнитные процессы имеют много общих черт, поэтому при изучении работы трансформаторов можно основываться на единой теории для всех видов.

§ 12.2. ИДЕАЛИЗИРОВАННЫЙ ТРАНСФОРМАТОР

Уравнения электрического состояния

Как и при рассмотрении идеализированной катушки индуктивности, допустим, что магнитные потоки рассеяния трансформатора отсутствуют, а активные сопротивления его обмоток равны нулю.

В этих условиях напряжение u_1 на зажимах первичной обмотки трансформатора уравнивается только э. д. с. e_1 , индуцируемой рабочим потоком Φ сердечника (рис. 12.3).

Наведенная этим потоком э. д. с. e_2 во вторичной обмотке трансформатора численно равна напряжению u_2 на нагрузке. Согласно второму закону Кирхгофа уравнения электрического состояния в первичном и вторичном контурах имеют вид

$$\begin{aligned} u_1 &= -e_1, \\ u_2 &= e_2. \end{aligned} \quad (12.2)$$

При записи этих уравнений учитывались условно положительные направления э. д. с. и напряжений, показанные на рис. 12.3.

Э. д. с. определяются скоростью изменения потока сердечника и числом витков w_1 и w_2 обмоток трансформатора:

$$e_1 = -w_1 \frac{d\Phi}{dt}, \quad e_2 = -w_2 \frac{d\Phi}{dt}. \quad (12.3)$$

Используя уравнения (12.2) и (12.3), находим

$$\left| \frac{u_1}{u_2} \right| = \left| \frac{e_1}{e_2} \right| = \frac{w_1}{w_2} = k. \quad (12.4)$$

Это отношение указывает на важнейшее свойство идеализированного трансформатора преобразовывать (понижать или повышать) напряжения без искажения формы. При любой форме кривой напряжения u_1 на зажимах первичной обмотки напряжение u_2 на нагрузке изменяется по кривой, форма которой аналогична форме кривой напряжения u_1 ; значения напряжения u_2 в k раз отличаются от значений напряжения u_1 .

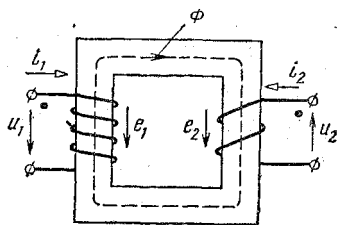


Рис. 12.3. Система условно положительных направлений электрических и магнитных величин в идеализированном трансформаторе

Уравнение магнитного состояния

Изменение магнитного потока в сердечнике трансформатора однозначно определяется приложенным к трансформатору напряжением u_1 , что следует из уравнений (12.2) и (12.3):

$$\Phi(t) = \frac{1}{w_1} \int u_1 dt. \quad (12.5)$$

В частности, при синусоидальном напряжении u_1 магнитный поток также будет изменяться по синусоидальному закону. В свою очередь магнитный поток $\Phi(t)$ определяет величину напряженности поля в сердечнике $H(t)$ для каждого момента времени, так как эти две величины связаны между собой параметрической зависимостью $\Phi(H)$, которая графически выражается динамической петлей гистерезиса.

С другой стороны, напряженность магнитного поля $H(t)$ связана по закону полного тока с намагничивающими силами первичной и вторичной обмоток трансформатора:

$$H(t) = \frac{i_1 \omega_1 + i_2 \omega_2}{l_c}, \quad (12.6)$$

где l_c — длина средней магнитной линии сердечника.

Следовательно, при заданном законе изменения напряжения на первичной обмотке $u_1(t)$ сумма намагничивающих сил $(i_1 \omega_1 + i_2 \omega_2)$ в каждый момент времени должна иметь определенные значения независимо от характера и величины нагрузки трансформатора. В частности, в режиме холостого хода трансформатора ток $i_2 = 0$, поток создается только током первичной обмотки i_{10} и уравнение (12.6) приобретает вид

$$H(t) = \frac{i_{10} \omega_1}{l_c}. \quad (12.6a)$$

Дополнительный индекс у тока i_{10} указывает, что этот ток соответствует режиму холостого хода трансформатора.

Совместное решение уравнений (12.6) и (12.6a) позволяет получить основное уравнение намагничивающих сил трансформатора:

$$i_{10} \omega_1 = i_1 \omega_1 + i_2 \omega_2. \quad (12.7)$$

Преобразуем уравнение (12.7), перенеся член $i_2 \omega_2$ в левую часть равенства и разделив обе части равенства на величину ω_1 :

$$i_1 = i_{10} - i_2 \frac{\omega_2}{\omega_1}. \quad (12.7a)$$

Введем в это уравнение новое обозначение:

$$i_2' = -i_2 \frac{\omega_2}{\omega_1}, \quad (12.8)$$

в результате чего окончательно получим

$$i_1 = i_{10} + i_2'. \quad (12.9)$$

Согласно уравнению (12.9) ток первичной обмотки i_1 при нагрузке имеет две составляющие: i_{10} и i_2' . Составляющая i_{10} создает магнитный поток сердечника, составляющая i_2' компенсирует магнитное действие тока вторичной обмотки i_2 , поэтому поток в сердечнике при любой нагрузке сохраняется таким же, как и при холостом ходе.

Форма кривой тока i_2 вторичной обмотки, строго говоря, не соответствует форме кривой тока i_1 первичной обмотки, так как последний согласно уравнению (12.7a) имеет составляющую тока холостого хода i_{10} . Величина i_{10} по существу является намагничивающим током, как и в дросселе с ферромагнитным сердечником;

временной закон изменения тока i_{10} определяется приложенным напряжением $u_1(t)$ и формой динамической петли гистерезиса сердечника. Чем больше относительная величина i_{10} , тем больше отличаются по форме токи первичной и вторичной обмоток.

Намагничивающий ток i_{10} будет тем меньше, чем ближе ветви петли гистерезиса к оси B ; в пределе петля превращается в прямую, сливающуюся с этой осью. В сердечнике из такого идеального материала при любой индукции, меньшей индукции насыщения, напряженность поля $H(t)$ равна нулю. Следовательно, по уравнению (12.6а) ток $i_{10} = 0$ и формула (12.7) приобретает вид

$$0 = i_1 \omega_1 + i_2 \omega_2,$$

откуда

$$\left| \frac{i_2}{i_1} \right| = \frac{\omega_1}{\omega_2} = k. \quad (12.10)$$

Как следует из уравнения (12.10), мгновенные значения токов i_1 и i_2 отличаются постоянным множителем k . Поэтому в трансформаторе с идеальным сердечником происходит трансформация тока без искажения формы кривой. Такое преобразование тока имеет существенное значение для некоторых разновидностей трансформаторов, в частности для измерительных трансформаторов тока.

Схема замещения

Схемы замещения применяются при расчетах электрических цепей, в которых трансформатор является связующим звеном отдельных контуров. При этом в расчетной схеме магнитная связь между первичным и вторичным контурами заменяется электрической, что значительно упрощает анализ всей цепи.

Если электрически связать первичную и вторичную обмотки трансформатора, как показано на рис. 12.4,а, то напряжение на зажимах вторичной обмотки изменится и станет равным напряжению u_1 . Найдем соотношение между новым напряжением $u_2 = u_1$ и истинным напряжением u_2 .

Согласно уравнениям (12.2) и (12.4)

$$\frac{u_1}{u_2} = -\frac{e_1}{e_2}, \quad \left| \frac{e_1}{e_2} \right| = \frac{\omega_1}{\omega_2}.$$

Отсюда

$$u_2' = u_1 = -\frac{\omega_1}{\omega_2} u_2. \quad (12.11)$$

Таким же соотношением связаны напряжения на всех элементах цепи вторичной обмотки.

Изменение напряжений во вторичном контуре вызовет изменение мощности этого контура и, следовательно, нарушение энергетиче-

ского баланса трансформатора. Поэтому для получения эквивалентной цепи с исходным балансом мощности необходимо изменить

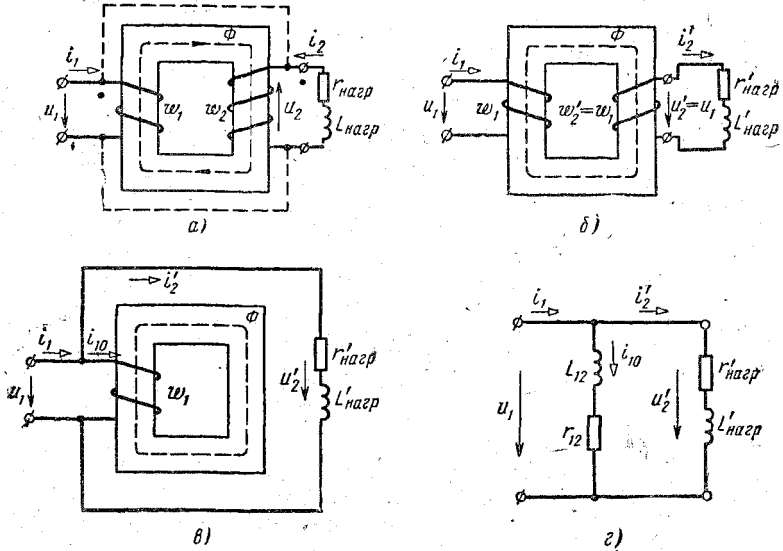


Рис. 12.4. Идеализированный трансформатор (а, б, в) и его эквивалентная схема (г)

сопротивление нагрузки и ток i так, чтобы мгновенная мощность осталась той же:

$$u'_2 i'_2 = u_2 i_2 = \text{const.}$$

Отсюда преобразованный (приведенный) ток

$$i'_2 = \frac{u_2}{u'_2} i_2 = -\frac{w_2}{w_1} i_2. \quad (12.12)$$

Новая величина активного сопротивления приемника в схеме рис. 12.4,б определяется отношением приведенных величин напряжения u'_2 и тока i'_2 :

$$r'_{\text{нагр}} = \frac{u'_2}{i'_2}.$$

Используя уравнения (12.11) и (12.12), находим

$$r'_{\text{нагр}} = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 r_{\text{нагр}}. \quad (12.13)$$

Новую величину индуктивности нагрузки найдем из (12.11) и (12.12), используя выражение

$$L'_{\text{нагр}} = \frac{u'_L}{\frac{di'_2}{dt}}$$

и подставляя в него значения i'_2 и $u'_L = -\frac{\omega_1}{\omega_2} u_L$:

$$L'_{\text{нагр}} = \frac{-\frac{\omega_1}{\omega_2} u_L}{\frac{d}{dt} \left(-\frac{\omega_2}{\omega_1} i_2 \right)} = \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 \frac{u_L}{\frac{di_2}{dt}} = \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 L_{\text{нагр}}. \quad (12.13a)$$

Аналогично можно показать, что при емкостной нагрузке

$$C'_{\text{нагр}} = \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 C_{\text{нагр}}. \quad (12.13б)$$

Величины u'_2 , i'_2 , $r'_{\text{нагр}}$, $L'_{\text{нагр}}$ и $C'_{\text{нагр}}$ называются приведенными, так как они характеризуют электрическую цепь нагрузки вторичной обмотки, приведенной к первичному напряжению.

Такое приведение параметров вторичной цепи трансформатора эквивалентно изменению числа витков вторичной обмотки (см. рис. 12.4, б). В эквивалентном трансформаторе первичная и вторичная обмотки могут быть совмещены, так как они имеют равное число витков, и напряжения на их зажимах одинаковы. Результат такого преобразования схемы показан на рис. 12.4, в. Теперь нагрузка непосредственно подключена к источнику питания, и по первичной обмотке проходит только ток холостого хода i_{10} .

Формулы (12.8) и (12.12) оказались тождественными. Следовательно, для приведенного трансформатора (см. рис. 12.4, в) справедливо уравнение (12.9), которое теперь может рассматриваться как уравнение, составленное по первому закону Кирхгофа для одного из двух узлов.

В режиме холостого хода идеализированный трансформатор по существу является дросселем, схема замещения которого была дана на рис. 11.14, б. Этой схемой может быть заменена первичная обмотка ω_1 с ферромагнитным сердечником эквивалентного трансформатора (см. рис. 12.4, в), что позволяет составить электрическую схему замещения идеального трансформатора (рис. 12.4, г). Для этой схемы справедливы уравнения электрического состояния

$$u'_2 = u_1$$

и

$$i_1 = i_{10} + i'_2.$$

§ 12.3. РЕАЛЬНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР

Уравнения электрического и магнитного состояния

В реальных трансформаторах приходится учитывать магнитное поле рассеяния, показанное на рис. 12.5 применительно к конструкции, используемой обычно для трансформаторов малой мощности (менее 1000 ва).

Для уменьшения поля рассеяния обе обмотки расположены на одном стержне магнитопровода; при этом потоки рассеяния концентрируются главным образом в узком канале между обмотками.

Напряжение, приложенное к первичной обмотке реального трансформатора, уравнивается не только э. д. с. e_1 рабочего потока Φ , но и э. д. с. $e_{1\sigma}$ от потোকосцепления рассеяния, а также падением напряжения на активном сопротивлении r_1 обмотки:

$$u_1 = -e_1 - e_{1\sigma} + r_1 i_1.$$

Заменяем в этом уравнении $e_{1\sigma} = -L_{1\sigma} \frac{di_1}{dt}$;

$$u_1 = -e_1 + L_{1\sigma} \frac{di_1}{dt} + r_1 i_1. \quad (12.14)$$

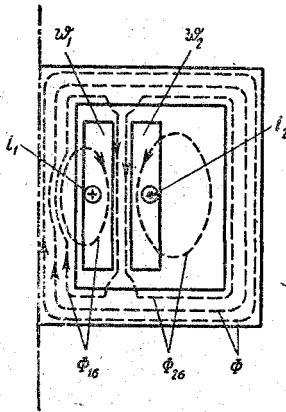


Рис. 12.5. Магнитные потоки трансформатора при нагрузке

Напряжение на зажимах вторичной обмотки u_2 при нагрузке не равно, как у идеализированного трансформатора, э. д. с. e_2 от рабочего потока Φ вследствие влияния э. д. с. рассеяния $e_{2\sigma}$ и падения напряжения на активном сопротивлении r_2 обмотки:

$$u_2 = e_2 - L_{2\sigma} \frac{di_2}{dt} - r_2 i_2. \quad (12.15)$$

Трансформаторы обычно проектируются таким образом, чтобы потোকосцепления рассеяния обмоток были в десятки раз меньше рабочего потোকосцепления. Падение напряжения на активном сопротивлении обмоток также невелико. В этих условиях приложенное к первичной обмотке напряжение в основном уравнивается э. д. с. e_1 , т. е.

$$u_1 \approx -e_1.$$

При этом сохраняется уравнение намагничивающих сил, полученное для идеализированного трансформатора:

$$i_1 \omega_1 = i_1 \omega_1 + i_2 \omega_2. \quad (12.16)$$

Справедливость уравнения (12.16) подтверждается экспериментальным изучением работы трансформаторов, которое показывает, что рабочий поток в сердечнике при номинальной нагрузке отличается от потока холостого хода лишь на несколько процентов.

Векторная диаграмма

Силовые трансформаторы питаются обычно от электрической сети синусоидального напряжения. Рабочий поток в сердечнике трансформатора, подключенного к такой сети; будет также синусо-

идальным. Если заменить несинусоидальный ток холостого хода трансформатора эквивалентным током, как это делалось в предыдущей главе, то уравнения (12.14) — (12.16) для мгновенных значений можно записать в комплексной форме:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + r_1 \dot{I}_1 + jx_{1\sigma} \dot{I}_1 = -\dot{E}_1 + Z_1 \dot{I}_1, \quad (12.17)$$

где

$$Z_1 = r_1 + jx_{1\sigma};$$

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - r_2 \dot{I}_2 - jx_{2\sigma} \dot{I}_2 = \dot{E}_2 - Z_2 \dot{I}_2, \quad (12.18)$$

где

$$Z_2 = r_2 + jx_{2\sigma};$$

$$\dot{I}_1 \omega_1 = \dot{I}_{10} \omega_1 + \dot{I}_2 \omega_2. \quad (12.19)$$

Приведенные уравнения иллюстрируются векторной диаграммой трансформатора (рис. 12.6).

Построение векторной диаграммы удобно начинать с вектора рабочего потока в сердечнике Φ , амплитуда которого определяется соотношением

$$\Phi_m = \frac{E_1}{4,44f\omega_1} \approx \frac{U_1}{4,44f\omega_1}. \quad (12.20)$$

Этому потоку соответствует намагничивающая сила $I_{10} \omega_1$, величину которой можно найти расчетным или экспериментальным путем. Вектор $I_{10} \omega_1$ опережает по фазе вектор Φ_m на угол δ , определяемый потерями в магнитопроводе.

Поток Φ индуцирует э. д. с. E_1 и E_2 в обмотках трансформатора. Величина и фаза тока I_2 вторичной обмотки зависят от сопротивления нагрузки и внутреннего сопротивления обмотки $Z_2 = r_2 + jx_{2\sigma}$. Падения напряжения на нагрузке \dot{U}_2 и на сопротивлении Z_2 уравновешивают э. д. с. \dot{E}_2 . На рис. 12.6 рассматривается частный случай смешанной нагрузки.

Далее согласно уравнению (12.16) на диаграмме строится вектор тока первичной обмотки \dot{I}_1 . Векторная диаграмма первичной цепи строится согласно уравнению (12.14): одна часть напряжения источника питания, равная \dot{U}' , уравновешивается э. д. с. $-\dot{E}_1$, другая, меньшая часть, — падением напряжения на внутреннем сопротивлении $Z_1 = r_1 + jx_{1\sigma}$.

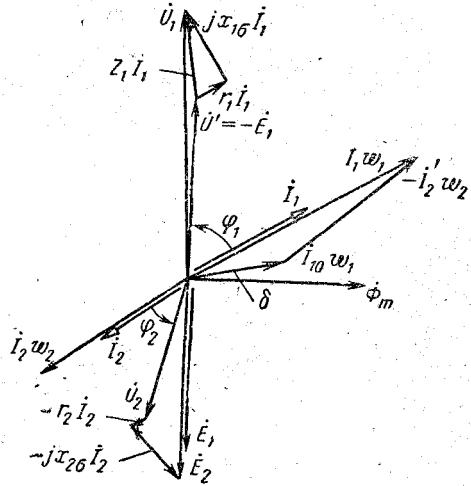


Рис. 12.6. Векторная диаграмма реального трансформатора

Из векторной диаграммы рис. 12.6 следует, что при индуктивном характере нагрузки напряжение U_2 на зажимах вторичной обмотки меньше э. д. с. E_2 ; только в режиме холостого хода $U_2 = E_2$. Ток первичной обмотки I_1 много больше тока холостого хода I_{10} , так как значительная часть его идет на компенсацию размагничивающего действия индуктивного тока вторичной обмотки.

Схемы замещения

Сравнивая уравнения (12.14) и (12.15) для реального трансформатора с аналогичными уравнениями (12.2) электрического состояния для идеализированного трансформатора, можно условно принять, что реальный трансформатор отличается от идеального дополнительными активными сопротивлениями r_1 и r_2 , а также индуктивностями рассеяния $L_{1\sigma}$ и $L_{2\sigma}$, включенными в цепи первичной и вторичной обмоток (рис. 12.7, а).

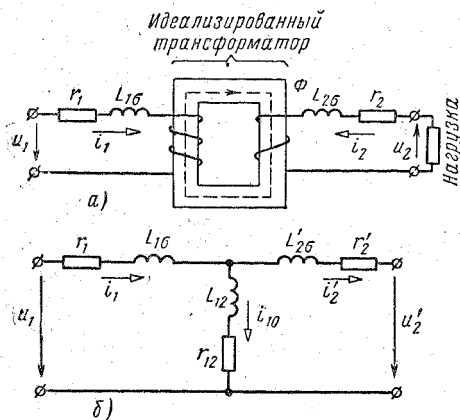


Рис. 12.7. Схема замещения реального трансформатора

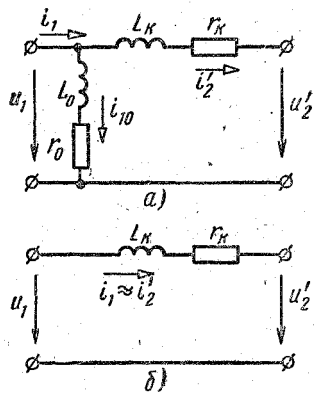


Рис. 12.8. Упрощенные схемы замещения реального трансформатора

При составлении схемы замещения исключается магнитная связь между обмотками трансформатора, причем все элементы вторичной цепи приводятся к напряжению первичной обмотки. Выполняя эту операцию применительно к схеме рис. 12.7, а, получим Т-образную схему замещения реального трансформатора, изображенную на рис. 12.7, б.

Все параметры Т-образной схемы замещения не могут быть найдены расчетным или экспериментальным путем, и на практике пользуются Г-образной схемой (рис. 12.8, а), в которой ветвь с током i_{10} подключена непосредственно к напряжению U_1 источника.

Это практически не изменяет тока i_{10} , так как напряжение $u' \approx u_1$. В Г-образной схеме индуктивности рассеяния и активные сопротивления обмоток объединяются:

$$\begin{aligned} r_k &= r_1 + r'_2, \\ L_k &= L_{1\sigma} + L_{2\sigma}. \end{aligned} \quad (12.21)$$

Во многих трансформаторах ток холостого хода i_{10} составляет небольшую часть тока i_1 нагрузки; в этих случаях током i_{10} можно пренебречь. Тогда $i_1 \approx i'_2$, чему соответствует упрощенная схема рис. 12.8, б.

Параметры схем замещения рис. 12.8 могут быть определены по данным опытов холостого хода и короткого замыкания трансформатора.

§ 12.4. ОПЫТЫ ХОЛОСТОГО ХОДА И КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

Опыты холостого хода и короткого замыкания характеризуют работу силового трансформатора в предельных режимах нагрузки: при отсутствии нагрузки ($I_2 = 0$) и при номинальном токе вторичной обмотки ($I_2 = I_{2н}$). На основе этих опытов определяются исходные данные для расчета основных эксплуатационных характеристик трансформатора и параметров его схемы замещения.

Опыт холостого хода

При выполнении опыта холостого хода обычно собирается схема рис. 12.9; синусоидальное напряжение источника питания плавно повышается до напряжения, несколько превышающего номиналь-

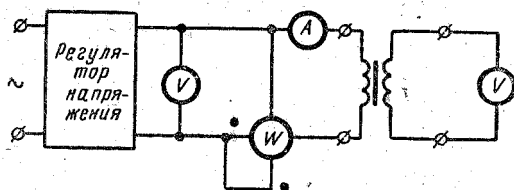


Рис. 12.9. Схема опыта холостого хода трансформатора

ное напряжение $U_{1н}$. Характеристика холостого хода $U_1(I_{10})$ подобна кривой намагничивания материала сердечника. При расчете трансформатора точка, соответствующая номинальному напряжению, выбирается на участке перегиба (колена) характеристики. В сердечниках, выполненных из трансформаторной стали, амплитуда магнитной индукции колеблется от 1,4 до 1,7 тл.

У трансформаторов мощностью более 100 ва ток холостого хода при номинальном напряжении составляет 3—10% $I_{1н}$; трансформаторы меньшей мощности могут иметь ток I_{10} , равный 10—70% от $I_{1н}$.

Активная мощность в режиме холостого хода определяется главным образом магнитными потерями в сердечнике, так как при небольшом токе холостого хода потери в меди первичной обмотки незначительны.

Для уменьшения тока и потерь холостого хода в силовых трансформаторах вместо обычной электротехнической стали Э4 применяется холоднокатаная сталь Э320, а в трансформаторах малой мощности — пермаллой 50Н, которые обладают узкой динамической петлей намагничивания с большой проницаемостью вблизи порога насыщения.

По данным опыта холостого хода можно найти параметры x_0 и r_0 Г-образной схемы замещения трансформатора (см. рис. 12.8, а). Действительно, при отсутствии нагрузки ($i_2 = 0$) входное сопротивление этой схемы

$$z_0 = \frac{U_1}{I_{10}}, \quad (12.22)$$

активное сопротивление ветви с током I_{10}

$$r_0 = \frac{P_0}{I_{10}^2}, \quad (12.23)$$

где P_0 — активная мощность холостого хода трансформатора.

Реактивное сопротивление

$$x_0 = \sqrt{z_0^2 - r_0^2} \approx z_0. \quad (12.24)$$

Обычно сопротивления схемы замещения определяются при номинальном напряжении на первичной обмотке трансформатора.

В процессе изготовления трансформатора опыт холостого хода используется как элемент технического контроля. По величине тока и мощности потерь можно судить о качестве материала, использованного для сердечника, о правильности выбора сечения сердечника и числа витков первичной обмотки. Измеряя напряжение U_{20} на разомкнутой вторичной обмотке, можно проверить число ее витков:

$$\frac{U_{20}}{U_1} = \frac{\omega_2}{\omega_1}. \quad (12.25)$$

Опыт короткого замыкания

Опыт короткого замыкания производится при закороченной вторичной обмотке трансформатора (рис. 12.10).

Если к первичной обмотке подвести напряжение, равное номинальному, то токи в обмотке достигнут величин, превышающих

номинальные в 10—20 раз у трансформаторов высокого напряжения и в 20—40 раз у трансформаторов низкого напряжения. Поэтому при испытании трансформатора в режиме короткого замыкания напряжение источника питания резко понижается регулирующим устройством РУ до такой величины, при которой токи в обмотках не превышают номинальных значений.

Напряжение U_1 плавно повышается от нуля до тех пор, пока ток первичной обмотки не достигнет номинальной величины $I_{1н}$. При этом фиксируют мощность потерь $P_{к.н}$ и напряжение на первичной обмотке трансформатора $U_{1к}$. Напряжение $U_{1к}$ выражают обычно в процентах от номинального напряжения:

$$u_k \% = \frac{U_{1к}}{U_{1н}} \cdot 100 \quad (12.26)$$

и называют напряжением короткого замыкания.

У трансформаторов высокого напряжения величина $u_k \%$ составляет 5—10%, у трансформаторов низкого напряжения 3—5%. Такая значительная разница величин $u_k \%$ объясняется тем, что, по условиям изоляции, у трансформаторов высокого напряжения сравнительно велико расстояние между первичной и вторичной обмотками; это приводит к увеличению потоков рассеяния.

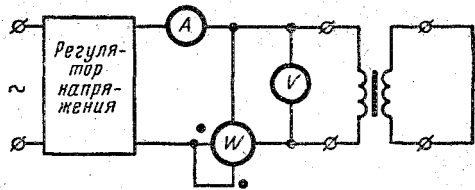


Рис. 12.10. Схема опыта короткого замыкания трансформатора

В режиме короткого замыкания намагничивающая составляющая I_{10} тока первичной обмотки во много раз меньше токов I_1 и I_2 ; поэтому в схеме замещения трансформатора (см. рис. 12.8, а) ветвь с током I_{10} можно пренебречь и принять $I_1 \approx I_2$. Потери в опыте короткого замыкания определяются практически только нагревом обмоток, так как напряжение на первичной обмотке и магнитный поток в сердечнике весьма малы. Параметры схемы замещения могут быть определены по формулам:

$$z_k = \frac{U_{1к}}{I_{1н}}, \quad r_k = \frac{P_{к.н}}{I_{1н}^2}, \quad x_k = \sqrt{z_k^2 - r_k^2} \quad (12.27)$$

Напряжение короткого замыкания

$$u_k \% = \frac{z_k I_{1н}}{U_{1н}} \cdot 100 = \frac{z_k S_H}{U_{1н}^2} \cdot 100. \quad (12.28)$$

Как мы увидим далее, полезно знать еще две величины: активную и реактивную составляющие напряжения короткого замыкания:

$$u_{к,а}\% = u_{к0}\% \cos \varphi_{к} = \frac{r_{к} I_{1н}}{U_{1н}} \cdot 100,$$

$$u_{к,р}\% = u_{к0}\% \sin \varphi_{к} = \frac{x_{к} I_{1н}}{U_{1н}} \cdot 100, \quad (12.29)$$

где $\varphi_{к}$ — угол сдвига фаз между током I_1 и напряжением $U_{1к}$.

Формулы (12.28) и (12.29) позволяют определить параметры схемы замещения $r_{к}$, $x_{к}$ и $z_{к}$ по значениям $u_{к,а}\%$, $u_{к,р}\%$ и $u_{к0}\%$, указываемым в каталогах на трансформаторы.

Величина $u_{к}\%$ позволяет рассчитать ток короткого замыкания трансформатора в условиях эксплуатации. В этих условиях короткое замыкание является аварийным режимом, который возникает в результате электрического пробоя изоляции, неправильных соединений в цепи вторичной обмотки и т. п. При внезапном коротком замыкании во вторичной цепи токи I_2 и I_1 резко возрастают. Установившееся значение тока в первичной обмотке $I_{1к}$ легко найти по упрощенной схеме замещения (см. рис. 12.8, б); ток $I_{1к} = \frac{U_{1н}}{z_{к}}$. Подставляя вместо $z_{к}$ его выражение через $u_{к}\%$, находим

$$I_{1к} = \frac{100}{u_{к}\%} I_{1н}. \quad (12.30)$$

Однако в переходном процессе максимальное значение тока короткого замыкания, получившее название ударного тока $I_{уд}$, может быть значительно больше амплитуды тока в установившемся режиме:

$$I_{уд} = k_{уд} I_{1к} \quad (k_{уд} \leq 2). \quad (12.31)$$

Ударный ток представляет серьезную опасность для трансформатора большой мощности: электромагнитные силы в обмотках могут сдвинуть витки, смять изоляцию и вызвать в конечном итоге ее пробой. Заметим, что сила взаимодействия между двумя витками, которые обтекаются общим током, пропорциональна квадрату этого тока, т. е. при коротких замыканиях механические силы в обмотках могут возрасти в тысячу раз и более. Поэтому катушки и витки обмоток прочно укрепляются, с тем чтобы не возникло сколькихнибудь заметных деформаций их при коротком замыкании.

Возможны также случаи, когда вследствие повреждения межвитковой изоляции накоротко замыкается один или несколько витков обмотки. Подобные замыкания особенно опасны, так как ток в этих витках $I_{в}$ почти во столько раз больше тока при коротком замыкании на зажимах вторичной обмотки, во сколько раз полное

число витков ω_1 первичной обмотки больше числа поврежденных витков ω :

$$I_B \approx I_{1к} \frac{\omega_1}{\omega}. \quad (12.32)$$

В результате интенсивного нагрева медь короткозамкнутых витков начинает плавиться, их изоляция обугливается.

§ 12.5. ИЗМЕНЕНИЕ НАПЯЖЕНИЯ НА ЗАЖИМАХ ВТОРИЧНОЙ ОБМОТКИ ТРАНСФОРМАТОРА ПРИ НАГРУЗКЕ

При увеличении нагрузки трансформатора напряжение U_2 на зажимах вторичной обмотки обычно понижается. Отклонение ве-

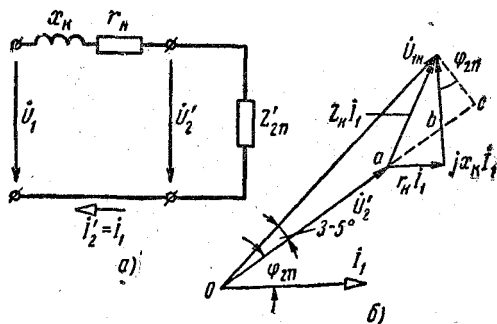


Рис. 12.11. Схема замещения (а) и векторная диаграмма (б) для расчета изменения напряжения U_2 при нагрузке трансформатора

личины U_2 от напряжения холостого хода U_{20} определяется процентным изменением напряжения:

$$\Delta u_2 \% = \frac{U_{20} - U_2}{U_{20}} \cdot 100. \quad (12.33)$$

Величину $\Delta u_2 \%$ можно получить расчетом по заданной нагрузке и паспортным данным трансформатора при неизменном напряжении U_1 на зажимах первичной обмотки:

$$\Delta u_2 \% = \beta (u_{к,а} \% \cos \varphi_{2п} + u_{к,р} \% \sin \varphi_{2п}), \quad (12.34)$$

где $\beta = \frac{I_2}{I_{2н}} \approx \frac{I_1}{I_{1н}}$ — коэффициент нагрузки.

Для вывода расчетной формулы (12.34) воспользуемся упрощенной схемой замещения и соответствующей ей векторной диаграммой (рис. 12.11).

Предварительно преобразуем исходное уравнение (12.33), умножив числитель и знаменатель его правой части на коэффициент

трансформации: $k = \frac{\omega_1}{\omega_2}$;

$$\Delta u_2 \% = \frac{\frac{\omega_1}{\omega_2} U_{20} - \frac{\omega_1}{\omega_2} U_2}{\frac{\omega_1}{\omega_2} U_{20}} \cdot 100 = \frac{U'_{20} - U'_2}{U'_{20}} \cdot 100.$$

Согласно рис. 12.11, a напряжение на выходных зажимах схемы замещения в режиме холостого хода ($z_{\text{п}} = \infty$) равно напряжению источника питания, т. е. $U'_{20} = U_{1\text{н}}$. Следовательно, процентное изменение напряжения на выходе

$$\Delta u_2 \% = \frac{U_{1\text{н}} - U_2}{U_{1\text{н}}} \cdot 100. \quad (12.35)$$

Точность расчета величины Δu % по формуле (12.35) определяется точностью, с которой схема замещения (см. рис. 12.8) представляет реальный трансформатор.

Ввиду малости угла сдвига фаз между векторами $\dot{U}_{1\text{н}}$ и \dot{U}'_2 (рис. 12.11, б) разность величин $(\dot{U}'_{1\text{н}} - \dot{U}'_2)$ практически равна разности между проекцией вектора $\dot{U}'_{1\text{н}}$ на направление вектора \dot{U}'_2 (отрезком \overline{Oc}) и вектором \dot{U}'_2 (отрезком \overline{Oa}):

$$U_{1\text{н}} - U'_2 \approx \overline{Oc} - \overline{Oa} = \overline{ac}.$$

С другой стороны, согласно рис. 12.11, б

$$\overline{ac} = \overline{ab} + \overline{bc} = r_{\text{к}} I_1 \cos \varphi_{2\text{п}} + x_{\text{к}} I_1 \sin \varphi_{2\text{п}}.$$

Тогда

$$\Delta u_2 \% = \left(\frac{r_{\text{к}} I_1}{U_{1\text{н}}} \cos \varphi_{2\text{п}} + \frac{x_{\text{к}} I_1}{U_{1\text{н}}} \sin \varphi_{2\text{п}} \right) \cdot 100.$$

Умножая правую часть последнего равенства на $\frac{I_{1\text{н}}}{I_{1\text{н}}}$, получаем

$$\begin{aligned} \Delta u_2 \% &= \frac{I_1}{I_{1\text{н}}} \left(\frac{r_{\text{к}} I_{1\text{н}}}{U_{1\text{н}}} \cos \varphi_{2\text{п}} + \frac{x_{\text{к}} I_{1\text{н}}}{U_{1\text{н}}} \sin \varphi_{2\text{п}} \right) \cdot 100 = \\ &= \beta (u_{\text{к, а}} \% \cos \varphi_{2\text{п}} + u_{\text{к, р}} \% \sin \varphi_{2\text{п}}). \end{aligned}$$

Для удобства анализа формулы (12.34) несколько преобразуем ее. Для этого активную и реактивную составляющие напряжений короткого замыкания ($u_{\text{к, а}}$ % и $u_{\text{к, р}}$ %) заменим выражениями (12.29):

$$\Delta u_2 \% = \beta u_{\text{к}} \% (\cos \varphi_{\text{к}} \cos \varphi_{2\text{п}} + \sin \varphi_{\text{к}} \sin \varphi_{2\text{п}})$$

или

$$\Delta u_2 \% = \beta u_{\text{к}} \% \cos (\varphi_{2\text{п}} - \varphi_{\text{к}}). \quad (12.36)$$

При заданном $\cos \varphi_{2\text{п}}$ нагрузки процентное изменение напряжения пропорционально коэффициенту нагрузки $\beta = \frac{I_2}{I_{2\text{н}}}$. Зави-

симость $\Delta u_2\%$ от β и $\varphi_{2п}$ иллюстрируется графиками рис. 12.12 и 12.13, типичными для силовых трансформаторов.

При колебаниях нагрузки в пределах $0 < \beta < 1$ напряжение на выходе трансформатора изменяется лишь на несколько процентов, что обеспечивает достаточную стабильность напряжения на приемниках энергии. Отклонение напряжения на приемнике энергии от номинального весьма неблагоприятно отражается на его работе. С другой стороны, повышение напряжения выше номинального резко сокращает срок службы приемников энергии.

Напряжение на нагрузке может поддерживаться постоянным путем изменения числа витков одной обмотки (обычно обмотки ВН). Изготавливаемые заводами силовые трансформаторы позволяют из-

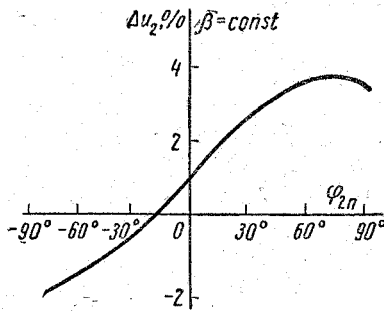


Рис. 12.12. Зависимость изменения напряжения на зажимах вторичной обмотки трансформатора от характера нагрузки

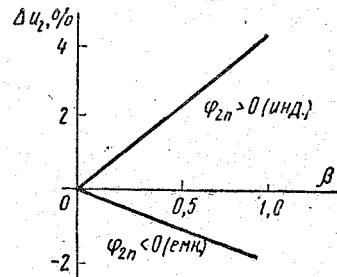


Рис. 12.13. Зависимость изменения напряжения на зажимах вторичной обмотки трансформатора от коэффициента нагрузки

менять число витков первичной или вторичной обмотки в пределах $\pm 5\%$. Число витков регулируется специальным переключателем после отключения трансформатора от питающей сети и нагрузки во избежание разрыва цепей с током или короткого замыкания отдельных витков обмотки.

Трансформаторы малой мощности имеют обычно небольшое поле рассеяния, в результате чего сопротивление короткого замыкания r_k определяется практически активным сопротивлением обмоток $r_k = r_1 + r_2$. При этом $u_{к.р} = 0$ и

$$u_k\% = u_{к.а}\% = \frac{r_k I_{1н}}{U_{1н}} \cdot 100.$$

Изменение вторичного напряжения при полной нагрузке ($\beta = 1$)

$$\Delta u_2\% = r_k \frac{I_{1н}}{U_{1н}} \cdot 100 \quad (12.37)$$

зависит только от активного сопротивления обмоток, т. е. от выбранного сечения провода, из которого они выполнены. Поэтому при проектировании трансформатора заранее задаются величиной $\Delta u_2\%$ и определяют допустимую плотность тока в проводах обмоток.

§ 12.6. ПОТЕРИ ЭНЕРГИИ И НАГРЕВ ТРАНСФОРМАТОРА.
КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ

Преобразование электрической энергии в трансформаторе сопровождается потерями на нагрев сердечника (вследствие гистерезиса и вихревых токов) и обмоток. В установившемся режиме работы в трансформаторе образуются тепловые потоки, направленные от внутренних частей к поверхности, от которой тепло отводится непосредственно в окружающую среду. Рассматривая обмотки и сердечник как единое тело с общей поверхностью, можно составить уравнение теплового равновесия:

$$P_c + P_o = Nk_r\tau^\circ, \quad (12.38)$$

где P_c и P_o — мощности потерь в сердечнике и обмотках;
 N — общая поверхность охлаждения;
 k_r — коэффициент теплоотдачи;
 τ° — температура перегрева относительно окружающей среды.

Величина τ° определяется допустимой температурой нагрева изоляции обмоток. Обычная лаковая и хлопчатобумажная изоляция

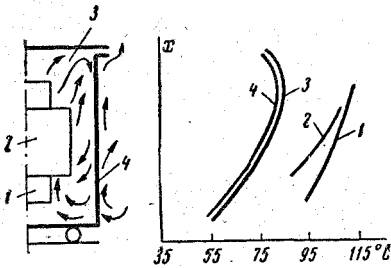


Рис. 12.14. Кривые распределения температуры на поверхности отдельных частей трансформатора:

1 — сердечник; 2 — обмотка; 3 — масло; 4 — бак

проводов и каркаса обмоток рассчитана на верхний предел температуры, равный 100—130° С. Превышение ее на несколько десятков градусов во много раз сокращает срок службы изоляции. При высокой температуре органические вещества, входящие в состав изоляции, теряют свою механическую и электрическую прочность, вследствие чего возникает электрический пробой изоляции и короткое замыкание витков обмоток. Поэтому конструкция трансформатора

должна обеспечивать достаточное охлаждение всех его частей. С ростом номинальной мощности трансформаторов возрастает потеря в меди и стали из-за увеличения их объема, однако естественная поверхность охлаждения расширяется в меньшей степени. Поэтому приходится снижать потери в обмотках путем уменьшения плотности тока в проводах, т. е. увеличивать сечение провода. Уже при мощности в несколько тысяч вольт-ампер эта мера становится недостаточной, и сердечник с обмотками погружают в бак, заполненный минеральным (трансформаторным) маслом. В баке устанавливается конвекционный процесс передачи тепла маслом от внутренних сильно нагретых частей к стенкам; с другой стороны стенки охлаждаются естественной циркуляцией воздуха. Конвекционные потоки изображены условно стрелками на рис. 12.14.

Здесь же приводятся кривые, характеризующие температуру на поверхности отдельных частей трансформатора, причем температура воздуха согласно ГОСТу принята равной 35°C . При мощности порядка 100 *кв*а и выше к баку приваривают ребра охлаждения (рис. 12.15) или устанавливают ряды трубчатых охладителей (рис. 12.16), по которым циркулирует охлаждаемое масло.

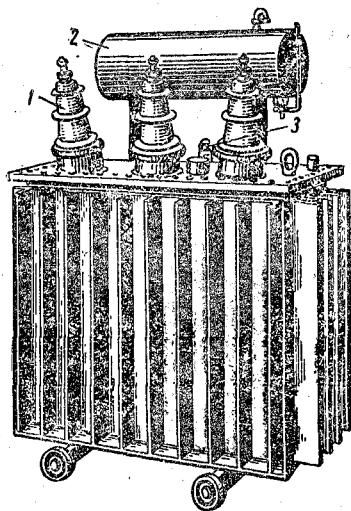


Рис. 12.15. Трансформатор с ребристым баком:

1 — вводы обмотки ВН; 2 — расширитель; 3 — вводы обмотки НН

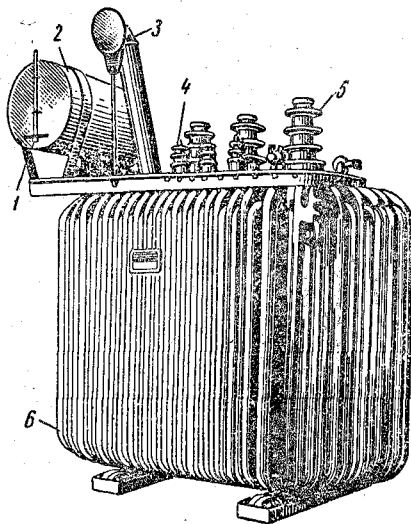


Рис. 12.16. Трансформатор с трубчатыми охладителями:

1 — указатель уровня масла; 2 — расширитель; 3 — выхлопная труба; 4 — вводы обмотки НН; 5 — вводы обмотки ВН; 6 — трубчатый охладитель

Коэффициент полезного действия (к. п. д.) трансформатора определяется формулой

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + P_c + P_3}. \quad (12.39)$$

К. п. д. трансформатора очень высок (0,95—0,995), и процентная разница величин P_1 и P_2 сравнима с погрешностью приборов, используемых для измерения мощности. Поэтому определение величины η рекомендуется проводить расчетным путем, пользуясь паспортными данными трансформатора, т. е. по данным опытов холостого хода и короткого замыкания.

Рассмотрим каждую из составляющих мощности P_1 в формуле (12.39). При постоянстве напряжения питающей сети U_1 и частоты f амплитуда магнитного потока Φ_m практически не зависит от величины нагрузки. Поэтому потери в стали при нагрузке равны потерям холостого хода:

$$P_c = P_{он} = \text{const}. \quad (12.40)$$

Потери в меди P_m можно определить по данным опыта короткого замыкания. Согласно формуле (12.27) при любой нагрузке

$$P_m = r_k I_1^2 = \frac{I_2^2}{I_{2н}^2} r_k I_{1н}^2 \approx \beta^2 P_{к.н}, \quad (12.41)$$

где

$$\beta = \frac{I_2}{I_{2н}} \approx \frac{I_1}{I_{1н}} - \text{коэффициент нагрузки.}$$

Активная мощность нагрузки

$$P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2 = \beta S_n \cos \varphi_2. \quad (12.42)$$

Подставляя полученные соотношения в исходную формулу (12.39), получим

$$\eta = \frac{\beta S_n \cos \varphi_2}{\beta S_n \cos \varphi_2 + \beta^2 P_{к.н} + P_{он}}. \quad (12.43)$$

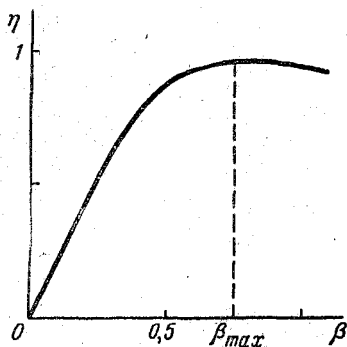
Выведенное уравнение определяет зависимость к. п. д. трансформатора η от коэффициента нагрузки β (рис. 12.17).

При отсутствии нагрузки ($\beta = 0$) к. п. д. равен нулю, так как в режиме холостого хода сохраняются неизменными потери в сердечнике. При очень большой нагрузке ($\beta \rightarrow \infty$) к. п. д. стремится к нулю, так как потери в меди обмоток растут пропорционально квадрату тока. Функция $\eta(\beta)$ имеет максимум при

$$\beta_{\max} = \sqrt{\frac{P_{он}}{P_{к.н}}}. \quad (12.44)$$

К. п. д. трансформатора достигает максимального значения, когда $\beta_{\max}^2 P_{к.н} = P_{он}$, т. е. когда постоянные потери в стали ($P_{он} = \text{const}$) становятся равными переменным потерям в меди ($P_2 = \beta_{\max}^2 P_{к.н}$).

Рис. 12.17. Зависимость к. п. д. трансформатора от коэффициента нагрузки



Трансформаторы малой мощности, которые обычно работают на постоянную нагрузку, рассчитываются так, чтобы $P_{к.н} = P_{он}$ и $\beta_{\max} = 1$; их к. п. д. равен 0,7—0,9 в зависимости от номинальной мощности. Силовые трансформаторы распределительных сетей имеют переменную нагрузку; в среднем их нагрузка составляет 0,5—0,7 $P_{2н}$. Поэтому они рассчитываются из условия $\beta_{\max} = 0,7$ и отношение $\frac{P_{он}}{P_{к.н}}$ имеет порядок 0,5. К. п. д. этих трансформаторов весьма велик, достигая 0,995 при больших мощностях.

§ 12.7. МНОГООБМОТЧНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

В устройствах промышленной электроники многообмоточные трансформаторы используются для питания цепей различным номинальным напряжением (анодные цепи и цепи накала ламп усилителей, обмотки исполнительных двигателей) или для электрического разделения этих цепей (например, входные цепи электронных измерительных приборов и автоматических регуляторов).

В силовых сетях часто применяются трансформаторы с двумя вторичными обмотками, к которым подключаются линии передачи электроэнергии разной протяженности.

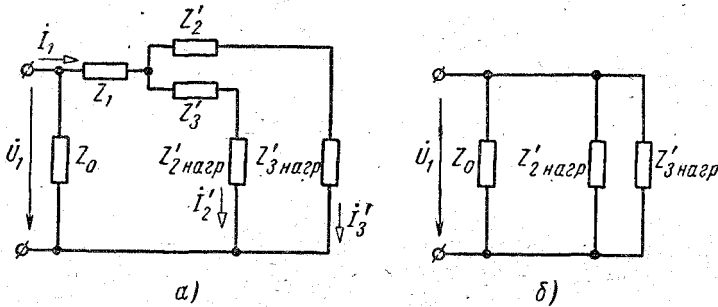


Рис. 12.18. Схемы замещения многообмоточного трансформатора

Теории двухобмоточных и многообмоточных трансформаторов принципиально не отличаются. В частности, уравнение электрического равновесия первичной обмотки и вторичной обмотки с порядковым номером n имеет тот же вид, что и уравнения (12.17) и (12.18):

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + r_1 \dot{I}_1 + jx_{11} \dot{I}_1, \quad (12.45)$$

$$\dot{U}_n = \dot{E}_n - r_n \dot{I}_n - jx_{n1} \dot{I}_n. \quad (12.46)$$

Уравнение магнитного равновесия должно содержать в левой части намагничивающую силу холостого хода, а в правой части — сумму намагничивающих сил всех обмоток трансформатора:

$$I_{10} \omega_1 = I_1 \omega_1 + I_2 \omega_2 + \dots = \sum_{n=1}^{n=N} I_n \tilde{\omega}_n.$$

Так же как и ранее, это уравнение можно привести к виду

$$I_1 = I_{10} + \sum_{n=2}^{n=N} I'_n, \quad (12.47)$$

где $I'_n = \frac{\omega_n}{\omega_1} I_n$ — приведенное значение тока n -й обмотки.

На основе уравнений (12.46), (12.47) и (12.45) можно составить Г-образную схему замещения многообмоточного трансформатора

(рис. 12.18, а). Если принять условия идеализированного трансформатора, то схема замещения упростится (рис. 12.18, б). При этом многообмоточный трансформатор с нагрузкой представляется двухполюсником, состоящим из параллельно включенных сопротивлений Z_0 , Z_2 нагр, Z_3 нагр, ...

§ 12.8. КОНСТРУКЦИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

При конструировании трансформаторов стремятся к снижению веса и стоимости, ослаблению интенсивности поля рассеяния, уменьшению потерь в сердечнике и обмотках.

Большинство трансформаторов малой мощности выполняют на Ш-образных сердечниках, которые собираются из изолированных

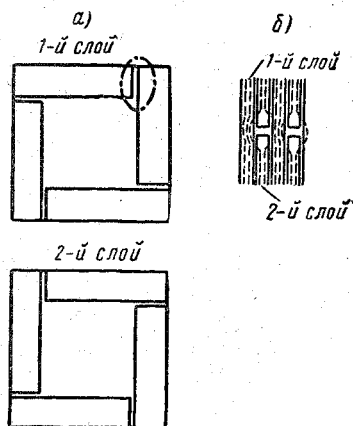


Рис. 12.19. Схема сборки шихтованного сердечника трансформатора

лаком листов горячекатаной электротехнической стали марки Э4. Сборка магнитопровода проводится так, чтобы воздушные зазоры были сведены к минимуму; при заданной величине рабочего магнитного потока ток холостого хода I_{10} будет тем меньше, чем меньше сопротивление магнитной цепи. Поэтому листы собираются таким образом, чтобы воздушные зазоры между ними (стыки) перекрывались в следующем слое (рис. 12.19, а). Изготовленные этим способом магнитопроводы называются шихтованными. Хотя зазоры перекрываются листами соседних слоев, в местах стыков образуется слой с высоким магнитным сопротивлением. Это происходит вследствие того, что в листах, смежных с зазором (рис. 12.19, б), магнитные линии сгущаются и индукция возрастает до 20—25 кс.

При такой индукции относительная магнитная проницаемость падает до нескольких единиц. В расчетной практике этот слой заменяют эквивалентным воздушным зазором, магнитное сопротивление которого равно сопротивлению стыка. Измерения на готовых магнитопроводах показывают, что даже при хорошей сборке эквивалентный зазор имеет величину порядка долей миллиметра.

Обмотки трансформаторов с Ш-образным сердечником изготавливаются отдельно и имеют вид концентрически расположенных катушек. Во время сборки средние стержни Ш-образных пластин сердечника вставляются в отверстия катушек.

В последние годы наша промышленность выпускает в возрастающем количестве холоднокатаную электротехническую сталь

марок Э310—Э330. Эта сталь имеет более высокую индукцию насыщения и большую проницаемость, чем горячекатаная сталь; кроме того, петля ее гистерезиса много уже, благодаря чему уменьшаются магнитные потери. Однако эти благоприятные характеристики проявляются только в том случае, когда направление магнитных линий в листах совпадает с направлением их проката. Поэтому конструкция трансформаторов с сердечниками из холоднокатаной стали имеет существенные особенности. Сердечники изготавливаются из лент этой стали, нарезанных вдоль проката. Ленты могут свиваться в тор прямоугольного сечения (рис. 12.20, а и б), после чего производится отжиг без доступа воздуха с целью снять механические напряжения в материале. Такой отжиг существенно повышает магнитную проницаемость и тем самым способствует уменьшению тока холостого хода трансформатора. Обмотки навиваются на специальных станках непосредственно на сердечник. Однако такая технология изготовления обмоток оказывается сложной, особенно в тех случаях, когда мощность трансформатора достигает нескольких сотен ватт. Поэтому чаще применяются разрезные ленточные сердечники (рис. 12.20, в и г). После навивки сердечник разрезается, что позволяет изготавливать обмотки отдельно и затем собирать трансформатор из готовых частей.

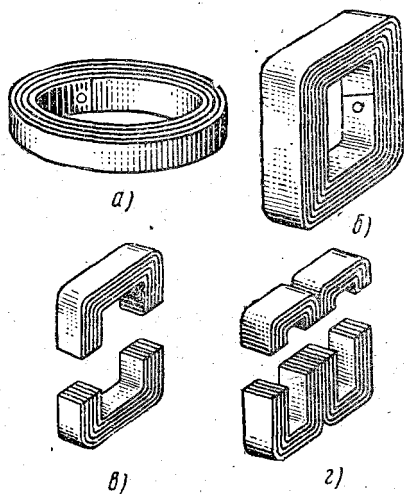


Рис. 12.20. Конструкции ленточных сердечников однофазных трансформаторов

§ 12.9. СВЯЗЬ ГАБАРИТНЫХ РАЗМЕРОВ И ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИЛОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА С ЕГО НОМИНАЛЬНОЙ МОЩНОСТЬЮ

ГАБАРИТЫ ТРАНСФОРМАТОРА

Номинальная мощность трансформатора равна произведению тока и напряжения, на которые рассчитана первичная обмотка:

$$S_{\text{н}} = U_{1\text{н}} I_{1\text{н}}. \quad (12.48)$$

Трансформаторы проектируются так, что э. д. с. E_1 первичной обмотки лишь на несколько процентов отличается от напряжения

$U_{1н}$ (величина $\Delta u_2\%$ обычно не превышает 10%). Поэтому можно принять, что

$$S_n \approx E_1 I_{1н}. \quad (12.48a)$$

Величина $U_{1н} \approx E_1$ определяет произведение числа витков первичной обмотки ω_1 на площадь сечения сердечника q_c , так как согласно закону электромагнитной индукции

$$E_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \omega \omega_1 k_c q_c B_m. \quad (12.49)$$

Амплитуда магнитной индукции для всех трансформаторов выбирается одинаковой так, чтобы точка B_m лежала на перегибе кривой намагничивания ($B_m = 1,4 - 1,7$ тл). Коэффициент заполнения k_c сердечника учитывает, что в сечение сердечника входят не только листы стали, но и лаковая пленка между ними ($k_c \approx 0,95$).

Выразим ток первичной обмотки через геометрические размеры и плотность тока δ в проводах:

$$I_{1н} = \delta q_{пр}. \quad (12.50)$$

Площадь сечения провода $q_{пр}$ можно связать с площадью окна сердечника q_o , учитывая, что первичная обмотка занимает обычно половину окна. Помимо меди, в окне должно быть оставлено место для изоляции проводов, межслоевой и межобмоточной изоляции, а также для каркаса обмоток. Таким образом,

$$q_{пр} = \frac{q_o k_o}{2\omega_1}, \quad (12.51)$$

где k_o — коэффициент заполнения окна сердечника, равный отношению площади сечения меди к полной площади окна ($k_o = 0,2 - 0,3$).

Отсюда

$$I_{1н} = \frac{\delta q_o k_o}{2\omega_1}. \quad (12.52)$$

Подставляя значения $U_{1н}$ и $I_{1н}$ из уравнений (12.49) и (12.52) в уравнение (12.48 а), получим

$$S_n = \frac{1}{2\sqrt{2}} \omega \delta k_o k_c q_o q_c B_m. \quad (12.53)$$

Теоретический анализ и опыт конструирования трансформаторов показывают, что для получения оптимальных эксплуатационных свойств должны быть выбраны определенные соотношения линейных размеров (толщины пакета стали к ширине стержня с обмотками, высоты к ширине стержня с обмотками, высоты к ширине окна сердечника). Поэтому величина $q_o q_c$ может быть выражена как произведение коэффициентов отношения линейных размеров на один из них, например ширину стержня сердечника b . При постоянстве остальных величин в уравнении (12.53)

$$S_n \equiv b^4. \quad (12.54)$$

Ток холостого хода трансформатора

Относительная величина тока холостого хода

$$i_0 = \frac{I_{10}}{I_{1H}} = \frac{E_1 I_{10}}{E_1 I_{1H}} = \frac{S_0}{S_H}. \quad (12.55)$$

Мощность холостого хода S_0 определяется в основном реактивной составляющей тока I_{10} :

$$S_0 \approx Q_0 = Q_{уд} V_c, \quad (12.56)$$

где $Q_{уд}$ — удельная реактивная мощность намагничивания, которая зависит от ширины динамической петли и частоты;

V_c — объем сердечника, пропорциональный кубу базового линейного размера ($V_c \equiv b^3$).

Следовательно,

$$i_0 = \frac{Q_{уд} V_c}{S_H} \equiv \frac{b^3 Q_{уд}}{b^4} = \frac{Q_{уд}}{b} \equiv \frac{1}{\sqrt[4]{S_H}}. \quad (12.57)$$

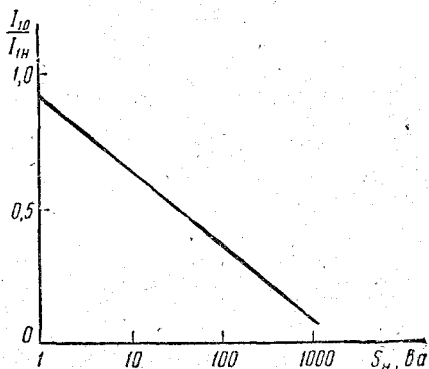


Рис. 12.21. Зависимость относительной величины тока холостого хода от номинальной мощности трансформатора

С уменьшением мощности растет доля тока намагничивания I_{10} в полном токе первичной обмотки. Уже при мощности порядка десятков вольт-ампер ток холостого хода может составлять половину тока первичной обмотки при полной нагрузке. Характер кривой $i_0(S_H)$ показан на рис. 12.21.

Изменение напряжения на вторичной обмотке трансформатора

Как было показано ранее [см. формулу (12.37)], для силовых трансформаторов малой и средней мощности при полной нагрузке ($\beta = 1$)

$$\Delta u_2 = u_{к.а} = \frac{r_k I_{1H}}{U_{1H}} \cdot \frac{I_{1H}}{I_{1H}} = \frac{P_{к.п}}{S_H}.$$

Номинальная мощность короткого замыкания $P_{к.п}$, равная мощности потерь в обмотках при полной нагрузке, может быть выражена как произведение объема меди V_m на квадрат плотности тока в проводах, деленное на удельную проводимость меди γ . Следовательно,

$$\Delta u_2 = \frac{P_{к.п}}{S_H} = \frac{V_m \delta^2}{S_H \gamma} \equiv \frac{\delta^2}{\gamma} \cdot \frac{b^3}{b^4} \equiv \delta^2 \frac{1}{\sqrt[4]{S_H}}. \quad (12.58)$$

При постоянной плотности тока величина Δu_2 растет с уменьшением номинальной мощности. При заданной величине Δu_2 допустимая плотность тока тем больше, чем больше номинальная мощность

$$\delta^2 \equiv \Delta u_2^4 \sqrt{S_H}$$

Коэффициент полезного действия трансформатора

Как было показано в § 12.6, тепловой баланс трансформатора выражается уравнением

$$P_c + P_\varepsilon = N k_\tau \tau^\circ. \quad (12.59)$$

Потери в сердечнике пропорциональны его объему и удельной мощности потерь в материале (при постоянной амплитуде индукции и частоте перемагничивания):

$$P_c = V_c p_c. \quad (12.60)$$

Потери в обмотках

$$P_\varepsilon = V_m \frac{\delta^2}{\gamma}. \quad (12.61)$$

Площадь охлаждения N пропорциональна квадрату линейного размера. Следовательно,

$$\tau^\circ \equiv \frac{1}{k_\tau} \cdot \frac{b^3}{b^2} \left(p_c + \frac{\delta^2}{\gamma} \right). \quad (12.62)$$

При заданной системе охлаждения, постоянной плотности тока и амплитуде индукции

$$\tau^\circ \equiv b \equiv \sqrt[4]{S_H},$$

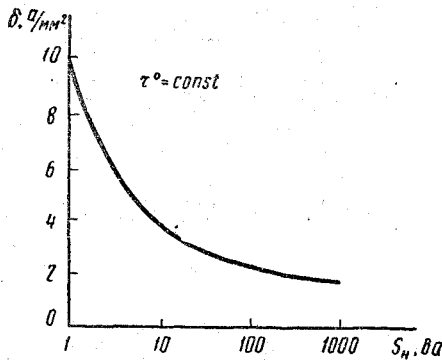


Рис. 12.22. Зависимость расчетной плотности тока в обмотках от номинальной мощности трансформатора

т. е. температура перегрева растет с увеличением номинальной мощности. Верхний предел τ задается характеристиками изоляции; при $\tau^\circ = \text{const}$ приходится уменьшать плотность тока в обмотках трансформаторов большей мощности (рис. 12.22).

Номинальный коэффициент полезного действия при активной нагрузке $P_{2a} = S_H$

$$\eta = \frac{S_H}{S_H + P_c + P_\varepsilon} = \frac{1}{1 + \frac{P_c + P_\varepsilon}{S_H}}. \quad (12.63)$$

Отношение

$$\frac{P_c + P_\varepsilon}{S_H} \equiv \frac{b^3}{b^4} = \frac{1}{b} \equiv \frac{1}{\sqrt[4]{S_H}}.$$

Следовательно, к. п. д.

$$\eta \equiv \sqrt[4]{S_H} \quad (12.64)$$

возрастает при увеличении номинальной мощности.

Все выведенные выше соотношения положены в основу проектирования силовых трансформаторов. В методических указаниях к расчету трансформаторов они обычно задаются в виде графиков и номограмм.

§ 12.10. ТРЕХФАЗНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Трансформирование энергии трехфазного тока можно осуществлять тремя однофазными трансформаторами или специальным трехфазным трансформатором. В большинстве случаев применяются трехфазные трансформаторы, так как они дешевле и имеют меньшие габариты, чем группа однофазных. Только в электропередачах весьма больших мощностей используются однофазные трансформаторы. Это объясняется главным образом условиями технологиче-

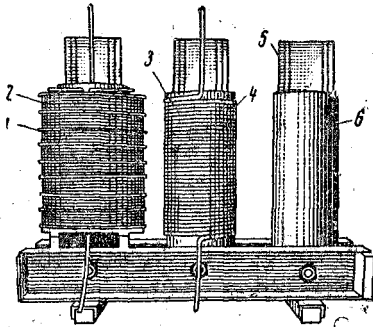


Рис. 12.23. Основные элементы конструкции силового трехфазного трансформатора:

1 — обмотка ВН; 2 — фаза А; 3 — фаза В; 4 — обмотка НН; 5 — стержень фазы С; 6 — изолирующий цилиндр

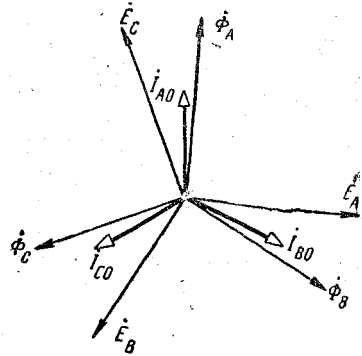


Рис. 12.24. Векторная диаграмма трехфазного трансформатора в режиме холостого хода

ского процесса изготовления мощных трансформаторов на заводе и возможностью их перевозки по железной дороге. Силовой трехфазный трансформатор изображен на рис. 12.23.

На каждый стержень его надевают обмотки высшего и низшего напряжений, относящиеся к одной фазе. У трансформатора, изображенного на рис. 12.23, снято верхнее ярмо, удалены обе обмотки с крайнего правого стержня и обмотка высшего напряжения со среднего стержня. Векторная диаграмма режима холостого хода такого трансформатора построена на рис. 12.24.

Фазные напряжения питающей сети и фазные э. д. с. сдвинуты во времени на угол 120° . Векторы магнитных потоков в стержнях образуют симметричную звезду, и сумма их равна нулю. Поэтому

силовой трансформатор не имеет четвертого замыкающего стержня (так же, как нет нулевого провода у трехфазных линий передачи электроэнергии). Переход от трех однофазных трансформаторов

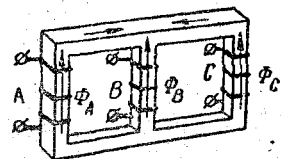
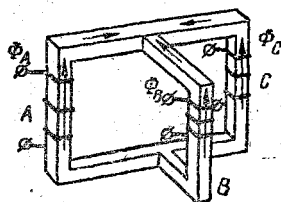
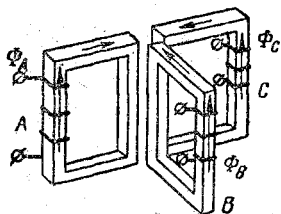


Рис. 12.25. Схема образования плоского трехстержневого сердечника трехфазного трансформатора

к одному трехфазному с плоским сердечником иллюстрируется рис. 12.25.

Обмотки трехфазных трансформаторов могут соединяться в звезду и треугольник с учетом разметки выводов всех фаз обмоток, выполненной на заводе (рис. 12.26).

Только при правильном соединении первичной обмотки сумма фазных потоков в трехстержневом сердечнике трансформатора будет равна нулю. В противном случае результирующий поток трех фаз будет замыкаться по воздуху или по баку, т. е. по пути с очень большим магнитным сопротивлением. При постоянном напряжении питающей сети фазные потоки сохраняются почти неизменными и рост магнитного сопротивления сопровождается резким увеличением намагничивающих токов. В качестве примера рассмотрим результат неправильного соединения первичной обмотки в звезду (рис. 12.27).

На рис. 12.27, а показаны условно положительные направления токов первичной обмотки и потоков в стержнях сердечника провода. Напомним, что положительные направления токов и соответствующих потоков связаны правилом буравчика. Векторная сумма фазных

потоков ($-\Phi_A + \Phi_B + \Phi_C$) не равна нулю, что следует из векторной диаграммы (рис. 12.27, б). В результате поток $\Phi_0 = -\Phi_A + \Phi_B + \Phi_C$ вытесняется из сердечника и идет по путям рассеяния.

Вторичная обмотка трехфазных трансформаторов соединяется по известным правилам, обеспечивающим получение симметричной системы линейных напряжений.

У некоторых трансформаторов нейтральные точки обмоток ВН или НН, соединенных в звезду, выводятся на крышку бака; такое соединение обозначают Y_0/Y или Y/Y_0 . При симметричной нагрузке схема соединения нейтральной точки с землей не влияет на режим работы трансформатора, так как потенциал ее равен нулю.

При симметричной нагрузке схемы замещения векторные диаграммы каждой фазы трехфазного трансформатора одинаковы и имеют тот же вид, что и у однофазного трансформатора. Поэтому полученные ранее формулы могут быть применены как к однофазным, так и к трехфазным трансформаторам. Однако в последнем случае в формулы необходимо подставлять фазные токи, напряжения и мощности, так как они относятся к одной фазе.

Конструкция мощного трехфазного трансформатора изображена на рис. 12.28.

В трансформаторе применены радиаторная система охлаждения и дополнительный обдув радиаторов потоками воздуха от вентиляторов, что увеличивает номинальную мощность примерно на 30%. Трансформатор показан с отрезанной передней стенкой бака в правой части. В левой части бака показан один радиатор 4, состоящий из большого

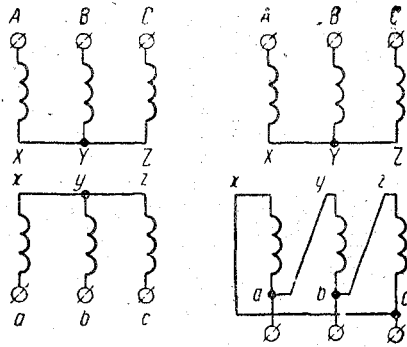


Рис. 12.26. Схемы соединения обмоток трехфазного трансформатора

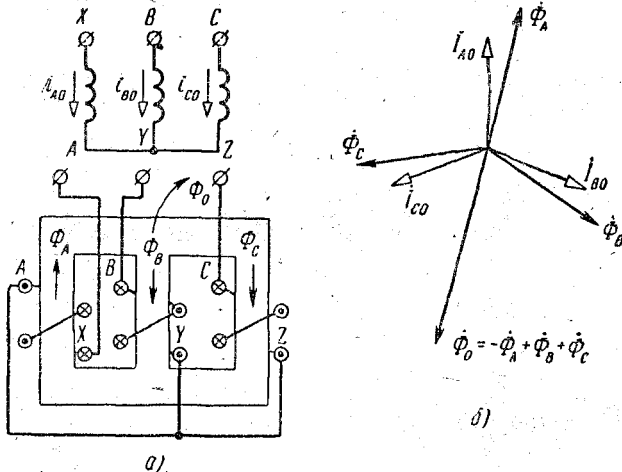


Рис. 12.27. Неправильное соединение обмоток трансформатора и векторная диаграмма потоков

числа труб, параллельных плоскости чертежа. Внутри радиатора установлен вентилятор 5.

В трансформаторе должна быть предусмотрена возможность изменения объема масла, вызываемого колебаниями температуры

его нагрева при различных нагрузках. Если объем масла невелик (трансформаторы мощностью меньше 100 кВа), то между крышкой бака и маслом создается воздушная подушка. В мощных трансформаторах масло заполняет весь бак, но последний снабжается рас-

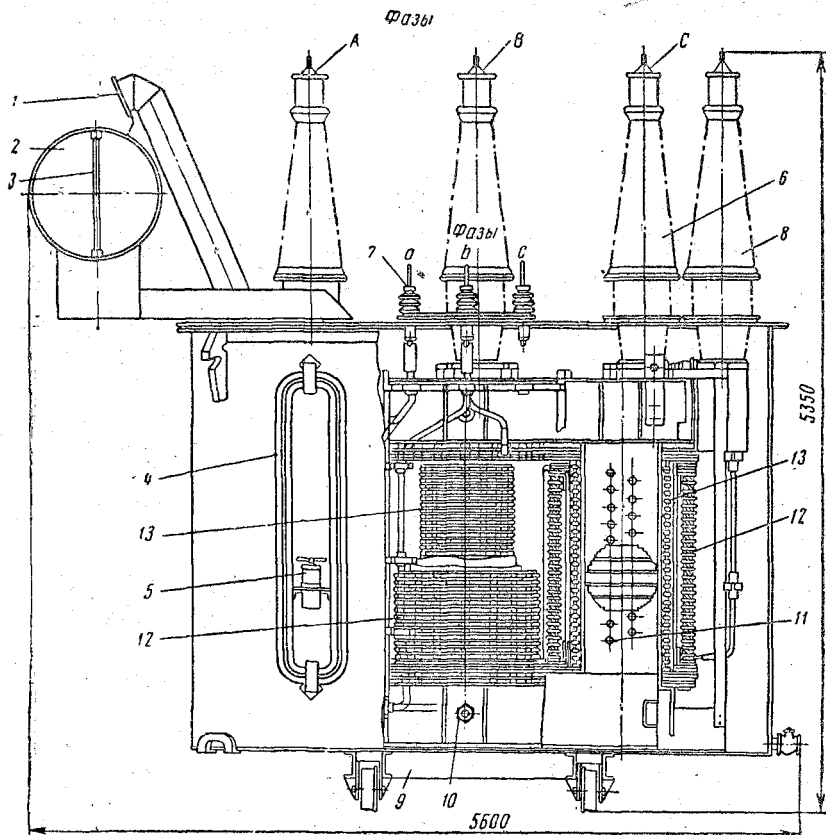


Рис. 12.28. Конструкция мощного трехфазного трансформатора:

1 — выхлопная труба; 2 — расширитель; 3 — указатель уровня масла; 4 — трубчатый радиатор; 5 — вентилятор; 6 — вводы обмотки ВН; 7 — вводы обмотки НН; 8 — ввод нейтрали обмотки ВН; 9 — тележка; 10 — болт для стягивания ярма; 11 — шпилька для стягивания стержня; 12 — обмотка ВН; 13 — обмотка НН

ширителем 2 — стальной бочкой, объем которой составляет около 10% общего объема масла; на торцовой части расширителя установлен указатель уровня масла 3.

В случае образования мощного источника тепла (при коротких замыканиях в витках обмоток) масло разлагается и генерируемый газ быстро повышает давление в баке, вследствие чего он может деформироваться или даже разорваться. Поэтому на баке установ-

ливается выхлопная труба 1 с предохранительной тонкой мембраной, которая при необходимости обеспечивает свободный выход газов. Масляные трансформаторы взрыво- и пожароопасны. На открытых подстанциях их приходится устанавливать вдали от помещений, где находится обслуживающий персонал. При установке внутри зданий такие трансформаторы помещают в специальные бетонированные ячейки.

Концы обмоток ВН и НН трансформатора выводятся из стального бака через фарфоровые проходные изоляторы 6 и 7 (вводы). Поскольку трансформаторы высокого напряжения устанавливаются на открытых подстанциях, наружная часть вводов имеет ребра, предохраняющие значительную часть поверхности от увлажнения и увеличивающие длину пути поверхностного электрического разряда (см. рис. 12.16). Внутренняя часть вводов на напряжение 110—700 кВ заполняется маслом, а между токоведущим стержнем и фарфоровой крышкой устанавливаются картонные цилиндры — экраны, увеличивающие электрическую прочность изоляции.

Нейтраль обмотки ВН, изолированная от земли при эксплуатации, выводится на крышку бака через изолятор 8.

Магнитопровод собирается из отдельных пакетов листов электротехнической стали, которые стягиваются болтами 10 и шпильками 11, изолированными от стали шайбами и трубками из бакелитового картона. Пакеты листов разделяются каналами, что увеличивает поверхность охлаждения сердечника.

Обмотки ВН 12 и НН 13 каждой фазы трансформатора изолируются друг от друга и от стержня сердечника жесткими цилиндрами, изготовленными из бумаги с последующей пропиткой бакелитовым лаком; они используются также в качестве каркаса для обмотки. Для улучшения отвода тепла между обмотками имеются каналы, ширина которых фиксируется планками, зажатыми картонными цилиндрами (рис. 12.29).

Изоляция обмоток от ядра трансформатора выполняется из картонных колец и шайб, набор которых обеспечивает нужную электрическую прочность конструкции.

Важнейшие паспортные данные силовых трансформаторов регламентируются ГОСТ 11667—65, который в настоящее время существенно дополнен в связи с разработкой новых аппаратов больших

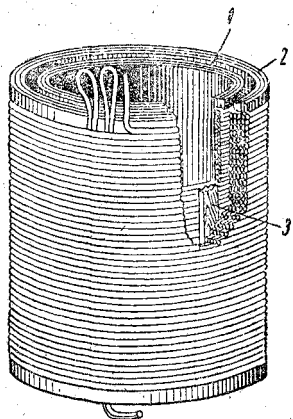


Рис. 12.29. Многослойная цилиндрическая обмотка трансформатора:

1 — канал для охлаждающего масла; 2 — изолирующие кольца; 3 — дистанционная планка

мощностей и напряжений. Маркировка типов производится в следующем порядке:

- а) число фаз: О — однофазный, Т — трехфазный;
- б) охлаждение: М — естественное масляное; Д — то же, с дутьем; С — естественное воздушное;
- в) особые свойства: Н — с регулированием напряжения под нагрузкой; Э — для питания электропечей; У — герметизированный и т. п.

После буквенного шифра идут две цифры дробью, числитель которой выражает номинальную мощность (*кв*а), а знаменатель — номинальное напряжение обмотки ВН (*кв*).

§ 12.11. ТРАНСФОРМАТОРЫ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Измерительные трансформаторы

Измерительные трансформаторы применяются для расширения пределов измерительных приборов переменного тока. Кроме того, они позволяют полностью изолировать эти приборы от цепи высокого напряжения, в которой производится измерение. Первичная обмотка измерительных трансформаторов включается в сеть, а ко вторичной обмотке подключаются измерительные приборы. В сетях высокого напряжения один зажим вторичных обмоток и стальные кожухи измерительных трансформаторов заземляются. Это делает безопасным прикосновение обслуживающего персонала к приборам, включенным во вторичную цепь, так как даже при пробое изоляции между обмотками исключается возможность возникновения на приборах высоких потенциалов относительно земли.

Измерительные трансформаторы подразделяются на трансформаторы тока и трансформаторы напряжения.

Трансформаторы напряжения используются для включения вольтметров, частотомеров и параллельных цепей измерительных приборов — ваттметров, счетчиков, фазометров и т. д. Трансформаторы тока применяются для включения амперметров и последовательных цепей других измерительных приборов. На рис. 12.30 представлены схемы включения вольтметра, амперметра и ваттметра в цепь непосредственно и через измерительные трансформаторы.

Зажимы измерительных трансформаторов маркируются. Маркировка зажимов трансформаторов напряжения аналогична маркировке зажимов силовых трансформаторов. Маркировка зажимов трансформаторов тока иная. Зажимы первичной обмотки, включаемой последовательно в линию, обозначаются буквами L_1 и L_2 , а соответствующие им зажимы вторичной обмотки — буквами I_1 и I_2 . Маркировка зажимов измерительных трансформаторов дает

возможность правильно включать «полярные» приборы. Так, например, порядок включения измерительных приборов на схеме рис. 12.30, б вытекает из схемы рис. 12.30, а, а на схеме рис. 12.31, б — из схемы рис. 12.31, а.

Начала вторичных обмоток измерительных трансформаторов соединяют между собой. В цепях низкого напряжения необходимость заземления вторичных обмоток отпадает, поэтому для электрического соединения последовательных и параллельных цепей приборов

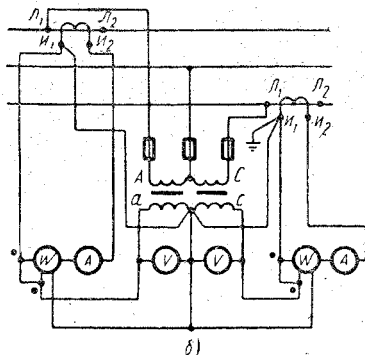
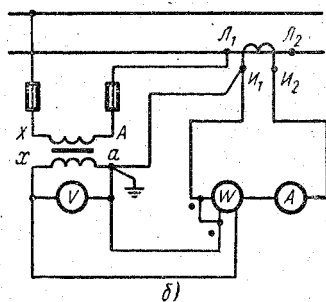
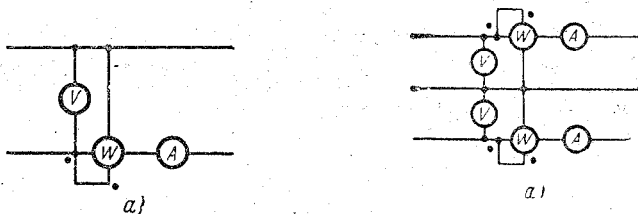


Рис. 12.30. Включение измерительных приборов в однофазную цепь:

а — непосредственное; б — через измерительные трансформаторы

Рис. 12.31. Включение измерительных приборов в трехфазную цепь:

а — непосредственное; б — через измерительные трансформаторы

объединяются зажимы первичной и вторичной обмоток трансформатора тока, маркировка которых имеет один и тот же индекс.

Измерительные приборы, работающие в комплекте с определенными измерительными трансформаторами, градуируются непосредственно в единицах первичных величин. В этом случае на шкале амперметра делается надпись «С тр. тока I_1/I_2 », а на шкале вольтметра — «С тр. напр. U_1/U_2 », на шкале трехфазного счетчика — « $3 \times U_1/U_2$ в; $3 \times I_1/I_2$ а». Показания обычных измерительных приборов, включенных через трансформаторы тока и напряжения, следует умножать на номинальные коэффициенты трансформации

$$k_I = \frac{I_{1н}}{I_{2н}} \quad \text{и} \quad k_U = \frac{U_{1н}}{U_{2н}}$$

Для того чтобы можно было пользоваться измерительными приборами со стандартными пределами измерения, вторичная обмотка трансформаторов напряжения рассчитывается на номинальное значение $U_{2н} = 100$ в, а вторичная обмотка трансформаторов тока — на номинальное значение $I_{2н} = 5$ а или $I_{2н} = 1$ а.

Номинальные значения тока (напряжения) первичной обмотки указываются на шитке трансформатора, что позволяет определить его номинальный коэффициент трансформации. Однако отношение токов и напряжений первичной и вторичной обмоток может оставаться постоянным только у идеального трансформатора. Как было показано в § 12.2, при условии $r_1 = r_2 = 0$, $x_{1\sigma} = x_{2\sigma} = 0$ и $I_{10} = 0$ эти отношения соответственно равны:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{1}{k} = \text{const} \quad \text{и} \quad \frac{U_1}{U_2} = k = \text{const}.$$

Вычисленные по показаниям приборов во вторичной цепи первичные величины напряжения kU_2 и тока $\frac{1}{k}I_2$ отличаются от их действительных значений U_1 и I_1 .

Погрешности измерения первичных величин, вносимые трансформаторами, нормируются ГОСТами. В ГОСТах указываются для каждого класса точности не только наибольшая погрешность трансформации, но и максимальная угловая погрешность, характеризующая угол сдвига фаз между токами (напряжениями) в первичной и вторичной обмотках. Угловая погрешность имеет существенное значение при использовании трансформаторов в схеме измерения мощности, $\cos \varphi$ и в ряде других случаев.

Автотрансформаторы

Автотрансформатор отличается от трансформатора тем, что его обмотка низшего напряжения является частью обмотки высшего напряжения. Поэтому цепи первичной и вторичной обмоток имеют не только магнитную, но и электрическую связь.

Принципиальная электрическая схема понижающего автотрансформатора изображена на рис. 12.32.

Для автотрансформатора справедливо соотношение (12.4), так как процесс образования э. д. с. в его обмотке ничем не отличается от рассмотренного ранее:

$$\frac{U_1}{U_{20}} \approx \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2}. \quad (12.65)$$

При включении нагрузки во вторичном контуре возникает ток I_2 . Магнитный поток сердечника Φ_m , так же как у трансформатора, сохраняется практически неизменным и равным потоку холостого

хода. Следовательно,

$$\dot{I}_{10}\omega_1 = \dot{I}_1(\omega_1 - \omega_2) + \dot{I}_{12}\omega_2, \quad (12.66)$$

где \dot{I}_1 — ток первичного контура, проходящий по части витков $(\omega_1 - \omega_2)$ автотрансформатора (участок $A - a$);

\dot{I}_{12} — ток, проходящий по части витков ω_2 обмотки, общей для обоих контуров автотрансформатора (участок $a - x$).

Намагничивающие силы двух частей обмотки ($a - x$ и $A - a$) практически уравнивают друг друга, так как н. с. холостого хода $\omega_1 I_{10}$ мала по сравнению с н. с.

$(\omega_1 - \omega_2) I_1$ и $\omega_2 I_{12}$. Поэтому для модулей намагничивающих сил можно принять, что

$$\omega_2 I_{12} \approx (\omega_1 - \omega_2) I_1.$$

Отсюда

$$I_{12} \approx \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} - 1 \right) I_1. \quad (12.67)$$

Ток I_{12} в общей части обмотки $a - x$ может оказаться существенно меньше тока в первичной цепи автотрансформатора, если число витков ω_1 близко к ω_2 . Следовательно, сечение провода, из которого выполняется эта часть обмотки, может быть значительно меньше сечения провода остальной части витков. Чем ближе коэффициент трансформации к единице, тем меньше ток I_{12} и тем меньше объем меди проводов, образующих витки ω_2 .

Подводимая к автотрансформатору мощность

$$S_1 = U_1 I_1 \approx E_1 I_1$$

передается во вторичную обмотку по двум каналам: электромагнитным путем, т. е. при помощи магнитного поля, связывающего две части обмотки ($a - x$ и $A - a$), и непосредственно за счет прямой электрической связи между первичным и вторичным контурами.

Величины электромагнитной мощности «питающей» (S_{A-a}) и «примемной» (S_{a-x}) частей обмотки согласно закону сохранения энергии должны быть равны друг другу. Действительно,

$$S_{A-a} = (E_1 - E_2) I_1 = \left(1 - \frac{\omega_2}{\omega_1} \right) E_1 I_1,$$

$$S_{a-x} = E_2 I_{12} = \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} - 1 \right) \frac{\omega_2}{\omega_1} E_1 I_1 = \left(1 - \frac{\omega_2}{\omega_1} \right) E_1 I_1,$$

т. е.

$$S_{эм} = S_{A-a} = S_{a-x} = \left(1 - \frac{\omega_2}{\omega_1} \right) E_1 I_1. \quad (12.68)$$

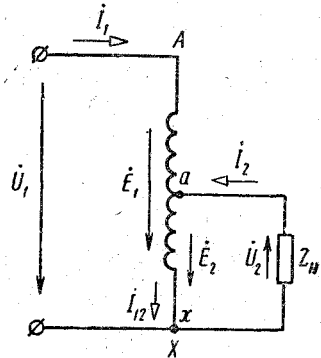


Рис. 12.32. Схема автотрансформатора

У обычного двухобмоточного трансформатора рабочий магнитный поток должен передавать полную электрическую мощность из первичной обмотки во вторичную:

$$S_{эм} = E_1 I_1 \approx E_2 I_2. \quad (12.69)$$

Из сравнения выражений (12.68) и (12.69) видно, что при прочих равных условиях сечение сердечника автотрансформатора может быть в $\left(1 - \frac{\omega_2}{\omega_1}\right)$ раз меньше сечения сердечника трансформатора.

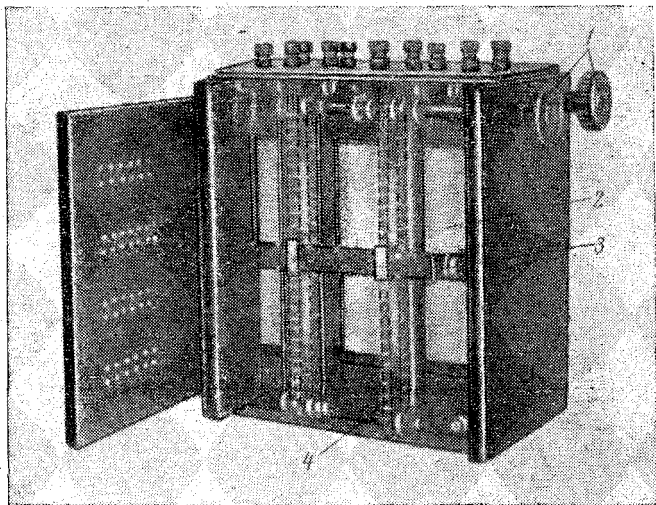


Рис. 12.33. Регулируемый трехфазный автотрансформатор
7,5 кВа, 220 в:

1 — ручки для регулирования напряжения; 2 — обмотка; 3 — траверса подвижных контактов; 4 — цепи Галля

Таким образом, вес, объем обмоток и стального сердечника, система охлаждения у автотрансформатора с небольшим отношением $\frac{\omega_1}{\omega_2}$ значительно меньше, чем у трансформатора той же номинальной мощности. Чем ближе коэффициент $k = \frac{\omega_1}{\omega_2}$ к единице, тем эффективнее замена трансформатора; практически применение автотрансформатора целесообразно при $k \leq 1,5$.

В настоящее время мощные автотрансформаторы изготавливаются для подстанций, связывающих электроэнергетические системы с различным номинальным напряжением (110 и 220 кВ; 154 и 220 кВ и т. п.). Автотрансформаторы применяются также в качестве аппаратов, понижающих напряжение на зажимах мощных синхронных и асин-

хронных двигателей при их пуске. В электротермии они часто используются для ступенчатого регулирования напряжения на нагревательных элементах печей.

В лабораториях широкое применение находят автотрансформаторы низкого напряжения номинальной мощности 0,5; 1; 2; 5; 7,5 *кв*а, имеющие плавную регулировку выходного напряжения (ЛАТР). На рис. 12.33 представлен трехфазный ЛАТР мощностью 7,5 *кв*а.

Регулирование осуществляется с помощью роликовых контактов, укрепленных на траверсе 3. Траверса перемещается цепями Галля 4, которые связаны с выведенными наружу валами. При движении контактов по неизолированной поверхности в обмотках 2 плавно изменяется отношение числа витков $\frac{w_1}{w_2}$, т. е. коэффициент трансформации.

Глава 13

МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ ПРИ ОДНОВРЕМЕННОМ ВОЗДЕЙСТВИИ ПЕРЕМЕННОЙ И ПОСТОЯННОЙ Н. С.

§ 13.1. ДРОССЕЛЬ С ПОДМАГНИЧИВАНИЕМ

Управление электромагнитными процессами в электрических цепях при переменных токах очень часто сводится к изменению индуктивности катушек, включаемых в эти цепи. Известно, например, что в цепи фазовращающих устройств или в колебательные контуры радиоэлектронных устройств включают вариометры, эквивалентную индуктивность которых изменяют поворотом подвижной катушки относительно неподвижной.

В устройствах автоматики весьма распространены индуктивные датчики, состоящие из неподвижной катушки и стального сердечника с подвижным якорем. Эквивалентная индуктивность этих датчиков зависит от величины воздушного зазора между якорем и сердечником; ее регулируют, перемещая якорь: с увеличением воздушного зазора магнитное сопротивление пути, по которому замыкается переменный магнитный поток, возрастает, ток в катушке соответственно увеличивается, а ее индуктивность уменьшается.

Для регулирования рабочих процессов, происходящих в мощных электрических установках переменного тока, применяют статические электромагнитные аппараты, называемые дросселями с подмагничиванием, или управляемыми дросселями. Они не имеют подвижных частей и выполнены в виде катушки (рабочей обмотки), расположенной на замкнутом ферромагнитном сердечнике, на котором намотана вспомогательная обмотка управления. На рабочую обмотку дросселя подают переменное напряжение, а для изменения ее эквивалентной индуктивности используют обмотку управления, получающую питание от маломощного источника постоянного тока.

Чтобы переменное магнитное поле, возбуждаемое н. с. рабочей обмотки дросселя, не наводило в обмотке управления переменную

э. д. с. основной частоты, обе обмотки располагают либо на трех-стержневом сердечнике, либо на двух одинаковых тороидальных сердечниках.

На рис. 13.1, а изображена схема управляемого дросселя с трех-стержневым сердечником. Рабочая обмотка подразделена на две секции, расположенные на крайних стержнях, обмотка управления помещена на среднем стержне. Секции рабочей обмотки соединяют последовательно или параллельно, но так, чтобы при подаче напряжения переменные магнитные потоки были направлены в среднем стержне встречно, т. е. компенсировали друг друга. В таком дросселе переменный магнитный поток, возбуждаемый током рабочей обмотки, будет замыкаться по внешнему контуру сердечника, образованному крайними стержнями и ярмами.

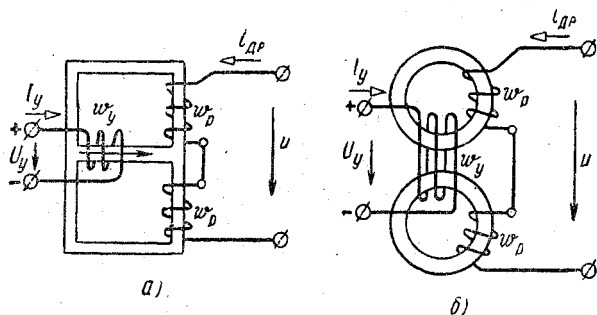


Рис. 13.1. Схемы размещения обмоток дросселей с подмагничиванием:

а — на трехстержневом сердечнике; б — на двух тороидальных сердечниках

На рис. 13.1, б представлена схема дросселя с двумя тороидальными сердечниками. На каждом из них расположена одна секция рабочей обмотки, а обмотка управления охватывает оба сердечника. Секции рабочей обмотки соединяют таким образом, чтобы создаваемые ими переменные магнитные потоки наводили в обмотке управления две одинаковые э. д. с., направленные встречно и компенсирующие друг друга. Тогда на зажимах обмотки управления не будут возникать переменные напряжения основной частоты.

Действие управляемого дросселя основано на использовании зависимости магнитного сопротивления сердечника от величины замыкающегося в нем постоянного магнитного потока, создаваемого н. с. обмотки управления.

Известно, что при усилении интенсивности постоянного магнитного поля магнитное сопротивление стального сердечника увеличивается, а при ослаблении — уменьшается. Известно также, что величина переменного тока в катушке со стальным сердечником зависит не только от амплитуды и частоты переменного напряжения

на ее зажимах, но также от эквивалентного магнитного сопротивления пути, по которому замыкается переменный магнитный поток. Чем больше это магнитное сопротивление, тем больше должна быть переменная н. с. катушки, а следовательно, и действующее значение переменного тока в катушке.

Таким образом, дополнительное подмагничивание дросселя постоянным током позволяет изменять величину переменного тока рабочей обмотки.

При отсутствии постоянного тока в обмотке управления сердечник дросселя будет находиться под воздействием только одной переменной н. с. рабочей обмотки. Так как эквивалентное магнитное сопротивление сердечника без зазора весьма мало, то в рабочей

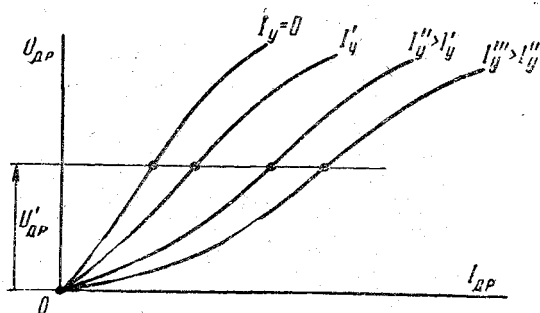


Рис. 13.2. Семейство вольт-амперных характеристик дросселя с подмагничиванием

обмотке возникает переменный несинусоидальный ток, действующее значение которого будет минимально возможным при заданной амплитуде напряжения на ее зажимах. Вольт-амперная характеристика управляемого дросселя для этого случая ($I_y = 0$) изображена на рис. 13.2.

Она ничем не отличается от вольт-амперной характеристики катушки со стальным сердечником без зазора (см. рис. 11.10).

Если при той же амплитуде переменного напряжения на дросселе подать постоянное напряжение на зажимы обмотки управления, то в ней возникнет постоянный ток I_y , а действующее значение переменного тока $I_{др}$ в рабочей обмотке соответственно увеличится. Электрическое состояние цепи рабочей обмотки дросселя при разных величинах постоянного тока управления выражает семейство вольт-амперных характеристик, изображенных на рис. 13.2. Если пренебречь активным сопротивлением рабочей обмотки дросселя, ее полями рассеяния и потерями энергии в стали сердечника, а также заменить несинусоидальный периодический ток в рабочей обмотке эквивалентным синусоидальным током, то, пользуясь характеристиками рис. 13.2, можно определить эквивалентную индуктивность

дросселя:

$$L_{\text{экв}} = \frac{U_{\text{др}}}{2\pi f I_{\text{др}}},$$

где $U_{\text{др}}$, f — действующее значение и частота переменного напряжения на дросселе;

$I_{\text{др}}$ — действующее значение переменного тока в рабочей обмотке, определенное по кривой рис. 13.2, соответствующей выбранной величине постоянного тока управления I_y .

В качестве примера на рис. 13.3 приведена зависимость эквивалентной индуктивности дросселя с подмагничиванием от постоянного тока управления, определенная по кривым рис. 13.2 при фиксированной величине напряжения $U_{\text{др}}$ на зажимах рабочей обмотки.

Достоинствами дросселей с подмагничиванием являются повышенная надежность в работе, простота обслуживания, длительный срок службы, высокий к. п. д. и малый расход энергии на обеспечение регулирования процессов в цепях мощных установок переменного тока. Благодаря этому их широко используют для регулирования осветительных установок, электросварочных аппаратов, электрических печей и электрических машин переменного тока.

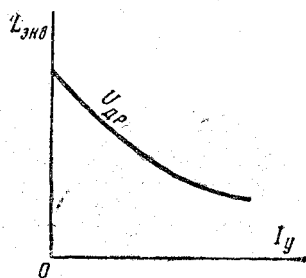


Рис. 13.3. Зависимость эквивалентной индуктивности дросселя с подмагничиванием от тока управления

§ 13.2. ОДНОТАКТНЫЕ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Для контроля за процессами, происходящими в технологических установках, агрегатах и машинах, а также для управления ими в современной технике широкое распространение получили электрические датчики — устройства, преобразующие какое-либо неэлектрическое воздействие (тепловое, механическое, химическое и др.) в электрический сигнал.

Датчики размещают на регулируемом объекте, что дает возможность получать информацию о его состоянии. Часто сигналы датчиков используют в качестве команд управления.

Обычно мощность сигналов датчиков мала по сравнению с мощностью электромагнитных механизмов управления или приборов контроля. Поэтому между датчиком и исполнительным механизмом или прибором приходится устанавливать промежуточное усилительное устройство.

Блок-схема усилителя изображена на рис. 13.4. Усилитель имеет две пары внешних зажимов: входную и выходную. Входные

зажимы соединяют с датчиком, а выходные — с исполнительным механизмом или прибором (нагрузкой).

Рассмотрим принцип действия простейшего магнитного усилителя. Его основным элементом является управляемый дроссель, включаемый последовательно с нагрузкой и вторичной обмоткой

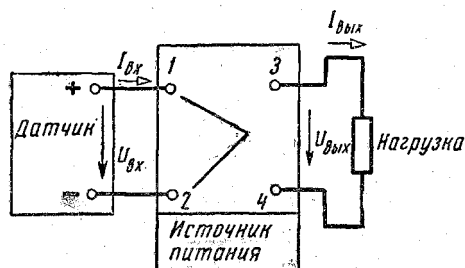


Рис. 13.4. Блок-схема электрического усилителя

севого трансформатора согласно схеме рис. 13.5, а. При включении трансформатора в сеть в нагрузке усилителя устанавливается несинусоидальный периодический ток. Если в нагрузке необходимо создать постоянный ток, то в цепь включают вентильные элементы, соединяемые по схеме четырехплечного моста (рис. 13.5, б). Входными зажимами магнитных усилителей служат зажимы обмотки управления дросселя (зажимы 1 и 2 на рис. 13.5), а выходными — зажимы, к которым присоединяют нагрузку (зажимы 3 и 4 на рис. 13.5).

До подачи входного сигнала эквивалентная индуктивность и индуктивное сопротивление дросселя имеют наибольшую величину. Поэтому при включении трансформатора ток в нагрузке

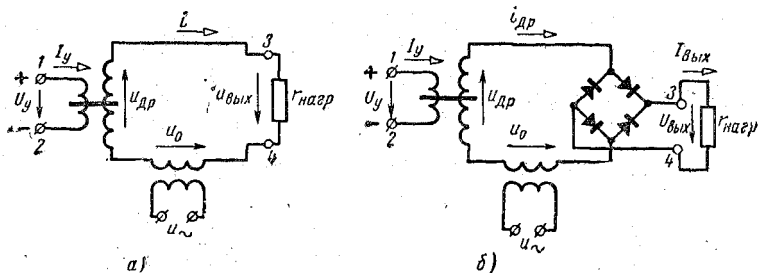


Рис. 13.5. Схемы простейших однотактных магнитных усилителей:

а — при переменном выходном напряжении; б — при постоянном выходном напряжении

и выходное напряжение будут наименьшими, а напряжение на дросселе — наибольшим.

После подачи входного сигнала в обмотке управления устанавливается слабый постоянный ток, а в цепи нагрузки ток возрастает, что можно рассматривать как результат уменьшения эквивалентного индуктивного сопротивления дросселя. Напряжение на дросселе соответственно понижается, а на нагрузке — повышается. Следовательно, регулируя величину входного тока, можно управлять поступлением энергии в нагрузку.

Дроссели с подмагничиванием, включенные в магнитные усилители, конструируют таким образом, чтобы приращение мощности нагрузки было во много раз больше приращения мощности входного сигнала. Их отношение определяет коэффициент усиления по мощности

$$K_P = \frac{\Delta P_{\text{ВЫХ}}}{\Delta P_{\text{ВХ}}}$$

Усилители характеризуются прежде всего тем, что их коэффициент усиления по мощности всегда больше единицы. Это возможно потому, что усилитель содержит внутренний источник питания, т. е. является активным четырехполюсником.

Пассивные четырехполюсники не относятся к категории усилителей, даже если их напряжение или ток в выходной цепи будут больше соответствующих величин входной цепи, поскольку из-за отсутствия вспомогательного источника питания отношение мощности в нагрузке к мощности входного сигнала в пассивном четырехполюснике всегда меньше единицы. Например, повышающий трансформатор не является усилителем, хотя вторичное напряжение у него больше первичного напряжения. В трансформаторе мощность выходной цепи всегда меньше мощности входной цепи вследствие потерь энергии на нагрев обмоток и сердечника.

Свойства магнитных усилителей оценивают также коэффициентами усиления по току и по напряжению.

Коэффициент усиления по току K_I определяют отношением приращения тока в нагрузке $\Delta I_{\text{ВЫХ}}$ к приращению тока в обмотке управления $\Delta I_{\text{ВХ}}$, вызвавшего изменение тока в нагрузке:

$$K_I = \frac{\Delta I_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_{\text{ВХ}}}$$

Коэффициент усиления по напряжению выражается аналогично:

$$K_U = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}}$$

Произведение коэффициентов усиления по напряжению и по току численно равно коэффициенту усиления по мощности:

$$K_U K_I = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}} \cdot \frac{\Delta I_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_{\text{ВХ}}} = \frac{\Delta P_{\text{ВЫХ}}}{\Delta P_{\text{ВХ}}} = K_P$$

Основной характеристикой магнитного усилителя является кривая зависимости действующего (или среднего) значения тока в нагрузке от постоянного тока управления. Для простейшего магнитного усилителя (см. рис. 13.5, а) она может быть построена по семейству вольт-амперных характеристик дросселя с подмагничиванием, изображенных на рис. 13.2.

Если пренебречь потерями энергии на нагрев рабочей обмотки и сердечника дросселя, а также его полями рассеяния, то рабочие обмотки дросселя можно рассматривать как идеальный индуктив-

ный элемент. Заменяв несинусоидальный периодический ток в рабочей обмотке дросселя эквивалентным синусоидальным током и считая, что нагрузкой усилителя служит идеальное активное сопротивление r , можно выразить электрическое состояние главной цепи магнитного усилителя следующим уравнением:

$$U_0^2 = (rI_{др})^2 + U_{др}^2,$$

где $U_{др}$ — действующее значение напряжения на дросселе при постоянном токе управления I_y ;

$I_{др} = I$ — действующее значение эквивалентного синусоидального тока в цепи дросселя и нагрузки;

U_0 — действующее значение синусоидального напряжения вторичной обмотки сетевого трансформатора.

Полученное уравнение соответствует уравнению окружности с центром в начале координат и с радиусом, равным U_0 . Если про-

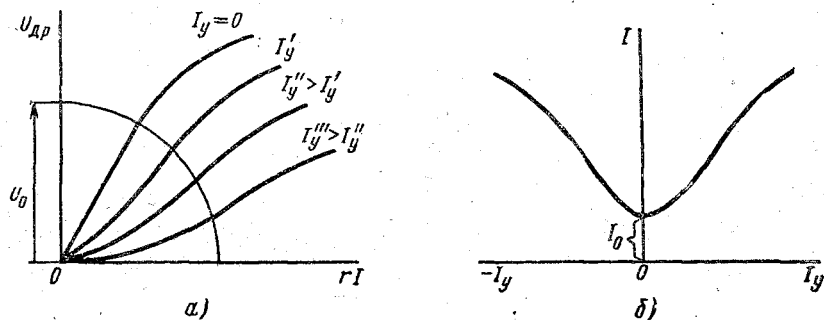


Рис. 13.6. Зависимость напряжения на дросселе от напряжения на нагрузке (а) и нагрузочная характеристика (б) простейшего однотактного магнитного усилителя

вести такую окружность на графике вольт-амперных характеристик дросселя с подмагничиванием (рис. 13.6, а), предварительно заменив ток $I_{др}$ пропорциональным ему выходным напряжением rI , то при одинаковом масштабе величин по осям ординат и абсцисс точки пересечения окружности с кривыми $U_{др}(rI)$ определяют зависимость тока в нагрузке I от тока управления I_y (рис. 13.6, б).

Достоинства простейшего магнитного усилителя являются высокая надежность работы и большой срок службы. Однако коэффициент усиления по току у него невелик, обычно он достигает лишь 20—30. Кроме того, этот усилитель не реагирует на изменение направления постоянного тока в обмотке управления, т. е. он нечувствителен к изменению полярности входного сигнала. Наконец, в простейшем магнитном усилителе ток в нагрузке не прекращается даже при отсутствии тока в обмотке управления (ток I_0 на графике рис. 13.6, б). Недостатки простейшего магнитного усилителя можно

устранить, применив дополнительные обмотки, размещенные на сердечнике так же, как и обмотка управления, либо видоизменив схему усилителя.

Если на среднем стержне Ш-образного сердечника магнитного усилителя расположить дополнительную обмотку, называемую обмоткой смещения, и подать на нее постоянное напряжение, то такой магнитный усилитель (рис. 13.7) станет чувствительным к изменению полярности входного сигнала.

Постоянные магнитные потоки Φ_y , замыкающиеся по крайним стержням усилителя с обмоткой смещения, создаются совместным действием намагничивающих сил обмотки управления и обмотки смещения. При согласном действии намагничивающих сил (н. с.) этих обмоток результирующая н. с. Θ будет равна сумме, а при встречном — разности н. с. обмотки управления $I_y w_y$ и обмотки смещения $I_{см} w_{см}$:

$$\Theta = I_y w_y \pm I_{см} w_{см}. \quad (13.1)$$

Зависимость тока в нагрузке от результирующей н. с. Θ будет такой же, как и в простейшем магнитном усилителе без обмотки

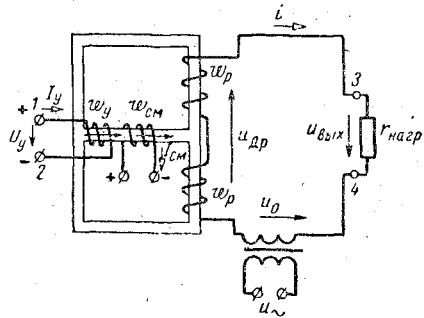


Рис. 13.7. Схема включения однотактного магнитного усилителя с обмоткой смещения

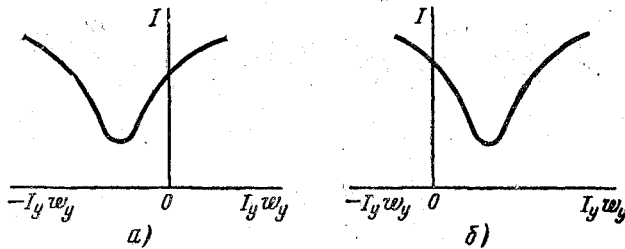


Рис. 13.8. Нагрузочная характеристика магнитного усилителя с обмоткой смещения:

а — при согласном действии н. с. обмотки управления и обмотки смещения; б — при встречном действии н. с. обмотки управления и обмотки смещения

смещения, а характер зависимости тока в нагрузке от н. с. только одной обмотки управления при неизменной н. с. обмотки смещения будет определяться направлениями действия н. с. этих обмоток. При согласном действии н. с. обмотки управления и обмотки смещения увеличение тока управления приводит к соответствующему

усилению тока нагрузки (рис. 13.8, а), а при встречном — к ослаблению тока нагрузки (рис. 13.8, б).

Ток в обмотке смещения $I_{см}$ устанавливают таким, чтобы при отсутствии тока управления ($I_y = 0$) ток в нагрузке соответствовал средней точке линейного участка нагрузочной характеристики. Таким образом, магнитные усилители с обмоткой смещения реагируют на изменение полярности входного сигнала (тока управления) увеличением или уменьшением величин переменного тока нагрузки.

Для повышения коэффициента усиления магнитного усилителя часто применяют дополнительную обмотку $w_{o.c.}$ с постоянным током $I_{o.c.}$, величина которого пропорциональна амплитуде переменного тока нагрузки. Такую обмотку называют обмоткой обратной связи.

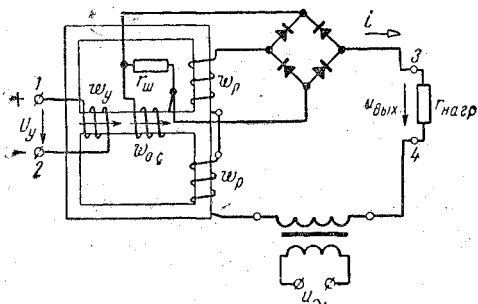


Рис. 13.9. Схема включения однофазного магнитного усилителя с обмоткой обратной связи

Ее включают в цепь двухполупериодного выпрямителя, собранного по мостовой схеме (рис. 13.9). Намагничивающая сила $\Theta_{o.c.} = I_{o.c.}w_{o.c.}$ обмотки обратной связи пропорциональна величине переменного тока нагрузки:

$$\Theta_{o.c.} = I_{o.c.}w_{o.c.} = K_{o.c.}I, \quad (13.2)$$

где $K_{o.c.}$ — коэффициент обратной связи.

Коэффициент* обратной связи зависит от числа витков обмотки обратной связи и сопротивления $r_{ш}$ цепи обратной связи. При настройке усилителя коэффициент обратной связи регулируют изменением величины сопротивления $r_{ш}$. Построение нагрузочной характеристики $I(I_y)$ магнитного усилителя с обмоткой обратной связи показано на графике рис. 13.10, а. Кривая 1 характеризует зависимость тока в нагрузке от н. с. обмотки управления при отключенной обмотке обратной связи ($I_{o.c.}w_{o.c.} = 0$), а прямая 2 — зависимость тока в нагрузке от н. с. обмотки обратной связи:

$$I = \frac{\Theta_{o.c.}}{K_{o.c.}}. \quad (13.3)$$

Наклон прямой 2 к оси абсцисс определяется величиной $K_{o.c.}$.

Намагничивающие силы обмотки управления $I_y w_y$ и обмотки обратной связи $I_{o.c.} w_{o.c.}$ в магнитных усилителях всегда суммируются, поэтому

$$\Theta = I_y w_y + I_{o.c.} w_{o.c.} \quad (13.4)$$

При отключенной обмотке обратной связи для обеспечения какого-либо тока нагрузки, например тока I , требуется намагни-

чивающая сила обмотки управления $I_y \omega_y$, определяемая кривой 1. При включенной обмотке обратной связи ток нагрузки I' установится при той же результирующей н. с. Θ , однако н. с. обмотки

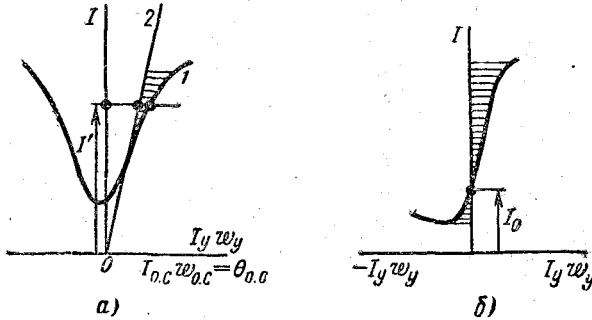


Рис. 13.10. Нагрузочные характеристики магнитного усилителя:

a — при отсутствии обратной связи (кривая 1) и характеристика н. с. обмотки обратной связи (прямая 2); *б* — при наличии обратной связи

управления в этом случае будет меньше на величину н. с. обмотки обратной связи, определяемой прямой 2:

$$I'_y \omega_y = \Theta - I'_{o.c} \omega_{o.c} = \Theta - K_{o.c} I' \quad (13.5)$$

При графическом определении н. с. обмотки управления, необходимой для обеспечения заданного тока нагрузки в магнитном уси-

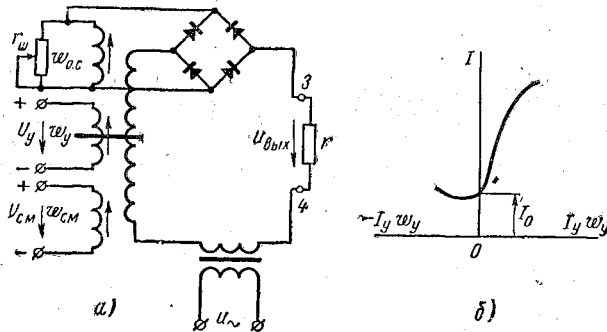


Рис. 13.11. Однотактный магнитный усилитель с обмотками обратной связи и смещения на дросселе с подмагничиванием:

a — схема включения; *б* — нагрузочная характеристика

лителе с обмоткой обратной связи, достаточно произвести вычитание соответствующих абсцисс кривой 1 и прямой 2 (на рис. 13.10, *a* показаны горизонтальные отрезки между кривой 1 и прямой 2).

Кривая $I(I_y)$ для магнитного усилителя с включенной обмоткой обратной связи изображена на рис. 13.10, б. Из рассмотрения нагрузочной характеристики следует, что ее крутизна увеличивается по сравнению с нагрузочной характеристикой магнитного усилителя без обмотки обратной связи, что свидетельствует о существенном повышении коэффициента усиления по току. Однако одновременно с этим ток в нагрузке I_0 при отсутствии тока управления также увеличивается. Его уменьшают до минимально возможной величины, применяя обмотку смещения с н. с., действующей навстречу н. с. обмотки управления (рис. 13.11, а). Нагрузочная характеристика магнитного усилителя с обмотками обратной связи и смещения изображена на рис. 13.11, б.

§ 13.3. ДВУХТАКТНЫЙ МАГНИТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Однотактные магнитные усилители имеют несимметричную нагрузочную характеристику и не могут обеспечить отсутствие тока в нагрузке при отсутствии тока в обмотке управления. От этих недостатков свободен так называемый дифференциальный двухтактный магнитный усилитель, собранный по схеме рис. 13.12.

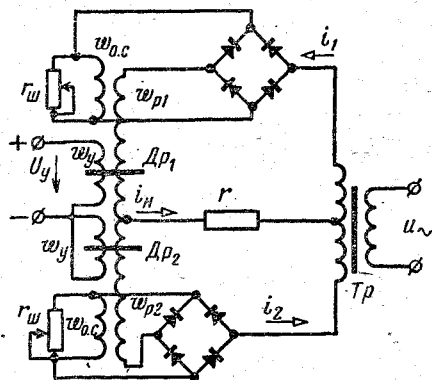


Рис. 13.12. Схема включения двухтактного магнитного усилителя с внешней обратной связью

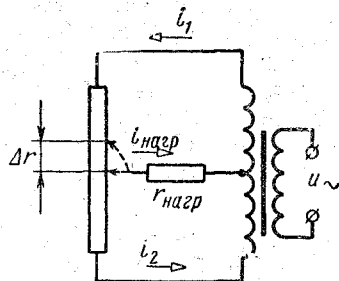


Рис. 13.13. Принципиальная схема четырехплечного моста переменного тока с трансформатором

Он состоит из двух дросселей с подмагничиванием ($Др_1$ и $Др_2$), снабженных обмоткой обратной связи, и однофазного трансформатора Tr , вторичная обмотка которого имеет вывод средней точки.

Для изучения принципа действия двухтактного усилителя обратимся к схеме рис. 13.13.

Здесь трансформатор имеет вторичную обмотку с выведенной средней точкой. Вторичная обмотка соединена с потенциометром. Между средней точкой вторичной обмотки трансформатора и движком потенциометра включена нагрузка с сопротивлением $r_{нагр}$.

Если движок потенциометра установить в среднее положение и включить первичную обмотку трансформатора в однофазную сеть, то ток в нагрузке будет отсутствовать, так как переменные токи в правом и левом контурах вторичных цепей трансформатора будут иметь одинаковые амплитуды и фазовый сдвиг относительно друг друга на 180° . Если переместить движок потенциометра, например, влево, то сопротивление левого контура уменьшится на величину Δr , а сопротивление правого контура увеличится на ту же величину. Вследствие этого амплитуда тока в левом контуре возрастет, а в правом понизится. В нагрузке установится переменный ток, равный разности токов контуров:

$$I_{\text{нагр}} = I_1 - I_2.$$

В этом случае ток в нагрузке будет совпадать по фазе с током левого контура. Перемещение движка потенциометра в правую сторону приводит к увеличению тока правого контура и к появлению разностного тока в нагрузке, совпадающего по фазе с током правого контура. Таким образом, в зависимости от направления перемещения движка потенциометра фаза тока в нагрузке изменяется скачком на 180° , а амплитуда тока нагрузки определяется разностью токов контуров. В дифференциальном магнитном усилителе (см. рис. 13.12) нагрузка с сопротивлением $r_{\text{нагр}}$ включена между средней точкой вторичной обмотки трансформатора T_r и общей

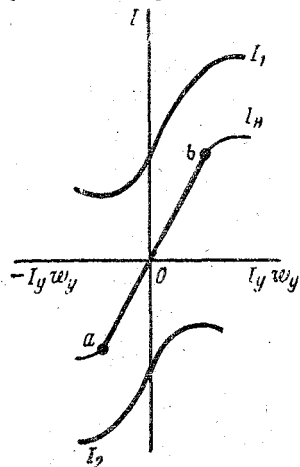


Рис. 13.14. Нагрузочная характеристика двухтактного магнитного усилителя с внешней обратной связью

точкой последовательно соединенных рабочих обмоток ω_{p1} , ω_{p2} дросселей Dp_1 и Dp_2 . Изменение величины токов в правом и левом контурах дифференциального магнитного усилителя происходит при одновременном подмагничивании обоих дросселей током управления. С этой целью обмотки управления дросселей соединяют последовательно, но так, чтобы при появлении тока в обмотке управления ток в рабочей обмотке одного дросселя увеличился, а ток рабочей обмотки другого дросселя уменьшился. Такое изменение в рабочих обмотках дросселей достижимо, так как дроссели снабжены обмотками обратной связи и их нагрузочные характеристики несимметричны (см. рис. 13.10, б).

Построение графика зависимости тока в нагрузке $I_{\text{нагр}}$ дифференциального магнитного усилителя от тока управления I_y показано на рис. 13.14.

Здесь ток в нагрузке определяется разностью величин токов в левом и правом контурах:

$$I_{\text{нагр}} = I_1 - I_2.$$

При отсутствии сигнала управления токи в рабочих обмотках дросселей равны по величине, а ток в нагрузке отсутствует. Если ток управления по отношению к первому дросселю является положительным, то по отношению ко второму дросселю его следует считать отрицательным. Поэтому нагрузочную характеристику первого дросселя $I_1(I_y)$ удобно располагать в верхней полуплоскости чертежа, а нагрузочную характеристику второго дросселя $I_2(I_y)$ — в нижней. Задаваясь различными величинами тока управления I_y , находят соответствующие им токи I_1 и I_2 в контурах, а затем и ток в нагрузке.

Из рассмотрения кривой $I_{\text{нагр}}(I_y)$ можно заключить, что дифференциальный магнитный усилитель (см. рис. 13.12) имеет нагрузочную характеристику с линейным участком между точками a и b . На изменение полярности входного сигнала такой усилитель реагирует скачкообразным изменением фазы тока в нагрузке на 180° .

Глава 14

ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

§ 14.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ

Измерением называется процесс сравнения путем физического эксперимента данной величины с некоторым ее значением, принятым за единицу. Устройства, воспроизводящие единицы измерения, называются **м е р а м и**. Устройства, при помощи которых производятся сравнения измеряемых электрических величин с мерами, называют **э л е к т р о и з м е р и т е л ь н ы м и п р и б о р а м и**.

Степень приближения результатов измерения к действительному значению измеряемой величины зависит от достоверности воспроизведения мерами основных единиц, от точности измерительных приборов и от применяемых методов измерения.









Техника измерений имеет исключительно важное значение: чем достовернее результаты измерения, тем глубже познаются изучаемые процессы и тем быстрее развиваются наука и техника.





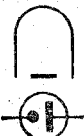
Современная наука и техника немислимы без измерительных приборов. Только с помощью измерительных приборов проверяется правильность научных выводов, испытываются машины, станки и автоматы, производится контроль и управление многими технологическими процессами.

Электрические измерения все более и более проникают во все области измерительной техники, так как они наиболее просто, быстро, с большой точностью и без нарушения нормальной работы устройств дают возможность производить измерения не только электрических, но и многих неэлектрических величин. Краткое знакомство с основами электроизмерительной техники является необходимым условием успешной деятельности инженеров любой специальности.

Во Всесоюзном научно-исследовательском институте метрологии (ВНИИМ) хранятся образцовые меры, называемые **э т а л о н а м и**. Эталоны воспроизводят основные единицы с наибольшей возможной для данного уровня науки и техники точностью (с метро-

Условные обозначения электроизмерительных приборов
(в соответствии с ГОСТ 1845—59)

Наименование прибора	Условное обозначение
Магнитоэлектрический прибор с подвижной рамкой	
Магнитоэлектрический логометр с подвижными рамками	
Магнитоэлектрический прибор с подвижным магнитом	
Электромагнитный прибор	
Электродинамический прибор	
Ферродинамический прибор	
Ферродинамический логометр	
Индукционный прибор	

Наименование прибора	Условное обозначение
Электростатический прибор	
Тепловой прибор (с нагреваемой проволокой)	
Биметаллический прибор	
Термоэлектрический прибор (с неизолированным преобразователем и магнитоэлектрическим измерительным механизмом)	
Электронный прибор (с электронным преобразователем и магнитоэлектрическим измерительным механизмом)	

логической точностью). Существуют эталоны единицы электрического сопротивления, единицы тока и т. п. Эталоны используют только для сравнения образцовых мер ограниченной точности I разряда. С последними сравниваются образцовые меры ограниченной точности других разрядов, которые применяются в лабораторной практике точных измерений.

Электроизмерительные приборы разделяются на показывающие приборы и приборы сравнения. К первой группе относятся стрелочные приборы и счетчики, ко второй — компенсационные аппараты и мосты.

Для графического изображения электроизмерительных показывающих приборов пользуются условными обозначениями согласно ГОСТ 7624—62.

Наиболее распространенной группой электроизмерительных показывающих приборов являются электромеханические приборы, в которых изменение энергии магнитного или электрического поля используется для перемещения подвижной части прибора.

По способу преобразования подводимой к прибору электрической энергии в механическую энергию перемещения подвижной части и по конструктивным особенностям измерительного механизма ГОСТ 1845—59 предусматривает разделение приборов на магнитоэлектрические, электромагнитные, электродинамические, ферродинамические, индукционные, электростатические, вибрационные, тепловые, биметаллические и магнитоиндукционные. Электроизмерительные приборы, выпускаемые промышленностью СССР, удовлетворяют определенным требованиям в зависимости от условий их применения согласно ГОСТ 1845—59.

Условные обозначения электроизмерительных приборов даны в табл. 14.1.

§ 14.2. ПОГРЕШНОСТИ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

Результаты измерений всегда отличаются от действительного значения измеряемой величины. Разность между результатом измерения какой-либо величины A_x и ее действительным значением A называют абсолютной погрешностью и обозначают ΔA_x :

$$\Delta A_x = A_x - A. \quad (14.1)$$

Действительное значение A может быть меньше и больше результата измерения A_x , поэтому абсолютная погрешность ΔA_x может быть положительной и отрицательной величиной.

Более общей и хорошо сопоставляемой характеристикой измерения является относительная погрешность γ_x , под которой подразумевают выраженное в процентах отношение абсолютной погрешности ΔA_x к действительному значению измеряемой величины A :

$$\gamma_x = \frac{\Delta A_x}{A} \cdot 100\%. \quad (14.2)$$

Так как значения A и A_x мало отличаются друг от друга, то часто в выражение (14.2) вместо A подставляют величину A_x , полученную непосредственно из опыта.

На погрешности ΔA_x и γ_x влияют различные факторы, важнейшими из которых являются погрешность отсчета, погрешность самих приборов и несовершенство методов измерения.

Погрешность отсчета зависит от наблюдателя и от конструкции измерительного прибора. Для уменьшения погрешности отсчета в электроизмерительных приборах копьевидную стрелку

(см. рис. 14.2, а) заменяют ножевидной стрелкой (рис. 14.1, а), вместо отсчетного устройства с механическим указателем ставят устройство со световым указателем (рис. 14.1, б).

Погрешность приборов характеризуется относительной приведенной погрешностью γ_n , под которой понимают отношение абсолютной погрешности прибора ΔA_x к номинальному значению шкалы прибора A_n , выраженное в процентах:

$$\gamma_n = \frac{\Delta A_x}{A_n} \cdot 100\% = \frac{A_x - A}{A_n} \cdot 100\%. \quad (14.3)$$

Завод-изготовитель гарантирует, что наибольшая относительная приведенная погрешность прибора в пределах рабочей части

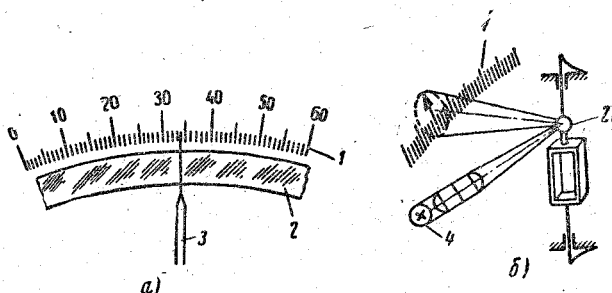


Рис. 14.1. Отсчетные устройства:

а — с механическим указателем; б — со световым указателем;
1 — шкала; 2 — зеркало; 3 — стрелка; 4 — осветитель

шкалы не превышает определенного значения, называемого классом точности прибора и равного допустимой погрешности прибора.

Согласно ГОСТ 1845—59 электроизмерительные приборы имеют следующие классы точности: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 2,5; 4,0. На шкале прибора класс точности обозначается цифрой. Однако класс точности прибора не определяет точность измерения прибором. Относительная погрешность измерения γ_x согласно выражению (14.2)

$$\gamma_x = \frac{\Delta A_x}{A} \cdot 100\% = \frac{\Delta A_x}{A_n} \cdot \frac{A_n}{A} \cdot 100\% = \gamma_n \frac{A_n}{A} \cdot 100\%. \quad (14.4)$$

Относительная погрешность измерения приближается к относительной приведенной погрешности прибора лишь при измерении величин, близких к номинальному значению шкалы прибора; она увеличивается во столько раз, во сколько раз номинальное значение больше измеряемой прибором величины. Для повышения точности измерения следует пользоваться приборами, номинальные значения которых близки к измеряемой прибором величине.

§ 14.3. УСТРОЙСТВО ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

Измерительные приборы электромеханической группы содержат измерительную цепь, измерительный механизм и отсчетное устройство.

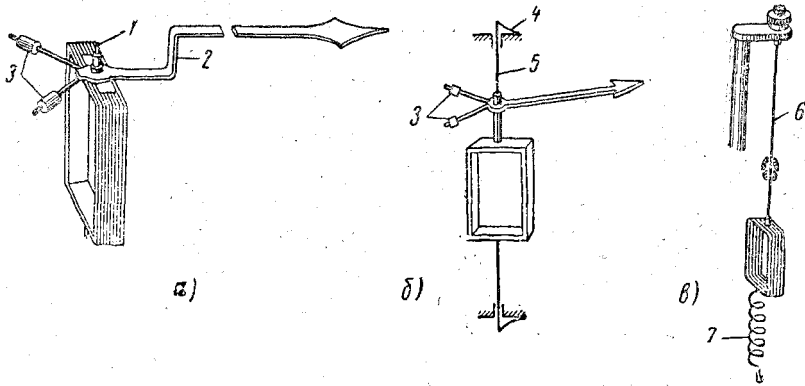


Рис. 14.2. Установка подвижной части электроизмерительных приборов:

a — на кернах; *б* — на растяжках; *в* — на подвесе;
 1 — керна; 2 — стрелка; 3 — балансы; 4 — пружины; 5 — растяжки; 6 — подвес; 7 — безмоментная подводка

Измерительная цепь осуществляет преобразование измеряемой величины (тока, напряжения, мощности, сопротивления и т. п.) в электрическую величину, непосредственно воздействующую на измерительный механизм.

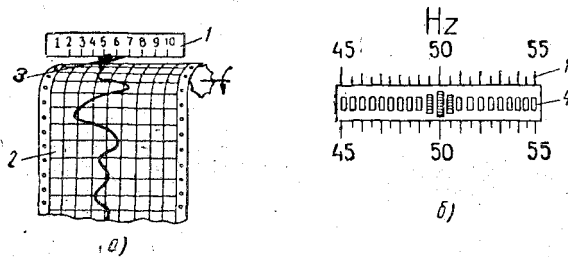


Рис. 14.3. Отсчетные устройства:

a — с пишущим устройством; *б* — с язычковым устройством;
 1 — шкала; 2 — диаграммная лента; 3 — пишущее устройство; 4 — язычки

Измерительный механизм однозначно преобразует электрическую энергию, поступающую из измерительной цепи, в механическую энергию перемещения подвижной части прибора.

Известно, что вращающий момент электроизмерительного прибора равен скорости изменения энергии прибора W_{II} по геометрии

ческой координате α :

$$M_{\text{пр}} = \frac{\partial W_{\text{п}}}{\partial \alpha}. \quad (14.5)$$

Подвижную часть показывающего электроизмерительного прибора устанавливают на кернах (рис. 14.2, а), на растяжках (рис. 14.2, б) и на подвесе (рис. 14.2, в).

Отсчетное устройство сочетает в себе указатель и шкалу прибора. Конструкция отсчетного устройства может быть с механическим или со световым указателем (см. рис. 14.1), с пишущим устройством (рис. 14.3, а) и с язычковым устройством (рис. 14.3, б).

На лицевой стороне шкалы прибора (рис. 14.4), кроме условного обозначения его системы, наносятся дополнительные: а — обозна-

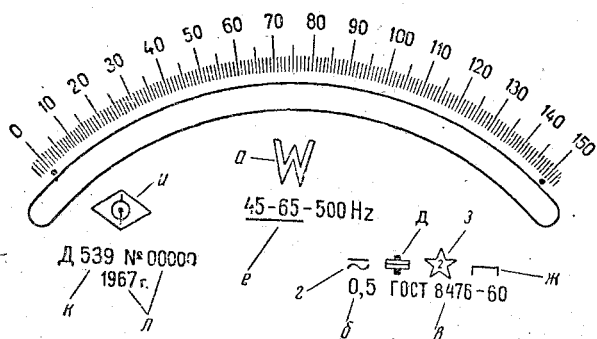


Рис. 14.4. Лицевая сторона шкалы прибора











чение единицы измеряемой величины; б — обозначение класса точности прибора; в — номер стандарта; г — условное обозначение рода тока и числа фаз; д — условное обозначение системы прибора и степени защищенности от магнитных и электрических полей; е — обозначение частоты; ж — обозначение рабочего положения прибора; з — обозначение испытательного напряжения изоляции измерительной цепи по отношению к корпусу; и — товарный знак завода-поставщика; к — заводское обозначение прибора; л — год выпуска и заводской номер.

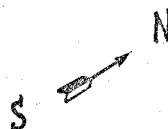



Дополнительные условные обозначения для электроизмерительных приборов приводятся в табл. 14.2.

Установившееся отклонение подвижной части прибора определяется равенством вращающего $M_{\text{вр}}$ и противодействующего $M_{\text{пр}}$ моментов. Различают приборы с механическим противодействующим моментом, магнитным противодействующим моментом и логометры.

Механический противодействующий момент создают при помощи плоских спиральных пружин, растяжек и подвесов, которые изготавливаются из различного типа бронз и немагнитных сплавов.

Дополнительные условные обозначения для электроизмерительных приборов
(в соответствии с ГОСТ 1845—59)

Наименование	Условное обозначение
Защита от внешних магнитных полей (I категория защищенности)	
Защита от внешних электрических полей (I категория защищенности)	
Постоянный ток	
Переменный (однофазный) ток	
Постоянный и переменный ток	
Прибор трехфазного тока с одноэлементным измерительным механизмом	
Прибор трехфазного тока с двухэлементным измерительным механизмом	
Прибор трехфазного тока с трехэлементным измерительным механизмом	
Класс точности при нормировании погрешности в процентах от диапазона измерения, например 0,5	0,5
Горизонтальное положение шкалы	
Вертикальное положение шкалы	

Наименование	Условное обозначение
Направление ориентации прибора в земном магнитном поле	
Измерительная цепь изолирована от корпуса и испытана напряжением, например 2 кВ	
Прибор испытанию прочности изоляции не подлежит	
Осторожно! Прочность изоляции измерительной цепи по отношению к корпусу не соответствует нормам (знак выполняется красного цвета)	
Номинальное значение (подчеркнуто) частоты и расширенная область частот	<p>20-<u>50</u>-120 Hz</p>

Противодействующий момент, создаваемый пружиной, растяжкой и подвесом, строго пропорционален углу закручивания:

$$M_{\text{пр}} = K\alpha, \quad (14.6)$$

где K — удельный противодействующий момент, характеризующий упругие свойства материала пружины на единицу угла закручивания.

Магнитный противодействующий момент создают в некоторых видах приборов взаимодействием подвижного и неподвижного постоянных магнитов.

В логометрах противодействующий момент, как и вращающий момент, создают за счет электромагнитных сил.

При изменении измеряемой величины подвижная часть прибора перемещается из одного положения равновесия в другое. Для достаточно быстрого перехода подвижной части в новое положение равновесия почти все показывающие приборы снабжаются успокоителями. По конструкции и принципу действия различают успокои-

тели трех видов: воздушные (рис. 14.5), магнитоиндукционные (рис. 14.6) и жидкостные.

Момент успокоения, создаваемый этими устройствами, пропорционален скорости движения подвижной части прибора:

$$M_{усп} = P \frac{d\alpha}{dt}, \quad (14.7)$$

где P — коэффициент успокоения.

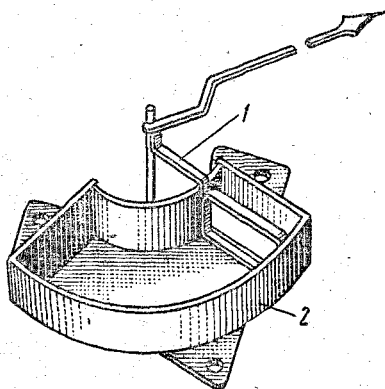


Рис. 14.5. Воздушный успокоитель без крышки:

1 — крыло успокоителя; 2 — камера

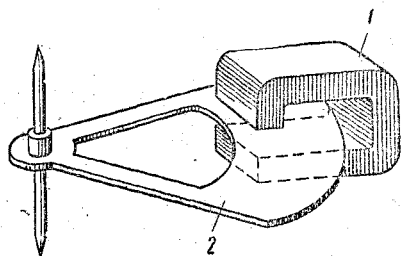


Рис. 14.6. Магнитоиндукционный успокоитель:

1 — постоянный магнит; 2 — сектор успокоителя

Подвижная часть прибора не должна изменять своего положения под действием силы собственной тяжести. Для этого производят балансировку подвижной части прибора с помощью грузиков (см. рис. 14.2, б).

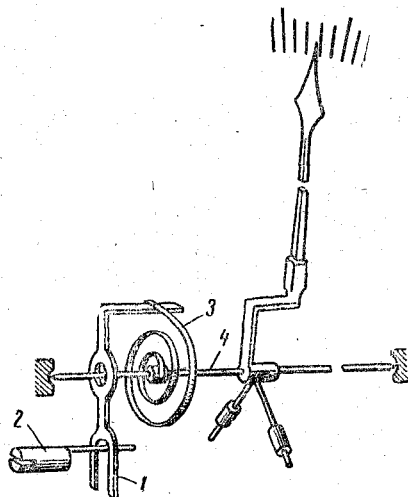


Рис. 14.7. Устройство корректора

Изменения температуры окружающей среды и остаточные напряжения в деталях могут приводить к смещению стрелки с нулевой отметки при обесточенном приборе. Установку стрелки на нулевую отметку производят корректором (рис. 14.7), в устройство которого входят винт с эксцентричным выступом 2, вилка пружинодержателя 1 и спиральная пружина 3, закрепленная на оси 4 подвижной части прибора.

При транспортировке приборов высокой чувствительности (гальванометров) подвижную часть неподвижно закрепляют с помощью арретира.

§ 14.4. МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ МЕХАНИЗМ

В магнитоэлектрических механизмах (рис. 14.8) используется действие магнитного поля постоянного магнита на подвижную катушку с током.

Магнитная система прибора состоит из постоянного магнита 1, полюсных наконечников 3 и цилиндрического сердечника 4. Форма полюсных наконечников обеспечивает в кольцевом зазоре между сердечником и наконечниками равномерное радиальное поле.

Подвижная катушка 5, выполненная из тонкого изолированного провода, намотанного на алюминиевом каркасе или без каркаса, устанавливается в кольцевом зазоре и может свободно в нем поворачиваться. Концы обмотки соединены с растяжками 2 (спиральными пружинами или подвесом), которые создают противодействующий момент и используются для подвода тока к подвижной катушке.

Вращающий момент $M_{вр}$ магнитоэлектрического механизма, подвижная катушка которого имеет ω витков с током I в магнитном поле с индукцией B , равен

$$M_{вр} = \omega B l b I = \omega B s I = \omega \Phi I = \Psi_0 I, \quad (14.8)$$

где l — длина, b — ширина, s — активная площадь катушки, Ψ_0 — потокосцепление катушки.

При установившемся отклонении подвижной части механизма вращающий момент равен противодействующему моменту:

$$M_{вр} = M_{пр}, \text{ или } \Psi_0 I = K \alpha.$$

Отклонение подвижной части механизма определяется выражением

$$\alpha = \frac{\Psi_0}{K} I = \frac{\omega B s}{K} I = S_I I, \quad (14.9)$$

которое является уравнением шкалы магнитоэлектрического механизма, поэтому шкала прибора равномерная.

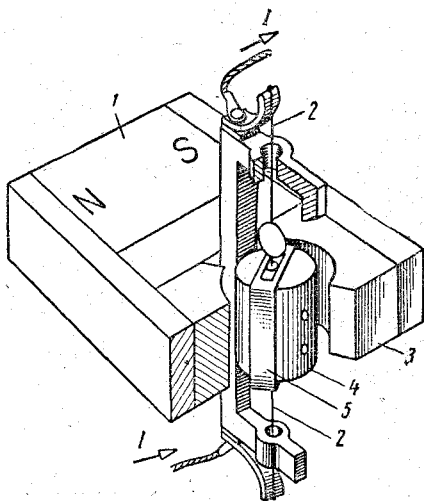


Рис. 14.8. Схематическое устройство магнитоэлектрического механизма

Величину $S_I = \frac{\alpha}{I}$ называют чувствительностью магнитоэлектрического механизма к току:

$$S_I = \frac{\omega Bs}{K}. \quad (14.10)$$

Чем больше чувствительность S_I , тем меньший ток может быть измерен прибором. Чтобы сделать магнитоэлектрический прибор более чувствительным к току, необходимо величины B и $s\omega$ увеличить, а значение K уменьшить.

Увеличение магнитной индукции B до $0,1-0,3$ тл в воздушном зазоре достигается применением постоянных магнитов с большей энергией (большей площадью «спинки»), а также более рациональной конструкцией прибора.

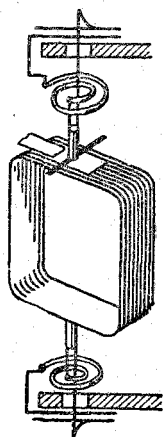


Рис. 14.9. Схематическое устройство подвижной части прибора на растяжках со спиральными пружинами

Увеличение общей площади всех витков катушки $s\omega$ без увеличения ее длины l и ширины b достигается увеличением числа витков ω и соответствующим уменьшением сечения провода, что повышает внутреннее сопротивление измерительного механизма. Так, например, сопротивление амперметра составляет доли ома, сопротивление миллиамперметра — несколько ом, сопротивление микроамперметра — десятки и сотни ом. У высокочувствительных приборов — гальванометров — увеличение величины $s\omega$ достигается более полным использованием объема катушки, которая изготавливается без каркаса.

Удельный противодействующий момент K уменьшается за счет установления подвижной части механизма на растяжках вместо спиральных пружин и замены механического указателя отсчета световым указателем. Установка подвижной части механизма на растяжках

устраняет погрешности от трения в опорах, снижает вес подвижной части и собственное потребление энергии прибором.

Высокочувствительные приборы — зеркальные гальванометры — имеют установку подвижной части на подвесе, благодаря чему они могут измерять весьма малые токи $10^{-8}-10^{-11}$ а, напряжения $10^{-7}-10^{-4}$ в и импульсы тока (баллистические гальванометры).

Точность и чувствительность прибора находятся в известном противоречии. Погрешность измерения, обусловленная трением оси о подпятник или остаточной деформацией пружин, растяжек и подвеса, является одной из наиболее существенных составляющих погрешности приборов. При малых значениях измеряемых величин вращающий момент $M_{вр}$, а следовательно, и противодействующий момент $M_{пр}$ малы и могут иметь

значения, соизмеримые с моментом трения $M_{тр}$. С увеличением удельного противодействующего момента K относительная роль момента трения уменьшается, т. е. чувствительность прибора уменьшается, а точность увеличивается. Поэтому зеркальные гальванометры как наиболее чувствительные приборы не нормируются по классам точности и используются в большинстве случаев в качестве нуль-индикаторов. По этой же причине (относительная роль момента трения), а также в связи с необходимостью усложнения измерительной цепи для уменьшения погрешностей от различных влияний (например, температуры) приборы всех систем с увеличением класса точности при прочих равных условиях увеличивают собственное потребление электрической энергии. В приборах высоких классов точности для увеличения противодействующего момента и возвращения подвижной части в первоначальное положение установка подвижной части выполняется на растяжках со спиральными пружинами (рис. 14.9).

§ 14.5. МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ

Подвижная катушка магнитоэлектрического измерительного механизма изготавливается из изолированного провода диаметром 0,02—0,2 мм, по которому можно пропускать очень малые токи — от микроампер до десятых долей ампера. Верхний предел тока в катушке составляет 150—200 ма, так как большие токи увеличивают нагрев растяжек или спиральных пружин, создающих противодействующий момент и подводящих ток к катушке. Следовательно, магнитоэлектрический измерительный механизм можно рассматривать как миллиамперметр (или микроамперметр).

Для расширения пределов измерения магнитоэлектрического прибора по току пользуются шунтами. Шунт представляет собой сопротивление из манганина с очень малым температурным коэффициентом ($\pm 0,02\%$ на 10°C), снабженное двумя парами выводов (рис. 14.10).

Внешнюю пару выводов *А* и *Б*, к которым подключают концы провода цепи с измеряемым током, называют токовыми зажимами. Внутреннюю пару выводов *а* и *б*, к которым присоединяют магнитоэлектрический измеритель, называют потенциальными зажимами.

При измерении тока I , величина которого в n раз больше номинального тока измерителя $I_n = I_n$, сопротивление шунта $r_{ш}$ может

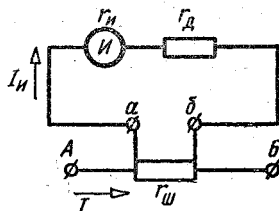


Рис. 14.10. Схематическое устройство шунта к магнитоэлектрическому прибору

быть определено из соотношения

$$I = \frac{r_{ш} + r_{и} + r_{д}}{r_{ш}} I_{и} = n I_{и}$$

или

$$r_{ш} = \frac{r_{и} + r_{д}}{n - 1}. \quad (14.11)$$

Величину $n = \frac{I}{I_{и}}$ называют коэффициентом шунтирования.

Шунты к магнитоэлектрическим измерителям изготавливают индивидуальными, встроенными в прибор, или калиброванными — взаимозаменяемыми. Класс точности шунта, соединяемого с прибором, должен быть выше класса точности измерителя.

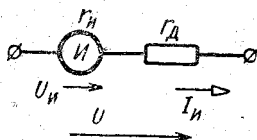


Рис. 14.11. Измерительная цепь магнитоэлектрического вольтметра

Изготовление шунтов на десятки килоампер и выше затруднительно из-за больших габаритов и большой мощности потребления. Ток свыше десятков килоампер может быть измерен с помощью приборов, основанных на другом принципе действия.

Чтобы измерить магнитоэлектрическим измерителем напряжение, необходимо его шкалу проградуировать в единицах напряжения, представляющего собой падение напряжения на сопротивлении измерителя:

$$U_{и} = r_{и} I_{и}.$$

Для расширения пределов измерения напряжения пользуются добавочными сопротивлениями, которые включают последовательно с магнитоэлектрическим измерителем. Величину добавочного сопротивления $r_{д}$ (рис. 14.11) можно определить из выражения

$$U = n U_{и} = (r_{д} + r_{и}) I_{и} = \frac{r_{д} + r_{и}}{r_{и}} U_{и}$$

или

$$r_{д} = (n - 1) r_{и}. \quad (14.12)$$

Добавочные сопротивления изготавливают из манганина встроенными в прибор, индивидуальными и калиброванными взаимозаменяемыми, класс точности которых должен быть выше класса точности измерителя.

Изменение температуры окружающей среды влияет на сопротивление измерительного механизма, на упругость растяжек или спиральных пружин и на величину магнитного потока постоянного магнита магнитоэлектрического измерителя.

В магнитоэлектрическом измерителе изменение температуры не вызывает дополнительной погрешности, так как измерительная

цепь прибора представляет собой последовательное соединение и ток в подвижной катушке является измеряемым. Температурные влияния на упругость растяжек или спиральных пружин и магнитный поток постоянного магнита примерно взаимно компенсируют друг друга.

В магнитоэлектрическом амперметре изменение температуры вызывает перераспределение токов в измерительной цепи и в цепи шунта. Для уменьшения температурной погрешности последовательно с магнитоэлектрическим измерителем включают добавочное сопротивление r_d из манганина. Для амперметров высоких классов точности применяют более сложную измерительную цепь с температурной компенсацией (рис. 14.12).

Магнитоэлектрический измеритель, соединенный последовательно с добавочным сопротивлением r_d из манганина, шунтируют сопротивлением $r_{ш}$ из меди, сопротивление которой изменяется на 4% на каждые 10°C . Последовательно с этими параллельными ветвями включают второе добавочное сопротивление r_d'' из манганина. Такую последовательно-параллельную цепь подключают к потенциальным зажимам шунта $r_{ш}$. С повышением температуры сопротивление всей последовательно-параллельной ветви увеличивается, а ток I' ее несколько уменьшается. Но так как сопротивление $r_{ш}$ при этом увеличивается больше, чем сопротивление $r_n + r_d$ параллельной измерительной ветви, то по измерительной ветви пройдет большая доля тока I' и ток измерительного механизма практически остается неизменным. Последовательно-параллельная схема температурной компенсации позволяет значительно лучше использовать подводимую к прибору энергию.

С изменением температуры в магнитоэлектрическом вольтметре, измерительная цепь которого включает последовательно соединенные сопротивления измерителя r_n и добавочное манганиновое сопротивление r_d , происходит некоторое изменение сопротивления измерительной цепи. Поскольку добавочное сопротивление во много раз больше сопротивления измерителя, общий температурный коэффициент измерительной цепи вольтметра будет значительно меньше температурного коэффициента меди или алюминия. Таким образом, изменение температуры может не влиять на работу магнитоэлектрического вольтметра.

В настоящее время в последовательных измерительных цепях магнитоэлектрических вольтметров применяют в качестве сопротивления r_d полупроводниковые термосопротивления с большими отри-

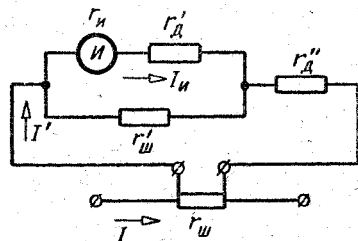


Рис. 14.12. Измерительная цепь магнитоэлектрического амперметра с температурной компенсацией

пательными температурными коэффициентами. Они позволяют получить необходимое снижение температурного влияния при меньшей величине добавочного сопротивления из манганина, т. е. уменьшить потребляемую прибором энергию. Магнитоэлектрические милливольтметры изготавливаются со схемами последовательно-параллельной температурной компенсации (рис. 14.13, а и б).

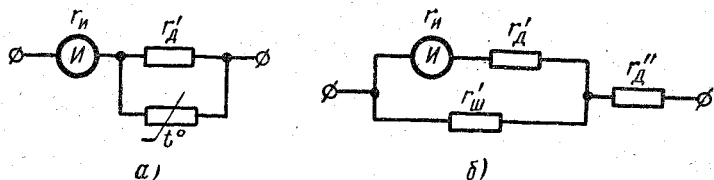


Рис. 14.13. Измерительные цепи магнитоэлектрических милливольтметров с температурной компенсацией

Влияние внешних магнитных полей на магнитоэлектрические приборы невелико, так как в воздушном зазоре постоянным магнитом создается магнитная индукция 0,1—0,3 тл, которая во много раз больше составляющей земного магнитного поля. Для устранения возможного незначительного влияния земного магнитного поля на корпусе приборов высокой чувствительности наносят стрелку с буквами *N* и *S* и устанавливают прибор так, чтобы направление стрелки совпадало с магнитным меридианом в данном месте.

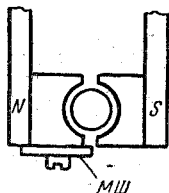


Рис. 14.14. Схематическое устройство магнитного шунта

Измерительную цепь прибора собирают из стандартных деталей, например добавочных сопротивлений и шунтов, имеющих известные допуски. Номинальное отклонение указателя магнитоэлектрического измерительного механизма при номинальном токе регулируется магнитным шунтом *МШ* (рис. 14.14).

Магнитный шунт представляет собой ферромагнитную пластинку, через которую ответвляется 5—10% магнитного потока постоянного магнита.

Собственное потребление электрической энергии магнитоэлектрическими вольтметрами обычно характеризуют величиной сопротивления на 1 в номинального напряжения. Для щитовых вольтметров низких классов точности оно составляет 100—300 ом/в, для лабораторных вольтметров — 1000 ом/в и выше, что соответствует мощности потребления энергии 1—0,1 вт на 100 в номинального напряжения.

У амперметров собственное потребление энергии зависит от падения напряжения на шунте и от номинального тока. Например, в амперметрах до 5 а мощность потребления энергии составляет 0,2—0,5 вт.

Магнитоэлектрические приборы имеют следующие достоинства: высокую степень точности, чувствительность, большой вращающий момент, малое собственное потребление энергии, незначительное влияние внешних магнитных полей и температуры (благодаря схемам температурной компенсации), равномерность шкалы, возможность использования шунтов и добавочных сопротивлений для измерений токов и напряжений в широком диапазоне.

К недостаткам приборов следует отнести непригодность для работы на переменном токе, чувствительность к перегрузкам и сравнительно высокую стоимость.

§ 14.6. ПРИМЕНЕНИЕ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО МЕХАНИЗМА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРЕМЕННЫХ ТОКОВ. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

Приборы с магнитоэлектрическими механизмами, содержащие в измерительной цепи термопары, называют термоэлектрическими. Сочетания магнитоэлектрических механизмов с полупроводниковыми выпрямителями образуют выпрямительные (детекторные) приборы.

В термоэлектрических приборах измеряемый ток I нагревает одну или несколько термопар, термо-э. д. с. которых воздействуют на магнитоэлектрический измеритель $И$. На рис. 14.15 показана схема термоэлектрического прибора с одной термопарой 1 , рабочие концы (горячий спай) которой присоединены непосредственно к нагревателю — проволоке 2 , по которой проходит измеряемый ток I .

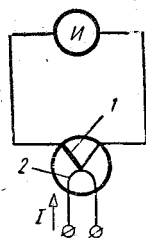


Рис. 14.15. Схема термоэлектрического прибора с контактным преобразователем

Термопары, имеющие электрическое соединение с нагревателем, называют контактными термопреобразователями. На рис. 14.16, а приведена схема термоэлектрического прибора с бесконтактным преобразователем, горячий спай термопары электрически отделен от нагревателя теплопроводящей прокладкой 3 . Чувствительность приборов с бесконтактными термопреобразователями может быть повышена путем последовательного соединения нескольких термопар (рис. 14.16, б).

Для измерения малых токов (до десятых долей ампера) нагреватель для предохранения от воздушного охлаждения вместе с термопарой помещают в сосуд, из которого выкачан воздух. Такие термопреобразователи в отличие от воздушных называют вакуумными.

Наибольшее распространение получили термопреобразователи без нагревателя. В этом случае нагрев термопар производится непосредственно измеряемым током. Чтобы измеряемый ток не про-

ходил по измерителю I , ветви термопар, выполненные из различных металлов M и N , соединяют по схеме моста (рис. 14.17, а). Точки a , c и e являются холодными концами термопар, а точки b и d — их горячими концами. Места спаев b и d выбирают так, чтобы мост был уравновешен. В уравновешенном мосте диагонали электри-

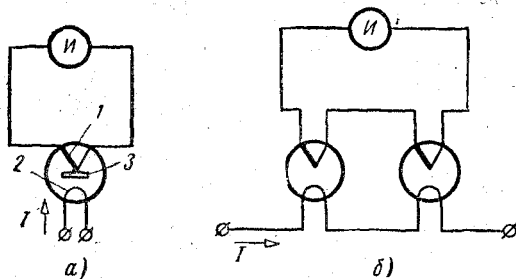


Рис. 14.16. Схемы термоэлектрических приборов с бесконтактными преобразователями

ческие развязаны, вследствие чего измеряемый ток I не ответвляется в измеритель, а ток I_T от термо-э. д. с. не ответвляется в цепь измеряемого тока. Для лучшего уяснения принципа работы преобразователя мостовую схему рис. 14.17, а можно представить схемой рис. 14.17, б, в которой объединены одноименные точки b, d

и одноименные ветви bf, de (надобность во втором измерителе I в этом случае отпадает) и нагрев ветвей ab, bc, ad, dc производится измеряемым током путем включения точек a и c в расщепку измерительной цепи (надобность в нагревателе также отпадает). Для расширения пределов измерения пользуются несколькими термопреобразователями на различные токи (до десятков ампер) и одним измерителем.

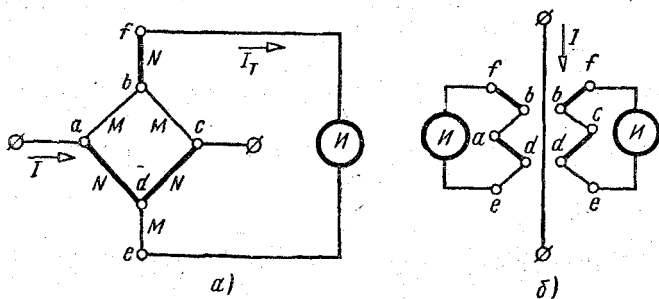


Рис. 14.17. Схемы термопреобразователей без нагревателя

Электродвижущая сила термопар изменяется пропорционально квадрату измеряемого тока, поэтому шкала термоэлектрического прибора примерно квадратична. Рабочей частью шкалы является участок от 25 до 100% от ее номинального значения.

Основные недостатки термопреобразователей: сравнительно небольшой срок службы и выход из строя при перегрузке. Термоэлектрические приборы применяются при измерениях на высоких частотах (до 2 Мгц).

В выпрямительных приборах в качестве выпрямителей (вентилей) применяются меднозакисные и кристаллические (германиевые, кремниевые) вентили. Выпрямитель преобразует переменный ток в пульсирующий, который измеряется магнитоэлектрическим измерителем. Выпрямительные приборы используют схемы одно- и двухполупериодного выпрямления.

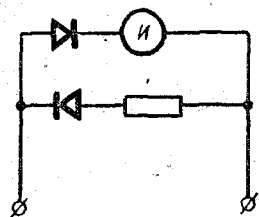


Рис. 14.18. Схема выпрямительного прибора с однополупериодным выпрямлением

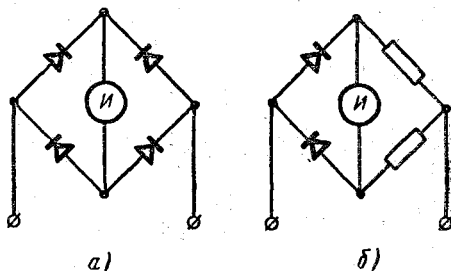


Рис. 14.19. Схемы выпрямительного прибора с двухполупериодным выпрямлением

Наиболее простой является схема однополупериодного выпрямления (рис. 14.18), в которой последовательно с магнитоэлектрическим измерителем включается вентиль.

Чтобы входное сопротивление было одинаковым для прямого и обратного токов; параллельно измерительной ветви включается ветвь с вентилем обратной полярности, сопротивление которой равно сопротивлению измерителя. При двухполупериодном выпрямлении вентили включаются по мостовой схеме (рис. 14.19, а), в которой иногда для экономии вентили в двух соседних плечах моста заменяются сопротивлениями (рис. 14.19, б).

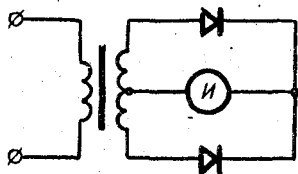


Рис. 14.20. Схема выпрямительного прибора с трансформаторным входом

Для измерения малых токов и напряжений, т. е. для получения достаточной чувствительности, вентили вместе с измерителем включают во вторичную обмотку трансформатора с выведенной средней точкой, первичная обмотка которого включается в измерительную схему (рис 14.20).

При повышении коэффициента трансформации трансформатора чувствительность прибора увеличивается, но одновременно увеличивается и потребляемая им мощность.

Выпрямительные приборы, так же как и магнитоэлектрические, изготовляют многопредельными для измерений тока и напряжения (многопредельный вольтамперметр). Кроме того, предусматривают добавочные переключающие устройства для включения и выключе-

ния вентилях, их можно сделать пригодными для измерений в цепях переменного и постоянного токов.

В выпрямительном приборе ток, воздействующий на измерительный механизм, выпрямляется, поэтому показания прибора пропорциональны средневыпрямленному значению переменного тока:

$$\alpha = S I_{\text{ср.}}$$

Несмотря на то, что выпрямительные приборы измеряют средние значения переменных токов, они, как и другие приборы переменного тока, обычно градуируются на действующие значения синусоидальных величин. Поэтому выпрямительные приборы непригодны для измерения действующих значений несинусоидальных токов и напряжений. Для определения среднего значения несинусоидальных напряжений и токов отсчитанное по шкале показание выпрямительного прибора, проградуированного в действующих значениях синусоидального напряжения и тока, следует делить на коэффициент формы гармонической кривой:

$$K_{\text{ф}} = I : I_{\text{ср}} = 1,11.$$

Из-за многочисленных погрешностей, возникающих в основном за счет непостоянства параметров вентилях, точность выпрямительных приборов не превышает класса 1,5. Выпрямительные приборы без специальной частотной компенсации пригодны для измерения токов и напряжений с частотой до 0,5—2 кГц, а приборы с частотной компенсацией — до 10 кГц. Применение германиевых выпрямителей позволяет изготовить высокочувствительные приборы для измерения в цепях повышенной частоты с малым собственным потреблением энергии.

§ 14.7. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ МЕХАНИЗМ

В электромагнитном механизме (рис. 14.21) используется влияние магнитного поля тока неподвижной катушки на подвижную ферромагнитную пластину, которая намагничивается и перемещается относительно катушки.

Неподвижной частью механизма является цилиндрическая катушка, на внутренней поверхности каркаса которой укрепляется неподвижная пластина *A*.

Пластина *П* закреплена на оси подвижной части механизма. В результате взаимного отталкивания одноименно намагниченных пластин *A* и *П* подвижная часть перемещается. Противодействующий момент создается спиральной пружиной.

При изменении направления тока в катушке меняются и магнитные полюсы ферромагнитных пластин, следовательно, направление перемещения подвижной части остается неизменным и механизм оказывается пригодным для измерения в цепях постоянного и переменного токов.

При токе I в катушке подвижная часть механизма перемещается на угол α , положение пластины Π внутри катушки изменяется, вследствие чего изменяются индуктивность L и энергия магнитного поля катушки:

$$W_m = \frac{1}{2} LI^2.$$

Изменение энергии магнитного поля, вызванное перемещением подвижной части механизма, определяет действующую на подвижную часть силу и ее вращающий момент:

$$M_{вр} = \frac{\partial W_m}{\partial \alpha} = \frac{1}{2} I^2 \frac{\partial L}{\partial \alpha}.$$

При установившемся отклонении подвижной части механизма вращающий момент равен противодействующему моменту:

$$M_{вр} = M_{пр}, \quad \text{или} \quad \frac{1}{2} I^2 \frac{\partial L}{\partial \alpha} = K\alpha.$$

Угол отклонения подвижной части электромагнитного механизма

$$\alpha = \frac{1}{2K} I^2 \frac{\partial L}{\partial \alpha}. \quad (14.13)$$

Выражение (14.13) показывает, что угол отклонения стрелки механизма пропорционален квадрату измеряемого тока и производной индуктивности катушки по углу поворота α . Для получения более равномерной шкалы пластинам Π и A придают определенную форму и размещают их по отношению к катушке так, чтобы произведение $I \frac{\partial L}{\partial \alpha}$ было возможно ближе к постоянной величине при различных значениях α . В начальной части шкалы это сделать невозможно, поэтому начальная часть шкалы электромагнитных приборов является нерабочей.

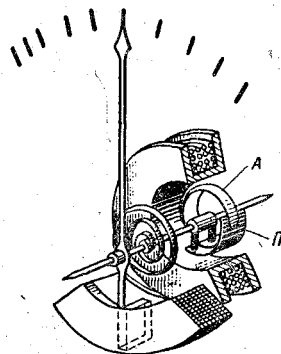


Рис. 14.21. Схематическое устройство электромагнитного механизма с цилиндрической катушкой

§ 14.8. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРИБОРЫ

Момент, вращающий подвижную часть электромагнитного механизма, зависит от магнитного поля неподвижной катушки, т. е. от величины измеряемого тока. Для создания номинального вращающего момента, равного противодействующему моменту порядка $100-300 \text{ мг} \cdot \text{см}$ (или $1-3 \text{ мн} \cdot \text{см}$), необходимо иметь н. с. $I_{н\omega}$ порядка $100-300 \text{ а}$. Так, если взять $I_{н\omega} = 200 \text{ а}$, а неподвижную катушку выполнить одновитковой, то по ней нужно пропустить ток 200 а и использовать такой прибор в качестве амперметра с непосредственным измерением тока 200 а .

Чтобы повысить чувствительность электромагнитного измерителя тока, необходимо увеличить число витков катушки. Например, стрелочный измеритель на десятки миллиампер должен иметь несколько тысяч витков. Следовательно, чем чувствительнее измеритель тока, тем больше будет его внутреннее сопротивление и паде-

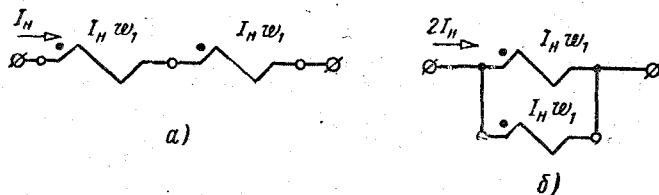


Рис. 14.22. Последовательное (а) и параллельное (б) соединения катушек электромагнитного амперметра

ние напряжения на нем. По этой причине, а также вследствие технологических трудностей при изготовлении катушек с большим числом витков стрелочные электромагнитные измерители на номинальный ток, меньший нескольких миллиампер, серийно не изготавливаются.

У электромагнитных измерителей тока (переносных) расширение пределов измерения удобно и экономично производится путем секционирования катушек и переключения секций или катушек с последовательного соединения на параллельное при сохранении прежнего значения $n \cdot c$ (рис. 14.22). В этом случае собственное потребление прибора не изменяется.

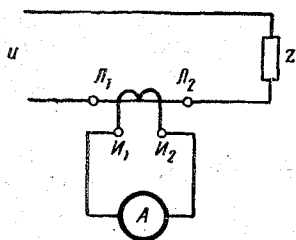


Рис. 14.23. Схема включения электромагнитного амперметра с измерительным трансформатором тока

Для расширения пределов измерения электромагнитных измерителей тока, как стационарных, так и переносных, шунты не применяются, так как индуктивность катушки L изменяется с углом поворота α и распределение токов между измерительной цепью и шунтом нарушается.

Чаще всего расширение пределов измерения электромагнитных амперметров производят при помощи включения их в цепь через измерительные трансформаторы тока (рис. 14.23).

При использовании электромагнитного измерительного механизма для измерения напряжения сохраняют неизменным номинальный вращающий момент, т. е. необходимую величину намагничивающей силы 100—300 а. Так, у электромагнитных вольтметров нормальной конструкции на напряжение 250 в ток полного отклонения составляет 25—50 ма; с понижением напряжения ток возра-

стает и на пределах измерения 30—15 в может достигать 100—200 *ма* и более.

Для расширения пределов измерения электромагнитных вольтметров на напряжения до 600 в применяют добавочные сопротивления, а выше 600 в — измерительные трансформаторы напряжения.

Характерной особенностью электромагнитных приборов является пригодность их для постоянного и переменного токов. Чтобы пользоваться одним электромагнитным прибором на постоянном и переменном токах, подвижную пластину *П* изготовляют из сплавов типа пермаллоя для уменьшения погрешности от гистерезиса и вихревых токов, и добиваются примерного равенства входного сопротивления прибора на постоянном и переменном токах.

Влияние частоты на показания амперметров сравнительно невелико; они могут применяться без каких-либо специальных приспособлений до частот порядка 1500—2500 *гц*, если обмотка неподвижной катушки выполнена из многожильного провода.

В электромагнитных вольтметрах влияние частоты выражено сильнее, так как даже при небольшом повышении частоты заметно возрастают реактивная составляющая сопротивления катушки и полное входное сопротивление прибора.

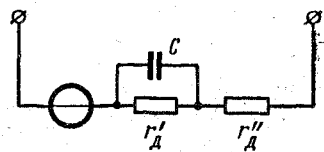


Рис. 14.24. Схема измерительной цепи электромагнитного вольтметра с частотной компенсацией

Путем рационального выбора материалов и конструкции электромагнитного механизма можно добиться, чтобы расхождение между показаниями на постоянном токе и переменном токе частотой 50 *гц* не превышало допустимой погрешности для класса точности прибора. Такие приборы, проградуированные на постоянном токе, могут работать на переменном токе частотой 50 *гц*. Однако с повышением частоты погрешность приборов будет быстро возрастать. Для расширения частотного диапазона вольтметра включают конденсатор *С* параллельно части добавочного сопротивления (рис. 14.24).

Влияние температуры в электромагнитных амперметрах очень невелико, так как упругость спиральной пружины изменяется незначительно, а отклонение подвижной части зависит только от тока в неподвижной катушке, изменение сопротивления которой не влияет на показания прибора.

В электромагнитных вольтметрах температурная погрешность зависит от соотношения добавочного сопротивления из марганца и сопротивления неподвижной катушки из меди или алюминия. Соответствующим выбором этих сопротивлений температурная погрешность может быть уменьшена до допустимого значения.

Собственное магнитное поле электромагнитного прибора, замыкающееся в основном по воздуху, относительно слабое, и внешние магнитные поля заметно влияют на его показания. Для защиты от

внешних магнитных полей применяют экранирование измерительного электромагнитного механизма.

Собственное потребление энергии электромагнитных приборов составляет у амперметров (на токи до 10 а) 0,5—1 вт, у вольтметров — 0,5—2 вт.

Достоинствами электромагнитных приборов являются пригодность для постоянного и переменного токов, устойчивость к перегрузкам, простота и дешевизна конструкции.

К недостаткам электромагнитных приборов относятся неравномерность шкалы, зависимость показаний от внешних магнитных полей.

§ 14.9. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ МЕХАНИЗМ

В электродинамических измерительных механизмах используется взаимодействие двух катушек, по которым проходят токи.

Различают механизмы без стали — электродинамические и механизмы со стальными сердечниками — ферродинамические.

На рис. 14.25 схематически показано устройство электродинамического механизма.

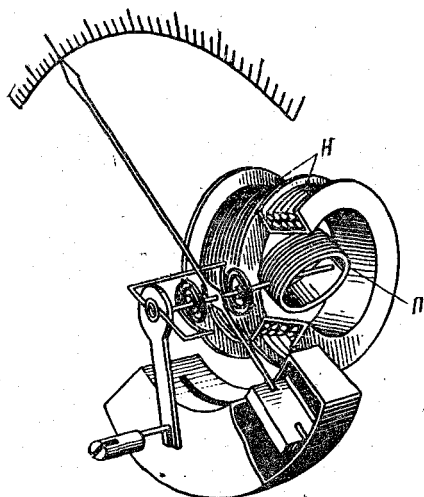


Рис. 14.25. Схематическое устройство электродинамического механизма

Внутри двух секций неподвижной катушки H расположена на оси подвижная катушка $П$. Ток в подвижную катушку подается при помощи двух спиральных пружин, одновременно служащих для создания противодействующего момента. На оси укреплены также стрелка и крыло воздушного успокоителя.

При изменении угла поворота α подвижной части механизма изменяется взаимная индуктивность M системы катушек. Энергия магнитного поля при этом также изменяется. Считая токи подвижной $I_П$ и неподвижной I_H катушек неизменными, можно заключить, что изменение энергии происходит только за счет составляющей

$$W_m = I_П I_H M.$$

В этом случае вращающий момент механизма

$$M_{вр} = \frac{\partial W_m}{\partial \alpha} = I_П I_H \frac{\partial M}{\partial \alpha}. \quad (14.14)$$

При установившемся отклонении подвижной части механизма вращающий момент равен противодействующему моменту:

$$M_{вр} = M_{пр}, \quad \text{или} \quad I_n I_n \frac{\partial M}{\partial \alpha} = K \alpha.$$

Угол отклонения подвижной части электродинамического механизма

$$\alpha = \frac{I_n I_n}{K} \cdot \frac{\partial M}{\partial \alpha}. \quad (14.15)$$

Согласно этому выражению показания электродинамического измерительного механизма пропорциональны произведению токов подвижной и неподвижной катушек и производной взаимной индук-

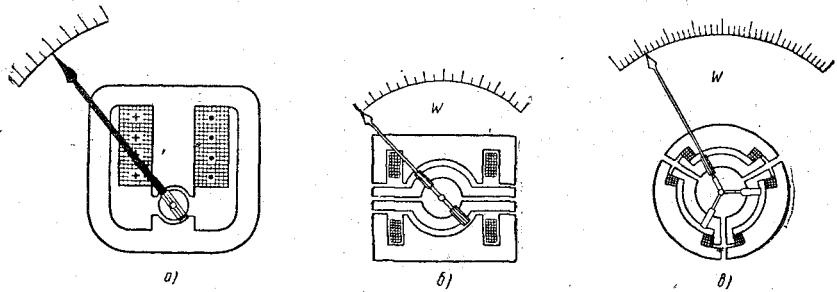


Рис. 14.26. Схематическое устройство ферродинамических приборов:
 а — одноэлементного; б — двухэлементного; в — трехэлементного

тивности по углу поворота α . Подбором формы и взаимного расположения катушек можно влиять на характер изменения производной $\frac{\partial M}{\partial \alpha}$.

В цепи переменного тока мгновенное значение вращающего момента равно

$$M_{вр}(t) = i_n i_n \frac{\partial M}{\partial \alpha}.$$

Вследствие большой инерции подвижной части механизма отклонения пропорциональны среднему значению момента:

$$M_{вр} = \frac{1}{T} \int_0^T M_{вр}(t) dt = I_n I_n \cos(\widehat{I_n I_n}) \frac{\partial M}{\partial \alpha},$$

где I_n и I_n — действующие значения синусоидальных токов в катушках, сдвинутых по фазе.

Таким образом, угол отклонения подвижной части электродинамического механизма, работающего на переменном токе,

$$\alpha = \frac{I_n I_n}{K} \cos(\widehat{I_n I_n}) \frac{\partial M}{\partial \alpha}. \quad (14.16)$$

Конструктивными мерами можно получить значение $\frac{\partial M}{\partial \alpha}$, равное некоторой постоянной величине. Тогда

$$\alpha = k I_{\text{н}} I_{\text{н}} \cos(\widehat{I_{\text{н}} I_{\text{н}}}). \quad (14.17)$$

В ферродинамических измерительных механизмах неподвижная катушка имеет магнитопровод из магнитномягкого материала, вследствие чего сильно возрастает магнитный поток неподвижной катушки и, следовательно, вращающий момент механизма. На рис. 14.26 схематически показаны устройства ферродинамических механизмов.

§ 14.10. ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ И ФЕРРОДИНАМИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ

Наличие двух катушек у электродинамического измерительного механизма дает возможность включать каждую из них в отдельную электрическую цепь. Это позволяет использовать электродинамические измерительные механизмы не только для измерения тока и напряжения, как это имеет место в приборах с одной катушкой, но также для измерения электрических величин, пропорциональных произведению, например мощности $P = UI \cos \varphi$.

При использовании электродинамического измерительного механизма для измерения тока до 0,5 а подвижную и неподвижную катушки включают последовательно. В этом случае отклонение подвижной части механизма согласно выражению (14.16) пропорционально квадрату тока. Соответствующим подбором конструкций подвижной и неподвижной катушек удастся получить приблизительно равномерную шкалу, за исключением начальной части, которая считается нерабочей.

В электродинамических амперметрах на токи больше 0,5 а неподвижную катушку делают секционированной и для получения второго предела измерения переключают секции с последовательного соединения на параллельное.

При использовании электродинамического измерительного механизма для измерения напряжения подвижную и неподвижную катушки соединяют последовательно с добавочными сопротивлениями из манганина для получения различных пределов измерения. Простейшая схема электродинамического вольтметра показана на рис. 14.27.

Обозначив через z_v полное сопротивление вольтметра, получим ток вольтметра, равный $I = U : z_v$. В этом случае отклонение вольтметра согласно выражению (14.16) будет пропорционально квадрату напряжения. Подбором конструкций подвижной и неподвижной катушек удастся получить приблизительно равномерную шкалу для электродинамического вольтметра, аналогичную шкале электродинамического амперметра.

При использовании электродинамического механизма в качестве ваттметра подвижную катушку Π (рис. 14.28) включают параллельно нагрузке, а неподвижную катушку H — последовательно с нагрузкой Z .

Последовательно с подвижной катушкой включается добавочное сопротивление, играющее ту же роль, что и в электродинамических вольтметрах.

Ток I_H неподвижной катушки H равен току нагрузки I ($I_H = I$). Ток I_Π подвижной катушки Π пропорционален напряжению нагрузки ($I_\Pi = U : Z_V$). Так как реактивное сопротивление цепи очень мало по сравнению с его активным сопротивлением, то $z_V = r_V$ и ток I_Π можно считать практически совпадающим по фазе с напряжением U .

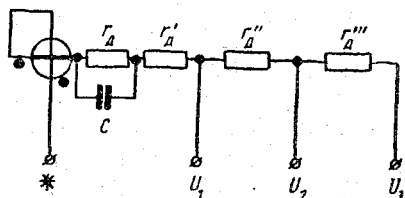


Рис. 14.27. Схема измерительной цепи электродинамического вольтметра

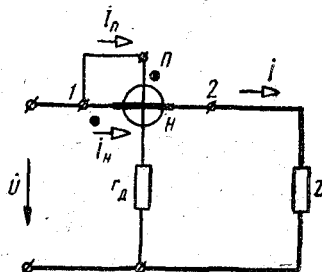


Рис. 14.28. Схема включения электродинамического ваттметра

В этом случае угол сдвига фаз между токами I_H и I_Π будет равен углу сдвига фаз между напряжением и током нагрузки: $(\widehat{UI}) = \varphi$.

Подставляя $I_H = I$, $I_\Pi = U : r_V$ и $(\widehat{I_\Pi I_H}) = \varphi$ в выражение (14.17), получим

$$\alpha = c'UI \cos \varphi = c'P. \quad (14.18)$$

Таким образом, шкала электродинамического ваттметра практически равномерна. Измерение мощности можно производить в цепях постоянного и переменного токов.

Электродинамический ваттметр является «полярным» прибором, так как при изменении направления тока в одной из его обмоток отклонение подвижной части прибора изменяется на противоположное. В связи с этим необходимо обозначать начала и концы катушек H и Π . Обычно одноименные зажимы обеих катушек обозначают на ваттметрах звездочками (*), а в схемах электрических цепей — точками (·).

При объединении одноименных зажимов токи в катушках будут иметь направление, указанное на рис. 14.28, и подвижная катушка Π отклонится в положительном направлении.

Если же включить катушку H наоборот, т. е. приключить зажим, обозначенный точкой, не к точке 1, а к точке 2, то направление тока

в катушке H изменится: $I_H = -I$ и отклонение катушки P будет отрицательным (стрелка упрется в левый ограничительный упор). Таким образом, по направлению отклонения правильно включенного электродинамического ваттметра можно определить направление электрического тока. По этому свойству прибора его зажимы, обозначенные звездочками, называют генераторными.

Включение ваттметра с объединением не обозначенных звездочкой зажимов является неправильным, так как катушки будут находиться под большой разностью потенциалов, почти равной напряжению U , что вследствие электростатического взаимодействия увеличивает погрешность прибора, а при большом значении U может вызвать электрический пробой изоляции катушек.

Имеются случаи, когда угол сдвига фаз между током и напряжением обмоток ваттметра оказывается больше 90° , т. е. отклонение прибора становится отрицательным. Чтобы можно было продолжать измерение мощности, не выключая прибор, т. е. чтобы подвижная часть механизма отклонялась снова в положительном направлении, на приборе предусматривают переключатель, изменяющий направление тока в подвижной катушке P . Два положения переключателя отмечены знаками «плюс» (+) и «минус» (—). Отсчет показаний ваттметра следует производить с учетом этих знаков.

Собственное магнитное поле электродинамических приборов очень невелико, и внешние магнитные поля, в том числе поле земного магнетизма, могут оказывать существенное влияние на показания этих приборов. Для защиты от влияния внешних полей электродинамические приборы делают экранированными.

Ферродинамические приборы, имеющие сильное собственное магнитное поле, меньше подвержены влияниям внешних магнитных полей, чем электродинамические приборы.

Температура окружающей среды и самих катушек электродинамических и ферродинамических амперметров при последовательном соединении катушек влияет в основном только на упругость спиральных пружин.

При параллельном соединении катушек в измерительных цепях электродинамических амперметров предусматриваются меры температурной компенсации.

Температурная погрешность в электродинамических вольтметрах возникает вследствие изменений сопротивления катушек и упругости спиральных пружин. Как и в вольтметрах других систем, температурная погрешность будет тем меньше, чем больше добавочное сопротивление. С уменьшением предела измерения полное сопротивление вольтметра, а также соотношение между добавочным сопротивлением и сопротивлением катушки уменьшаются, а температурная погрешность увеличивается.

Зависимость показаний электродинамических амперметров от частоты при последовательном соединении катушек очень мала, поскольку по катушкам проходит один и тот же ток. Такие ампер-

метры могут работать без специальных приспособлений до частот порядка 2000 *гц* и выше.

При параллельном соединении катушек электродинамических амперметров добиваются равенства постоянных времени $\left(\frac{L}{r}\right)$ параллельных ветвей, чтобы исключить влияние частоты.

Частотная погрешность электродинамических вольтметров, как и электромагнитных вольтметров, является следствием изменения полного сопротивления за счет реактивной составляющей. Для уменьшения влияния частоты на показания приборов в вольтметрах высоких классов точности к части добавочного сопротивления подключают конденсатор *C* (см. рис. 14.27), что позволяет расширить частотный диапазон до 1500 *гц*. Однако невозможно осуществить компенсацию частотной погрешности для всего рабочего угла отклонения вследствие изменения взаимной индуктивности с углом отклонения.

Собственное потребление энергии электродинамических амперметров и вольтметров велико. В амперметрах на 0,5—10 *а* потребляемая мощность составляет 3—25 *вт*, в вольтметрах на 150—300 *в* она колеблется от 10 до 20 *вт*.

Достоинствами электродинамических приборов являются пригодность для постоянного и переменного токов, высокая точность при измерении переменного тока — классы точности 0,5; 0,2 и 0,1.

К недостаткам электродинамических приборов относятся чувствительность к перегрузкам, так как ток подводится к подвижной катушке через спиральные пружины, и сравнительно высокая стоимость.

Ферродинамические приборы, предназначенные для работы на переменном токе, ввиду потерь от гистерезиса и вихревых токов в магнитопроводе имеют классы точности 4; 2,5; 1,5. Применением магнитномягких сплавов типа пермаллоя и ферритов, установкой подвижной части ферродинамического механизма на растяжках со спиральными пружинами удается получить приборы, пригодные для постоянного и переменного токов, имеющие классы точности 1,0 и 0,5.

§ 14.11. ИНДУКЦИОННЫЕ ПРИБОРЫ

В основу работы индукционных приборов положено свойство бегущего магнитного поля создавать вращающий момент, действующий на подвижное металлическое тело, помещенное в это поле. Чтобы получить бегущее магнитное поле, необходимо иметь два потока Φ_u и Φ_i , сдвинутые между собой в пространстве и во времени на угол ψ .

Индукционные амперметры, вольтметры и ваттметры в нашей стране сейчас сняты с производства, так как с успехом заменяются

электромагнитными или ферродинамическими приборами. Поэтому ниже рассматривается работа лишь наиболее распространенного индукционного прибора — счетчика электрической энергии переменного тока типа СО-1 (счетчик однофазный) (рис. 14.29). Подвижной частью счетчика служит алюминиевый диск D , укрепленный на оси (рис. 14.30). Магнитные потоки Φ_u и Φ_i в счетчике создаются двумя электромагнитами.

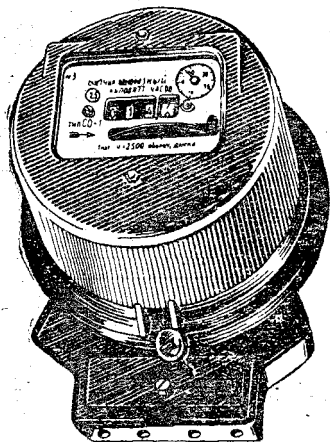


Рис. 14.29. Внешний вид индукционного счетчика СО-1

Сердечник токового электромагнита \mathcal{E}_i выполняется с большим воздушным участком в магнитной цепи, а его намагничивающая катушка — из небольшого числа витков провода относительно большого сечения. Проходящий по этой катушке ток i нагрузки создает в сердечнике поток Φ_i , величина которого пропорциональна этому току. Поток Φ_i отстает по фазе от тока i на небольшой угол, называемый углом потерь. Этот угол мал вследствие того, что поток Φ_i проходит значительную часть пути по воздуху. Поток Φ_i пересекает при этом дважды диск и поэтому является рабочим потоком.

Сердечник электромагнита напряжения \mathcal{E}_u является почти замкнутым, его намагничивающая катушка состоит из большого

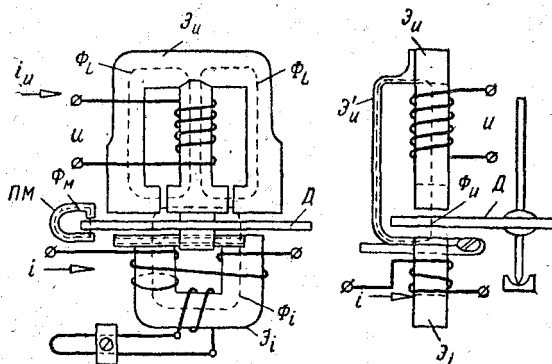


Рис. 14.30. Схематическое устройство индукционного счетчика

числа витков провода малого сечения. Проходящий по этой катушке ток i_u и магнитный поток электромагнита пропорциональны приложенному к цепи напряжению U . Индуктивность катушки ве-

лика, поэтому ток i_u отстает по фазе от напряжения на угол, близкий к 90° .

Намагничивающая катушка цепи напряжения расположена на среднем стержне сердечника электромагнита \mathcal{E}_u . Поток Φ , созданный током i_u этой катушки, разветвляется на потоки Φ_u и Φ_L . Поток Φ_u является рабочим потоком, так как, проходя по среднему стержню сердечника и замыкаясь по участку \mathcal{E}_u цепи, огибает диск, он на своем пути один раз пересекает диск. Потоки Φ_L не пересекают диска, замыкаясь по боковым стержням сердечника. Эти потоки, называемые шунтирующими, используются в индукционном счетчике для создания необходимого угла сдвига фаз ψ между рабочими потоками Φ_i и Φ_u .

Вращающий момент диска создается магнитными потоками Φ_u и Φ_i двух электромагнитов \mathcal{E}_u и \mathcal{E}_i , а тормозной момент — постоянным магнитом $ПМ$. Величина вращающего момента индукционного счетчика пропорциональна произведению потоков Φ_{mu} и Φ_{mi} , создающих бегущее поле, и синусу угла ψ сдвига фаз между ними:

$$M_{вр} = k_1 \Phi_{mu} \Phi_{mi} \sin \psi. \quad (14.19)$$

Коэффициент k_1 в свою очередь зависит от частоты переменного тока, поэтому индукционные приборы должны быть рассчитаны на одну частоту.

Чтобы вращающий момент счетчика был пропорционален активной мощности, необходимо выполнить два условия:

1) магнитный поток одного из электромагнитов должен быть пропорционален напряжению ($\Phi_{mu} = k_2 U$), а другого — току ($\Phi_{mi} = k_3 I$);

2) синус угла сдвига фаз между потоками должен быть равен коэффициенту мощности потребителя:

$$\sin \psi = \cos \varphi.$$

При выполнении этих условий вращающий момент счетчика может быть выражен формулой

$$M_{вр} = k_1 k_2 U k_3 I \cos \varphi = k_4 P. \quad (14.20)$$

Первое условие выполняется за счет соответствующего подбора сердечника и намагничивающих катушек электромагнитов, а также включения одной из них в цепь напряжения, а другой — в цепь тока. На рис. 14.31 показана схема включения индукционного счетчика. Здесь Γ — генераторные зажимы, а H — зажимы нагрузки.

Второе условие выполняется путем специальной регулировки сдвига фаз между потоками.

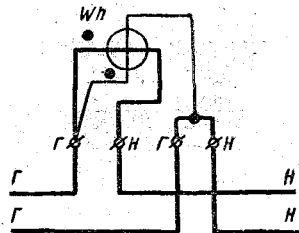


Рис. 14.31. Схема включения индукционного счетчика

Тормозной момент счетчика создается в результате взаимодействия потока Φ_m постоянного магнита ПМ с наводимыми им во вращающемся диске вихревыми токами:

$$M_T = k_5 \frac{\partial \alpha}{\partial t}.$$

При вращении диска с равномерной скоростью его вращающий и тормозной моменты равны:

$$M_{вр} = M_T, \quad \text{или} \quad k_4 P = k_5 \frac{\partial \alpha}{\partial t}.$$

Интегрируя левую часть равенства в пределах времени от t_1 до t_2 , получим энергию

$$\int_{t_1}^{t_2} P dt = Pt = A,$$

учитываемую счетчиком за промежуток времени t , в течение которого диск сделает, например, полное число оборотов n . Интеграл правой части равен изменению угла поворота диска от α_1 до α_2 , которое за этот же промежуток времени пропорционально произведению 2π на число оборотов n :

$$\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} k_5 d\alpha = k_5 2\pi n = Cn.$$

Отсюда получаем основное уравнение счетчика

$$A = Cn, \tag{14.21}$$

согласно которому учитываемая счетчиком энергия пропорциональна числу оборотов диска.

Величина C называется постоянной счетчика, она равна числу ватт-секунд, приходящихся на один оборот диска. Счетчик снабжается счетным механизмом, связанным червячной передачей с осью вращения диска. Учитываемая счетчиком энергия, может быть непосредственно отсчитана по показаниям счетного механизма.

Счетчик типа СО-1 используется исключительно для учета активной энергии в однофазных цепях. Для измерений активной энергии в трехфазных цепях применяются двухэлементные индукционные счетчики.

Для учета реактивной энергии используют специальные индукционные счетчики, имеющие некоторые изменения в устройстве обмоток или в схеме включения.

Счетчики индукционной системы нечувствительны к внешним магнитным полям, они надежны в работе, выдерживают значительные перегрузки по току (300%) и имеют собственное потребление энергии: 3 *вт* — для счетчиков класса точности 1,0 и 1,5 *вт* — для счетчиков классов точности 2,0 и 2,5.

§ 14.12. ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ

В электростатических приборах для перемещения подвижной части используется энергия электрического поля системы из двух или нескольких электродов.

Перемещение подвижной части прибора во всех случаях связано с изменением емкости системы электродов. Изменение емкости возможно за счет изменения активной площади электродов, расстояния между электродами и положения диэлектрика между электродами. Приборы, в которых изменение емкости происходит за счет изменения положения диэлектрика, не получили распространения.

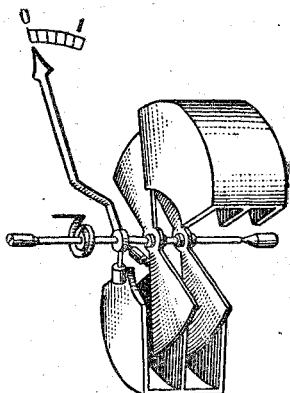


Рис. 14.32. Схематическое устройство электростатического вольтметра с изменением активной площади электродов

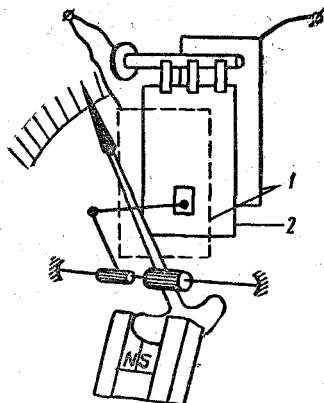


Рис. 14.33. Схематическое устройство электростатического вольтметра с изменением расстояния между электродами:

1 — неподвижные электроды; 2 — подвижный электрод

На рис. 14.32 и 14.33 схематически показаны устройства электростатических приборов.

Материалом для электродов служит алюминий. Установка подвижной части может быть на кернах, на растяжках и на подвесе. В качестве отсчетного устройства применяют стрелки или световые указатели. Успокоение большей частью магнитоиндукционное.

Собственное электрическое поле электростатического прибора невелико, и внешние электрические поля оказывают на работу приборов сильное влияние. Для уменьшения влияния внешних электрических полей приборы экранируют и электрически соединяют экран с одним из зажимов прибора.

При напряжении U на электродах электростатического прибора подвижная часть отклонится на угол α , изменится положение электродов, вследствие чего изменятся емкость C и энергия электри-

ческого поля конденсатора:

$$W_э = \frac{1}{2} CU^2.$$

Изменение энергии электрического поля вследствие перемещения подвижной части прибора определяет действующую на подвижную часть силу и ее вращающий момент:

$$M_{вр} = \frac{\partial W_э}{\partial \alpha} = \frac{1}{2} U^2 \frac{\partial C}{\partial \alpha}.$$

При равенстве вращающего и противодействующего моментов:

$$M_{вр} = M_{пр}, \quad \text{или} \quad \frac{1}{2} U^2 \frac{\partial C}{\partial \alpha} = K\alpha$$

угол отклонения подвижной части электростатического прибора

$$\alpha = \frac{1}{2K} U^2 \frac{\partial C}{\partial \alpha}. \quad (14.22)$$

Выражение (14.22) показывает, что угол отклонения стрелки механизма пропорционален квадрату напряжения и производной емкости по углу поворота, т. е. шкала прибора получается неравномерной.

Специальным подбором формы и размера подвижных и неподвижных электродов можно получить практически равномерную шкалу, начиная с 10—15%.

Электростатические приборы могут измерять только напряжения постоянного и переменного токов.

На работу электростатических вольтметров не влияют внешнее магнитное поле, температура окружающей среды (если не считать некоторого изменения упругости спиральных пружин), частота (вплоть до диапазона мегагерц) и форма кривой измеряемого напряжения, что является их достоинством.

Собственное потребление энергии механизма в цепи постоянного тока равно нулю, в цепи переменного тока потребляется реактивная мощность порядка милливольт-ампер (входная емкость порядка 15 пф).

Г л а в а 15

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Применяемые в практике методы электрических измерений чрезвычайно разнообразны. Условно их можно разделить на прямые, косвенные и совокупные. Кроме того, методы измерения делятся на методы непосредственной оценки и методы сравнения.

При пользовании методом непосредственной оценки числовое значение измеряемой величины определяется непосредственно по показаниям прибора, например измерения тока—по амперметру, сопротивления—по омметру и т. д. Это прямые измерения. Если измеряемая величина определяется по показаниям нескольких приборов с последующим вычислением этой величины, то такое измерение называется косвенным. Например, определение сопротивления по показаниям амперметра и вольтметра.

Метод сравнения широко применяется для точных измерений электрических и неэлектрических величин. Он заключается в сравнении измеряемой величины с образцовой мерой такой же физической природы. Метод сравнения осуществляется с помощью мостовых или компенсационных схем. Измерение методом сравнения сложнее и требует большей затраты времени, чем измерения методом непосредственной оценки.

§ 15.1. ИЗМЕРЕНИЕ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ В ЦЕПЯХ ПОСТОЯННОГО, ПЕРЕМЕННОГО И НЕСИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

Для измерения тока в цепь последовательно с нагрузкой включается амперметр. Во избежание изменения режима работы цепи амперметр должен иметь малое внутреннее сопротивление.

В цепях постоянного тока для измерения токов используются магнитоэлектрические, реже электромагнитные амперметры, в цепях переменного тока — преимущественно электромагнитные амперметры, а для более точных измерений — электродинамические амперметры.

Для измерения малых переменных токов следует пользоваться выпрямительными амперметрами. В цепях высокой частоты используют тепловые амперметры; в цепях несинусоидального тока для измерения действующего значения тока эквивалентной синусоиды применяют тепловые амперметры, при небольших искажениях — электромагнитные амперметры. Выпрямительным амперметром в цепи несинусоидального тока, как известно (см. § 14. 6), можно измерить среднее значение тока $I_{\text{ср}}$, для определения которого показание прибора $I_{\text{пр}}$ надо разделить на коэффициент формы синусоидальной кривой $k_{\text{ф}}$:

$$I_{\text{ср}} = \frac{I_{\text{пр}}}{k_{\text{ф}}}.$$

Для измерения напряжения на каком-либо участке цепи измеряющий прибор — вольтметр — включается параллельно этому участку. Во избежание изменения режима работы цепи вольтметр должен иметь большое внутреннее сопротивление по сравнению с сопротивлением цепи.

В цепях постоянного тока для измерения напряжений применяются магнитоэлектрические вольтметры, в цепях переменного тока — преимущественно электромагнитные вольтметры, а для более точных измерений — электродинамические вольтметры.

Для измерения малых переменных напряжений используются выпрямительные и электронные вольтметры, а для измерения больших переменных напряжений — электростатические вольтметры. В цепях несинусоидального напряжения для измерения действующего значения напряжения эквивалентной синусоиды следует пользоваться электростатическими или тепловыми вольтметрами, при небольших искажениях — электромагнитными вольтметрами. Электронным амплитудным вольтметром в цепях несинусоидального напряжения можно измерить максимальное значение (симметричного) напряжения $U_m = A_V \sqrt{2}$, где A_V — показание вольтметра. Это используется при определении коэффициента амплитуды несинусоидальной кривой.

Для расширения пределов измерения вольтметров в m раз (до напряжений 600 в), кроме обвочных сопротивлений, применяют делитель напряжения.

Делитель напряжения представляет собой набор сопротивлений, позволяющий дробить подлежащее измерению напряжение на части и подавать на вольтметр напряжение, не превышающее его предел измерения.

На рис. 15.1 приведена схема делителя напряжения. Измеряемое напряжение U_x подсчитывается по формуле

$$U_x = U_V \frac{R}{r} \quad (15.1)$$

где U_V — показание вольтметра.

Отношение $\frac{R}{r}$ называется коэффициентом делителя напряжения. В данном делителе оно может быть выбрано равным 10, 100 и 500.

При напряжениях выше 600 в расширение пределов измерения вольтметров осуществляется с помощью измерительных трансформаторов напряжения.

При включении амперметров и вольтметров неизбежно нарушение режима работы цепи, что особенно заметно в маломощных цепях. Это влияние приборов на результат измерения оценивается погрешностью метода.

Погрешность метода при измерении тока амперметром может быть оценена, если известны сопротивление схемы $r_{сх}$ и внутреннее сопротивление амперметра r_A . Если до включения амперметра в схему (рис. 15.2, а) ток в цепи $I = \frac{U}{r_{сх}}$, то после включения прибора ток, измеренный амперметром (рис. 15.2, б),

$$I_A = \frac{U}{r_{сх} + r_A} = \frac{U}{r_{вхА} + r_A} \quad (15.2)$$

где $r_{вхА}$ — входное сопротивление схемы со стороны зажимов амперметра.

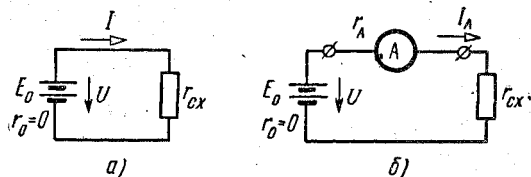


Рис. 15.2. К объяснению погрешности метода измерения тока амперметром

Тогда погрешность метода измерения тока

$$\gamma_I = \frac{\Delta I}{I} = \frac{I_A - I}{I} = - \frac{r_A}{r_{вхА} + r_A} = - \frac{1}{1 + \frac{r_{вхА}}{r_A}} \quad (15.3)$$

Чем больше величина $r_{вхА}$ по сравнению с r_A , тем меньше погрешность измерения, вносимая амперметром.

Погрешность метода измерения напряжения U_r на участке с сопротивлением r вольтметром с внутренним сопротивлением r_V (рис. 15.3, а и б) равна

$$\begin{aligned} \gamma_U &= \frac{\Delta U}{U_r} = \frac{U_V - U_r}{U_r} = \frac{I_V r_V - U_r}{U_r} = \left(\frac{U_r}{r_{вхV} + r_V} r_V - U_r \right) : U_r = \\ &= - \frac{r_{вхV}}{r_{вхV} + r_V} = - \frac{1}{1 + \frac{r_V}{r_{вхV}}}, \end{aligned} \quad (15.4)$$

где $r_{вхV} = \frac{r r_1}{r + r_1}$ — входное сопротивление схемы со стороны зажимов вольтметра.

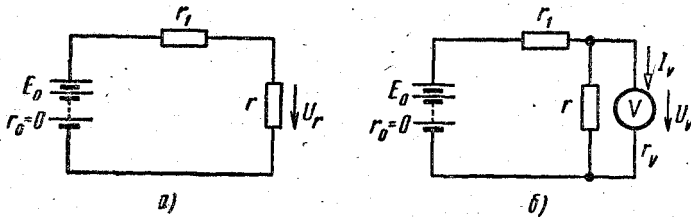


Рис. 15.3. К объяснению погрешности метода измерения напряжения вольтметром

Как показывает опыт, погрешности метода могут не учитываться тогда, когда величины γ_I и γ_U , выраженные в процентах, примерно в 5 раз меньше класса точности прибора. При измерениях в цепях переменного тока надо учитывать соотношения комплексных сопротивлений прибора и схемы.

§ 15.2. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ И ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ В ОДНОФАЗНЫХ И ТРЕХФАЗНЫХ ЦЕПЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Для измерения активной мощности в цепях переменного тока можно использовать ваттметры электродинамической, ферродинамической и индукционной систем.

На рис. 15.4 показана схема включения ваттметра в однофазную цепь: подвижную катушку прибора и последовательно соединенное с ней добавочное сопротивление включают параллельно нагрузке, а неподвижную катушку — последовательно с нагрузкой Z .

Ваттметры обладают свойством избирательности: подвижная часть прибора отклоняется в результате взаимодействия токов одинаковой частоты. При синусоидальном напряжении и несинусоидальном токе в цепи (например, включена катушка со стальным

сердечником) ваттметр будет показывать мощность только первой гармоники.

Электродинамический и ферродинамический ваттметры пригодны также для измерения мощности в цепях постоянного тока.

Для измерения активной мощности в трехфазных цепях включение ваттметров можно производить по разным схемам.

В четырехпроводной трехфазной цепи активную мощность можно измерить тремя ваттметрами. На рис. 15.5, а приведены схема включения ваттметров в цепь и соответствующая этой схеме векторная диаграмма (рис. 15.5, б).

Каждый из ваттметров измеряет активную мощность отдельной фазы:

$$\begin{aligned} P_A &= U_{AO} I_A \cos \varphi_A, \\ P_B &= U_{BO} I_B \cos \varphi_B, \\ P_C &= U_{CO} I_C \cos \varphi_C. \end{aligned} \quad (15.5)$$

Активная мощность всей цепи

$$P = P_A + P_B + P_C. \quad (15.6)$$

В трехпроводной трехфазной цепи при симметричной нагрузке активную мощность можно измерить одним ваттметром (рис. 15.6). В этом случае общая активная мощность цепи

$$P = 3A_W, \quad (15.7)$$

где A_W — показание ваттметра, равное активной мощности одной фазы.

При несимметричной нагрузке, а также часто и при симметричной нагрузке активную мощность в трехпроводной цепи измеряют двумя ваттметрами (рис. 15.7, а). Нетрудно доказать, что алгебраическая сумма показаний ваттметров равна активной мощности цепи. Рассмотрим случай, когда токовые обмотки ваттметров включены в фазы A и B , а параллельные обмотки — на линейные напряжения U_{AC} и U_{BC} . Так как $i_A + i_B + i_C = 0$, то $i_C = -(i_A + i_B)$.

Мгновенная мощность цепи

$$\begin{aligned} p &= u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C = u_A i_A + u_B i_B - u_C (i_A + i_B) = \\ &= (u_A - u_C) i_A + (u_B - u_C) i_B = u_{AC} i_A + u_{BC} i_B. \end{aligned}$$

Тогда средняя, или активная, мощность P цепи, выраженная через действующие значения токов и напряжений, равна

$$P = U_{AC} I_A \cos(\widehat{I_A \bar{U}_{AC}}) + U_{BC} I_B \cos(\widehat{I_B \bar{U}_{BC}}) = A_{W_1} + A_{W_2}, \quad (15.8)$$

где A_W — показание ваттметра.

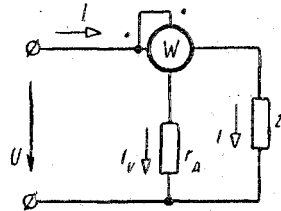


Рис. 15.4. Схема включения ваттметра в однофазную цепь для измерения активной мощности на грузки

На рис. 15.7, б приведена векторная диаграмма для случая измерения активной мощности двумя ваттметрами при симметрич-

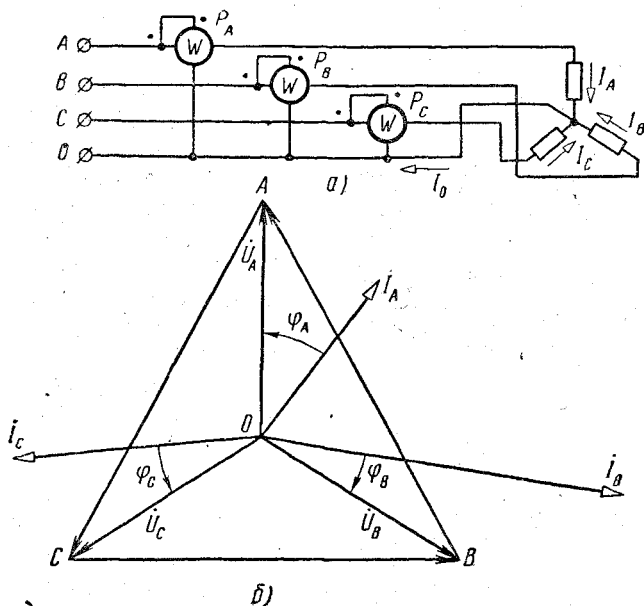


Рис. 15.5. Измерение активной мощности в четырехпроводной цепи тремя ваттметрами:

а — схема включения ваттметров; б — векторная диаграмма

ной нагрузке, включенной в звезду. При этом все линейные токи и напряжения равны по величине, угол α между векторами I_A и U_{AC} равен $(\varphi - 30^\circ)$, а угол β между векторами I_B и U_{BC} равен $(\varphi + 30^\circ)$. Поэтому

$$P = U_{л} I_{л} \cos \alpha + U_{л} I_{л} \cos \beta = \\ = U_{л} I_{л} [\cos(-30^\circ + \varphi) + \cos(30^\circ + \varphi)] \dots \quad (15.9)$$

После разложения косинусов и приведения к подобным членам получим

$$P = \sqrt{3} U_{л} I_{л} \cos \varphi. \quad (15.9a)$$

Рис. 15.6. Измерение активной мощности в трехпроводной цепи одним ваттметром (нагрузка симметричная)

при $\varphi > 60^\circ$ показания одного из ваттметров станут отрицательными. В этом случае для отсчета отрицательной мощности надо

воспользоваться имеющимся на корпусе ваттметра переключателем направления тока в обмотке напряжения. Тогда активная мощность цепи

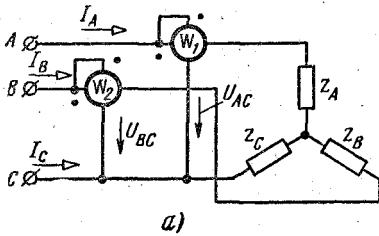
$$P = A_{W_1} - A_{W_2},$$

т. е. равна разности показаний ваттметров.

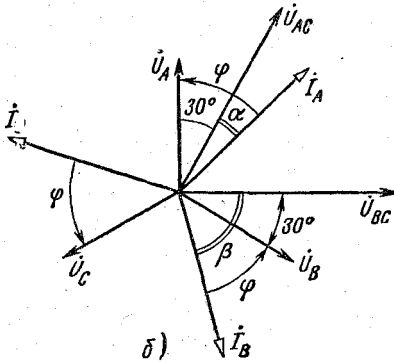
В двухэлементном ваттметре это учитывается в самом приборе. Метод двух ваттметров применим при любом способе соединения

в трехпроводных цепях (в звезду и в треугольник).

Реактивная мощность в трехпроводной трехфазной цепи при симметричной нагрузке может быть из-

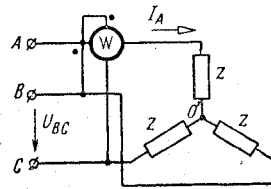


а)

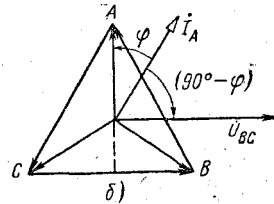


б)

Рис. 15.7. Измерение активной мощности в трехпроводной цепи двумя ваттметрами (нагрузка симметричная): а — схема включения ваттметров; б — векторная диаграмма



а)



б)

Рис. 15.8. Измерение реактивной мощности в трехпроводной цепи одним ваттметром (нагрузка симметричная):

а — схема включения ваттметра; б — векторная диаграмма

мерена одним ваттметром, включенным по схеме рис. 15.8, а («на чужое напряжение»). Как видно из векторной диаграммы рис. 15.8, б, показание ваттметра

$$A_W = U_{BC} I_A \cos(\widehat{I_A \bar{U}_{BC}}) = U_{л} I_{л} \cos(90^\circ - \varphi) = U_{л} I_{л} \sin \varphi$$

и реактивная мощность цепи

$$Q = \sqrt{3} U_{л} I_{л} \sin \varphi$$

равна показанию ваттметра, умноженному на $\sqrt{3}$:

$$Q = \sqrt{3} A_W. \quad (15.10)$$

Реактивную мощность при симметричной нагрузке можно определить и иначе, воспользовавшись показаниями ваттметров схемы рис. 15.7, а, но для этого надо вычислить не сумму их положительных показаний, а разность. Действительно,

$$\begin{aligned} A_{W_1} - A_{W_2} &= \\ &= U_n I_n [\cos(-30^\circ + \varphi) - \\ &- \cos(30^\circ + \varphi)] = U_n I_n \sin \varphi = \frac{Q}{\sqrt{3}}. \end{aligned}$$

Реактивная мощность равна разности положительных показаний ваттметров, умноженной на $\sqrt{3}$:

$$Q = (A_{W_1} - A_{W_2}) \sqrt{3}. \quad (15.11)$$

Схема включения двух ваттметров (см. рис. 15.7, а) позволяет

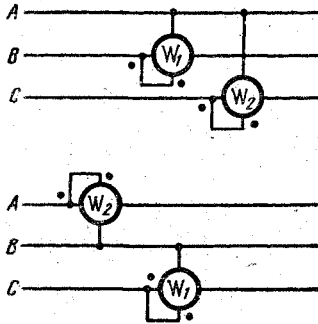


Рис. 15.9. Варианты схемы включения двух ваттметров для измерения активной мощности

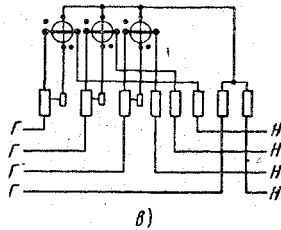
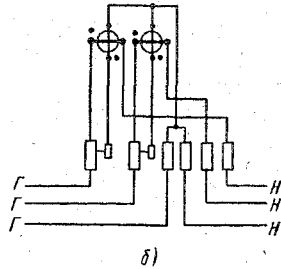
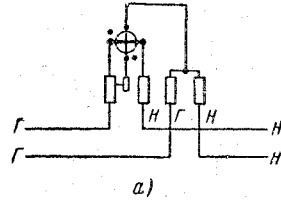


Рис. 15.10. Полумонтажные схемы включения счетчиков: а — однофазного; б — двухэлементного; в — трехэлементного

также определить величину и знак угла φ симметричной нагрузки, так как

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\sin \varphi}{\cos \varphi} = \frac{Q}{P} = \frac{(A_{W_1} - A_{W_2}) \sqrt{3}}{A_{W_1} + A_{W_2}}. \quad (15.12)$$

На рис. 15.9 показаны два других возможных варианта включения ваттметров для измерения активной мощности методом двух ваттметров и приведены обозначения, указывающие на то, какой из ваттметров является «первым» и «вторым» для выражений (15.11) и (15.12).

В стационарных промышленных установках активную мощность измеряют при помощи двух- и трехэлементных ферродинамических и индукционных ваттметров.

Электрическая энергия в цепях переменного тока измеряется однофазными и трехфазными счетчиками индукционной системы.

На рис. 14.31 была показана схема включения счетчика в однофазную цепь для измерения активной энергии. Однофазные и трехфазные счетчики включаются по тем же схемам, что и ваттметры. На рис. 15.10 показаны полумонтажные схемы включения однофазного, двухэлементного и трехэлементного счетчиков. Расширение пределов измерения счетчиков производится при помощи измерительных трансформаторов.

§ 15.3. ИЗМЕРЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Применяемые в электротехнике сопротивления можно условно разделить на малые (до 1 ом), средние (от 1 ом до 10^5 ом) и большие (свыше 10^5 ом).

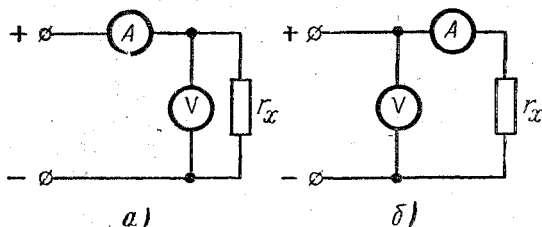


Рис. 15.11. Схемы измерения сопротивлений амперметром и вольтметром:

a — малых сопротивлений; *б* — средних сопротивлений

Наиболее простым косвенным методом измерения сопротивления r_x в цепи постоянного тока является измерение с помощью амперметра и вольтметра: для малых сопротивлений — по схеме рис. 15.11, *a*, для средних сопротивлений — по схеме рис. 15.11, *б*.

Тогда искомое сопротивление

$$r_x = \frac{U_V}{I_A}, \quad (15.13)$$

где U_V и I_A — показания приборов.

В схеме рис. 15.11, *a*, строго говоря, сопротивление r_x надо вычислять по формуле

$$r_x = \frac{U_V}{I_A - \frac{U_V}{r_V}}. \quad (15.13a)$$

Однако при условии, что сопротивление вольтметра r_V значительно больше сопротивления r_x ($r_V > 100 r_x$), ток I_A , измеренный ампер-

метром, близок по величине к току в сопротивлении r_x , поэтому, принимая $I_A \gg \frac{U_V}{r_V}$, сопротивление r_x можно вычислять по формуле (15.13); при этом ошибка не превысит 1%.

При точных измерениях сопротивления r_x необходимо знать величину сопротивления вольтметра r_V и внести поправку в соответствии с выражением (15.13а).

В схеме рис. 15. 11, б сопротивление r_x более точно определяется формулой

$$r_x = \frac{U_x}{I_A} = \frac{U_V - r_A I_A}{I_A} = \frac{U_V}{I_A} - r_A. \quad (15.136)$$

При условии, что сопротивление амперметра r_A значительно меньше сопротивления r_x ($100 r_A < r_x$), напряжение U_V , измеренное

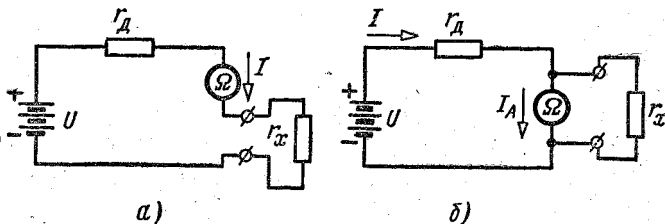


Рис. 15.12. Схемы измерения сопротивлений омметрами:
а — последовательная; б — параллельная

вольтметром, близко к величине напряжения U_x на зажимах сопротивления r_x , поэтому, принимая $r_A \ll \frac{U_V}{I_A}$, сопротивление r_x можно вычислять по формуле (15.13); при этом ошибка не превысит 1%. При точных измерениях сопротивления r_x необходимо знать величину сопротивления амперметра r_A и внести поправку в соответствии с выражением (15.136).

В общем случае метод амперметра и вольтметра отличается невысокой точностью ввиду влияния внутренних сопротивлений приборов.

Непосредственно и быстро средние сопротивления можно измерить с помощью о м м е т р а. На рис. 15.12 показаны две схемы применяемых омметров.

Омметр, выполненный по последовательной схеме (рис. 15.12, а), состоит из магнитоэлектрического миллиамперметра, добавочного сопротивления и источника питания (сухая батарея). К выходным зажимам прибора присоединяется измеряемое сопротивление r_x . Шкала прибора градуируется непосредственно в омах, так как угол отклонения α при постоянстве питающего напряжения U зависит

только от величины r_x :

$$\alpha = S_I I = S_I \frac{U}{r_d + r_A + r_x}. \quad (15.14)$$

При $r_x = 0$ получается максимальное отклонение стрелки прибора, а при $r_x = \infty$ (разрыв) ее отклонение равно нулю. Поэтому шкала рассматриваемого омметра имеет нулевую отметку с правого конца (рис. 15.13).

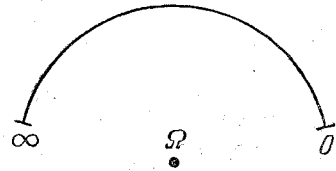


Рис. 15.13. Шкала омметра, выполненного по последовательной схеме

Омметр с последовательной схемой применяется для измерения сопротивлений выше 1000 ом. Омметр, выполненный по параллельной схеме (рис. 15.12, б), состоит тоже из магнитоэлектрического прибора, добавочного сопротивления и источника питания, но выходные зажимы позволяют подключать измеряемое сопротивление не последовательно в схему, а параллельно к зажимам миллиамперметра. Поэтому угол отклонения α находится в следующей зависимости от измеряемого сопротивления r_x :

$$\begin{aligned} \alpha = S_I I_A &= S_I \frac{r_x}{r_x + r_A} I = S_I \frac{r_x}{r_x + r_A} \cdot \frac{U}{r_d + \frac{r_x r_A}{r_x + r_A}} = \\ &= S_I \frac{1}{r_d \left(1 + \frac{r_A}{r_x}\right) + r_A}. \end{aligned} \quad (15.15)$$

При $r_x = 0$ наблюдается минимальное отклонение стрелки прибора, а при $r_x = \infty$ — максимальное. Омметр с параллельной схемой применяется для измерения сопротивлений не выше 1000 ом.

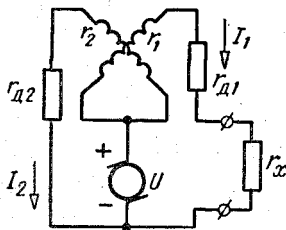


Рис. 15.14. Схема мегомметра

Как видно из выражений (15.14) и (15.15), шкалы у омметров неравномерные. Класс точности омметров 1,5 и 2,5. Недостатком омметров является зависимость показаний от постоянства напряжения источника питания U .

Мегомметры, применяемые для измерения больших сопротивлений, свободны от этого недостатка благодаря тому, что в качестве измерителя в них используется магнитоэлектрический логотетр (см. гл. 14). Источником питания в мегомметрах служит генератор постоянного тока, ротор которого приводится во вращение рукой. Генераторы мегомметров различных типов вырабатывают э. д. с. разного напряжения (например, 500, 2000 в и др.). На рис. 15.14 приведена схема мегомметра.

Вращающий момент измерительного механизма

$$M_{вр} = C_1 I_1 B_1(\alpha),$$

а электрический противодействующий момент

$$M_{пр} = C_2 I_2 B_2(\alpha).$$

При установившемся положении стрелки

$$M_{вр} = M_{пр},$$

откуда

$$C_1 I_1 B_1(\alpha) = C_2 I_2 B_2(\alpha).$$

Тогда

$$\frac{I_1}{I_2} = C_3 \frac{B_2(\alpha)}{B_1(\alpha)}$$

или

$$\alpha = f\left(\frac{I_1}{I_2}\right);$$

Ввиду того что (см. рис. 15.14)

$$I_1 = \frac{U}{r_{д1} + r_1 + r_x} \quad \text{и} \quad I_2 = \frac{U}{r_{д2} + r_2}, \quad \frac{I_1}{I_2} = \frac{r_{д2} + r_2}{r_{д1} + r_1 + r_x}.$$

Следовательно, угол отклонения стрелки α зависит от величины измеряемого сопротивления:

$$\alpha = f\left(\frac{I_1}{I_2}\right) = f\left(\frac{r_{д2} + r_2}{r_{д1} + r_1 + r_x}\right). \quad (15.16)$$

Шкала мегомметра тоже неравномерная.

Для более точных измерений сопротивления применяют методы сравнения — мостовой и компенсационный.

Для измерения средних сопротивлений мостовым методом применяют одинарный мост постоянного тока (рис. 15.15).

В одно плечо моста включается измеряемое сопротивление r_x , а в три других плеча — регулируемые известные сопротивления r_2 , r_3 и r_4 . К диагонали ab моста подключается источник питания E_0 , а к диагонали cd — магнитоэлектрический гальванометр.

Рис. 15.15. Схема одинарного моста постоянного тока

При измерении сопротивления r_x нужно так отрегулировать сопротивления r_2 , r_3 и r_4 , чтобы ток в гальванометре стал равен нулю. Это свидетельствует о том, что потенциалы точек c и d равны, т. е. мост находится в равновесии. При этом получают следующие равенства токов и падений напряжений:

$$I_1 = I_2, \quad I_3 = I_4$$

и

$$r_x I_1 = r_3 I_3, \quad r_2 I_2 = r_4 I_4.$$

Разделив последние два уравнения одно на другое почленно, получим

$$\frac{r_x}{r_3} = \frac{r_2}{r_4}$$

или

$$r_x = r_2 \frac{r_3}{r_4}. \quad (15.17)$$

Последнее выражение называется уравнением равновесия одинарного моста. Измерение малых сопротивлений не может быть выполнено достаточно точно одинарными мостами ввиду влияния сопротивлений соединительных проводов (an и kc) и переходных сопротивлений в местах контактов (точки a, n, k, c на рис. 15.15).

Измерение малых сопротивлений производится с помощью двойных мостов.

§ 15.4. ИЗМЕРЕНИЕ ЕМКОСТИ И ИНДУКТИВНОСТИ

Для измерения емкости и индуктивности наиболее широкое применение нашли мосты переменного тока. На рис. 15.16 показана принципиальная схема моста переменного тока.

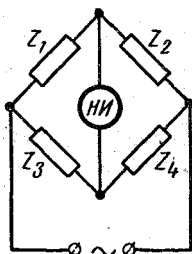


Рис. 15.16: Мост переменного тока

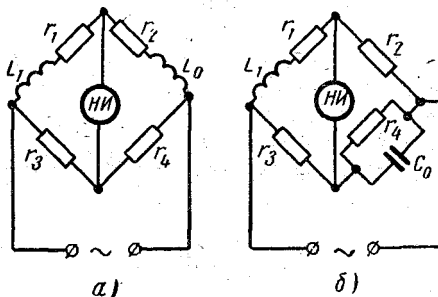


Рис. 15.17. Мосты для измерения индуктивности

При равновесии моста, когда ток в измерительной диагонали отсутствует, справедливо следующее соотношение комплексных сопротивлений плеч (сравни с мостами постоянного тока):

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3. \quad (15.18)$$

Если в первое плечо включить измеряемое сопротивление Z_x , то, изменяя сопротивления трех остальных плеч, можно добиться

равновесия моста. Тогда

$$Z_x = Z_2 \frac{Z_3}{Z_4}. \quad (15.19)$$

На рис. 15.17. показаны схемы двух мостов переменного тока, служащие для определения индуктивности.

Для моста с образцовой индуктивностью L_0 (рис. 15.17, а) можно написать, что комплексные сопротивления плеч:

$$Z_1 = r_1 + j\omega L_1, \quad Z_2 = r_2 + j\omega L_0, \quad Z_3 = r_3 \quad \text{и} \quad Z_4 = r_4.$$

Подставляя эти значения в общее уравнение равновесия моста, нетрудно получить искомые параметры:

$$r_1 = r_2 \frac{r_3}{r_4} \quad \text{и} \quad L_1 = L_0 \frac{r_3}{r_4}.$$

Для моста с образцовой емкостью C_0 (рис. 15.17, б) можно написать, что $Z_1 = r_1 + j\omega L_1$, $Z_2 = r_2$,

$$Z_3 = r_3 \quad \text{и} \quad Z_4 = \frac{1}{\frac{1}{r_4} + j\omega C_0},$$

откуда

$$r_1 = r_2 \frac{r_3}{r_4} \quad \text{и} \quad L_1 = C_0 r_2 r_3. \quad (15.20)$$

Для измерения емкости C конденсатора без потерь применяется мост переменного тока, схема которого приведена на рис. 15.18.

Искомая емкость сравнивается с образцовой емкостью C_0 и определяется из соотношения

$$C = C_0 \frac{r_4}{r_3}. \quad (15.21)$$

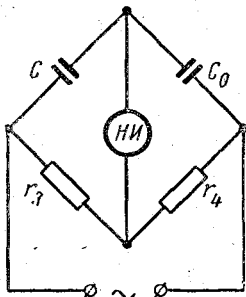


Рис. 15.18. Мост для измерения емкости

Промышленность выпускает универсальные мосты, которые позволяют производить (на одном приборе) измерения емкости, индуктивности, активного сопротивления и угла потерь.

Для измерения емкости широкое применение имеет также прибор непосредственной оценки — фарадометр, в схеме которого используется логометр электромагнитной системы.

Менее точно емкость и индуктивность могут быть измерены косвенным методом с помощью нескольких показывающих приборов: метод трех вольтметров, метод амперметра — вольтметра — ваттметра и метод двух частот (см. Сборник задач по общей электротехнике. Под ред. В. С. Пантюшина. Изд-во «Высшая школа», 1968).

Компенсационный метод измерения заключается в сравнении неизвестной э. д. с. или напряжения с известным напряжением.

На рис. 15.19 показана принципиальная схема компенсационного метода, состоящая из двух контуров.

В верхнем контуре под действием э. д. с. стабильного вспомогательного источника питания $E_{всп}$ создается ток I_p , называемый рабочим током. Его величина регулируется сопротивлением $r_{рег}$. Нижний контур образуется измеряемой э. д. с. E_x , гальванометром Γ и сопротивлением между точками a и b , представляющим собой часть общего сопротивления $r_{ав}$, входящего в верхний контур и называемого компенсирующим сопротивлением.

Если движок реостата (точка b) поставить в крайнее левое положение, то ток в гальванометре при указанной полярности включения источника E_x будет направлен сверху вниз (сплошная стрелка); если же движок реостата передвинуть в крайнее правое положение, то при условии $r_{ав} I_p \gg E_x$ ток в гальванометре будет направлен снизу вверх (пунктирная стрелка). Следовательно, есть такое положение движка, при котором ток в гальванометре равен нулю. В этом случае $r_k I_p = U_k = E_x$: неизвестная э. д. с. E_x уравновешена или компенсирована известным падением напряжения $r_k I_p = U_k$. Зная величины рабочего тока I_p и компенсирующего сопротивления r_k , можно установить значение E_x . Такой метод измерения называется компенсационным методом. Приборы, позволяющие производить измерения компенсационным методом, называются потенциометрами. В потенциометрах рабочий ток устанавливается не по амперметру, а компенсационным методом с помощью нормального элемента E_N , вырабатывающего э. д. с. высокой стабильности; э. д. с. отдельных элементов могут иметь значения в пределах 1,0183 — 1,0186 в. Принципиальная схема потенциометра показана на рис. 15.20.

Она состоит из трех контуров: верхнего контура с рабочим током I_p (в большинстве потенциометров $I_p = 10^{-4} - 10^{-3}$ а), левого контура с э. д. с. E_N и правого измерительного контура с э. д. с. E_x . При измерениях на потенциометре сначала устанавливают рабочий ток — при включении переключателя гальванометра в положение 1 и сопротивлении $r_N = \frac{E_N}{I_p}$. Затем при переключении переключателя в положение 2 компенсируют неизвестную э. д. с. E_x .

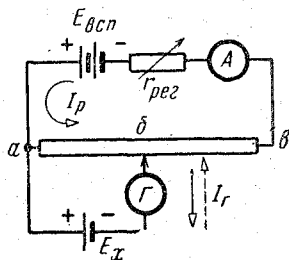


Рис. 15.19. Принципиальная схема компенсационного метода измерения э. д. с.

Компенсационный метод измерения позволяет измерять малые э. д. с. и малые напряжения с высокой точностью (погрешность не превышает 0,01%). Эта точность обеспечивается:

- 1) высокой чувствительностью гальванометра;
- 2) высокой точностью изготовления компенсирующего сопротивления;
- 3) высокой точностью изготовления нормального элемента и стабильностью э. д. с. E_N ;
- 4) отсутствием падения напряжения в проводах измерительного контура в момент компенсации (ток гальванометра равен нулю);

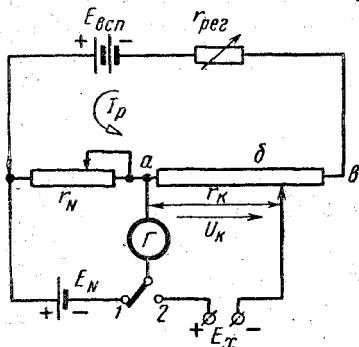


Рис. 15.20. Принципиальная схема потенциометра

рабочего напряжения U_K и достаточную точность отсчета напряжения U_K (с точностью до пяти знаков).

Компенсационный метод применяется также для косвенных измерений тока и сопротивления и для поверки приборов высокого класса точности.

Компенсационный метод измерения используется в цепях переменного тока, позволяя получать значения измеряемых токов и напряжений в виде векторов с определением не только модулей, но и сдвига фаз между ними. Поэтому потенциометр переменного тока можно назвать вектормерным прибором.

§ 15.6. ИЗМЕРЕНИЕ И ЗАПИСЬ ИЗМЕНЯЮЩИХСЯ ВО ВРЕМЕНИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Для измерения и записи изменяющихся во времени токов, напряжений и мощности применяются регистрирующие приборы — осциллографы, самопишущие приборы и фазочувствительные приборы. Для измерения неэлектрической величины необходимо предварительно преобразовать ее с помощью датчика в электрическую величину (см. § 15. 7). Выбор аппаратуры и

- 5) отсутствием отбора мощности от объекта измерения в момент компенсации.

Промышленность изготавливает несколько типов потенциометров постоянного тока: потенциометры с большим или малым сопротивлением в цепи рабочего тока. Они называются соответственно высокоомными или низкоомными потенциометрами. Те и другие потенциометры выполняются с различной конструкцией сопротивлений в цепи рабочего тока, обеспечивающих постоянство рабочего тока, плавность регулировки компенси-

метода измерения определяется частотой и характером изменения измеряемой величины.

Для измерения непериодических и периодических величин при частоте до 10 кгц широкое применение получили электро-механические (светолучевые) осциллографы. С помощью фотоприставки можно осуществлять фотографирование изучаемого процесса. При необходимости длительного непрерывного наблюдения за изменениями какой-либо электрической или неэлектрической величины применяются самодвижущиеся приборы. Они позволяют измерять и записывать непериодические величины, а также медленно изменяющиеся величины при частоте до 1—2 гц. Измерение периодических величин при частоте

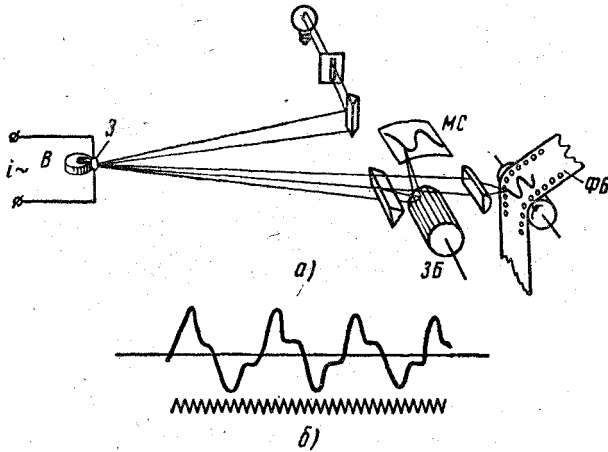


Рис. 15.21. Электромеханический осциллограф:
а — схематическое устройство; б — осциллограмма

50 гц может быть с высокой точностью осуществлено фазочувствительными приборами. И, наконец, электронные осциллографы позволяют измерять мгновенные значения периодических величин при любой частоте.

Электромеханический осциллограф позволяет производить одновременное наблюдение и запись мгновенных значений нескольких переменных электрических величин или преобразованных в электрические неэлектрических величин. С помощью этого осциллографа можно наблюдать и фотографировать наряду с высшими гармониками постоянные составляющие величин, однократные и непериодические процессы, что является преимуществом электромеханического осциллографа по сравнению с электронным осциллографом. Однако он используется только на частотах до 10 кгц.

Электромеханический осциллограф состоит из комплекта вибраторов, оптической системы, лентопротяжного механизма, устройства для визуального наблюдения, приставки и отметчика времени.

Измеряемый переменный ток i подается в цепь измерительного механизма вибратора B (рис. 15.21).

Световой луч отражается от зеркала вибратора Z и через систему линз попадает на вращающийся зеркальный барабан ZB и на светочувствительную пленку или бумагу ΦB . При визуальном наблюдении на матовом стекле MC видно изображение кривых тока или напряжения, образованных лучами, отраженными от плоскостей барабана. Ленты фотопленки или фотобумаги с записанными

кривыми изменяющихся величин называют осциллограммами. Количественную оценку изменяющихся величин производят по чувствительности используемого вибратора и с помощью отметчика времени, который позволяет получать внизу осциллограммы периодические синусоидальные кривые известной частоты (обычно 500 $гц$). Для нанесения нулевой линии на осциллограмму используется один обесточенный вибратор.

Вибратор представляет собой магнитоэлектрический измерительный механизм с ничтожно малым моментом инерции. Вибраторы бывают петлевые и рамочные. На рис. 15.22 показано принципиальное устройство петлевого вибратора.

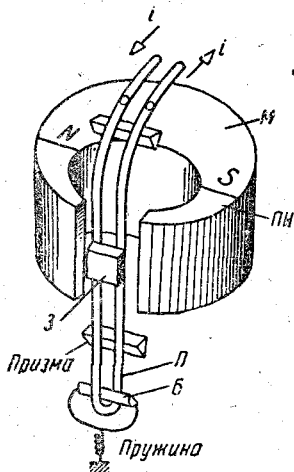


Рис. 15.22. Петлевого вибратора

В зазоре магнитной системы с постоянным магнитом, имеющей специальную форму полюсных наконечников $ПН$, создается магнитное поле с индукцией $B=0,8 — 1,2 тл$. Такая величина магнитной индукции обеспечивает высокую чувствительность вибратора. В магнитном поле помещена миниатюрная петля P , в которую подается измеряемый ток i . Призмы и пружина обеспечивают необходимое натяжение петли. Механизм вибратора помещается в пластмассовый корпус с вязкой прозрачной жидкостью, что обеспечивает нужную степень успокоения β . Комплект вибраторов осциллографа имеет вибраторы с разной чувствительностью по току S_I , различными внутренними сопротивлениями r_B и частотами собственных колебаний в воздухе f_0 (погруженный в жидкость вибратор имеет частоту собственных колебаний f_0 , примерно в два раза меньшую частоты f_0' : $f_0' \approx 2f_0$).

Чувствительность вибратора по току определяется формулой

$$S_I = \frac{\alpha}{I} = \frac{\Psi_0}{W} = \frac{Bsw}{J\omega_0^2} = \frac{C}{\omega_0^2} \quad (15.22)$$

Чувствительность вибратора прямо пропорциональна магнитной индукции B и обратно пропорциональна квадрату собственной частоты колебаний ω_0 . При измерениях с помощью вибраторов для уменьшения частотных и амплитудных погрешностей необходимо подбирать вибратор так, чтобы его паспортная частота f_0 была в 2,5—3 раза больше частоты измеряемого процесса f : $f_0' = (2,5—3)f$.

С а м о п и ш у щ и й п р и б о р (самописец) представляет собой сочетание измерительного механизма, записывающего устройства и лентопротяжного механизма с синхронным двигателем, получающим питание от сети. Для измерений в цепях постоянного тока применяется магнитоэлектрический измерительный механизм. Для записи изменений во времени средних и действующих значений

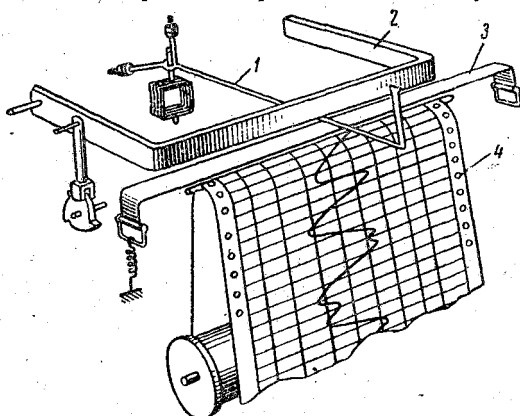


Рис. 15.23. Устройство самопишущего прибора с точечной записью

токов и напряжений, частоты, активной и реактивной мощности, коэффициента мощности в цепях переменного тока, а также для записи переходных процессов и мгновенных значений токов, напряжений и мощности при частоте не выше 1—2 гц применяется ферродинамический измерительный механизм или магнитоэлектрический механизм с выпрямителем в измерительной цепи.

В самопишущих приборах используют непрерывную или точечную запись. На рис. 15.23 показано устройство самопишущего прибора с точечной записью на бумажной ленте.

Стрелка 1, связанная с подвижной частью измерительного механизма, расположена над бумажной лентой 4, которая непрерывно медленно движется. Над стрелкой находится дужка 2, падающая через определенные промежутки времени на стрелку и прижимающая ее к бумаге. На бумаге от красящей ленты 3 остается точечный след. В приборах с непрерывной записью конец стрелки в виде пера с чернилами выписывает сплошную кривую. Записывающее устройство (дужка или перо) значительно увеличивает инерционность подвижной части измерительного механизма, поэтому погрешности

измерения остаются в допустимых пределах только при измерении медленных процессов. Промышленность выпускает щитовые и переносные самопишущие приборы классов точности 1,5 и 2,5 в виде вольтметров, ваттметров, варметров, частотомеров, амперметров и других с маркировкой буквой Н, например, милливольтметр типа Н-39 (рис. 15.24).

Описанные приборы применяются в тех случаях, когда число одновременно наблюдаемых величин невелико. При необходимости

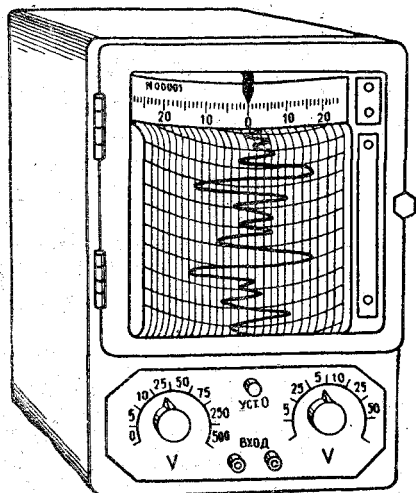


Рис. 15.24. Внешний вид самопишущего переносного милливольтметра типа Н-39

одновременного наблюдения десятков и сотен процессов современная измерительная техника использует так называемые «Системы обтекающего контроля» (СОК).

Фазочувствительный прибор представляет собой сочетание инерционного магнитоэлектрического измерительного механизма и управляемого прерывателя. Он применяется для точных измерений мгновенных значений периодических синусоидально и несинусоидально изменяющихся электрических и магнитных величин.

Возможность использования инерционных приборов для измерения мгновенных значений основана на связи между средним значением производной функции и мгновенным значением самой функции. Если несинусоидальная функция (например, магнитный поток) задана рядом

$$\Phi_{(t)} = \sum_{k=1}^{k=n} \Phi_{mk} \sin(k\omega t + \psi_k) = \sum_{k=1}^{k=n} \Phi_{tk}$$

и содержит только нечетные гармоники, то среднее значение производной этой функции E_{cp} (так как $e = -\omega \frac{d\Phi_{(t)}}{dt}$) за полупериод равно

$$E_{cp} = \frac{2}{T} \int_{t-\frac{T}{2}}^t e dt = \frac{2}{T} \int_{\Phi_1}^{\Phi_2} -\omega d\Phi_{(t)} = \frac{2\omega}{T} \sum_{k=1}^n \Phi_{mk} \sin(k\omega t + \psi_k)$$

или

$$E_{cp} = \frac{2\omega}{T} \sum_{k=1}^{k=n} \Phi_{(t)k}. \quad (15.23)$$

Задавая с помощью управляемого прерывателя различные значения «моменту времени t », получают различные показания прибора, пропорциональные мгновенному значению функции в выбранный «момент времени». В качестве управляемого прерывателя фазочувствительных приборов применяют главным образом механические управляемые выпрямители (МУВ).

На рис. 15.25 показано схематическое устройство МУВ.

На одном из полюсов постоянного магнита укреплен сердечник электромагнита 4 с обмоткой 5. Магнитный поток постоянного магнита замыкается через электромагнит и стальную пластинку 3 (якорь). При подаче на обмотку 5 переменного напряжения U_y пластинка 3 притягивается то к правому, то к левому полюсу электромагнита, замыкая или размыкая при этом контакты 1. Винт 2 позволяет сделать эти периоды равными. Меняя частоту и фазу напряжения U_y (управляющее напряжение), можно управлять моментом замыкания контактов 1, которые включаются в цепь измерительного механизма.

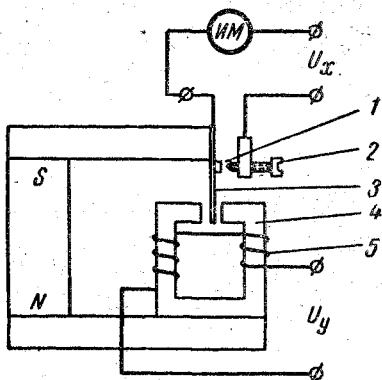


Рис. 15.25. Устройство механического управляемого выпрямителя (МУВ)

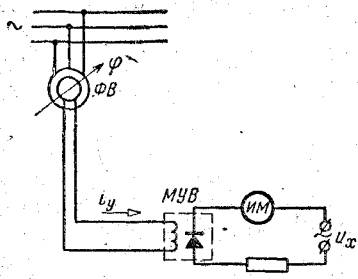


Рис. 15.26. Однополупериодная схема фазочувствительного прибора

Измерение мгновенных значений напряжений $u_x = U_{mx} \sin(\omega t + \psi)$ при управляющем токе $i_y = I_{my} \sin \omega t$ может быть проведено с помощью фазочувствительного прибора, выполненного по однополупериодной схеме (рис. 15.26).

При замкнутых контактах МУВ (первый полупериод) ток в цепи измерительного механизма ИМ равен

$i_x = \frac{u_x}{r} = \frac{U_{mx}}{r} \sin(\omega t + \psi)$; при разомкнутых контактах МУВ (второй полупериод) ток $i_x = 0$. Среднее значение тока i_x равно

$$I_{x \text{ ср}} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} i_x dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \frac{U_{mx}}{r} \sin(\omega t + \psi) dt =$$

$$= \frac{1}{\pi} \cdot \frac{U_{mx}}{r} \cos \psi = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U_x}{r} \cos \psi$$

или

$$I_{\text{ср}} = 0,45 \frac{1}{r} U_x \cos \psi.$$

Отклонение указателя прибора

$$\alpha = k I_{\text{ср}} = k_1 U_x \cos \psi. \quad (15.24)$$

Отклонение указателя, пропорциональное среднему значению тока (инерционный прибор), пропорционально также произведению

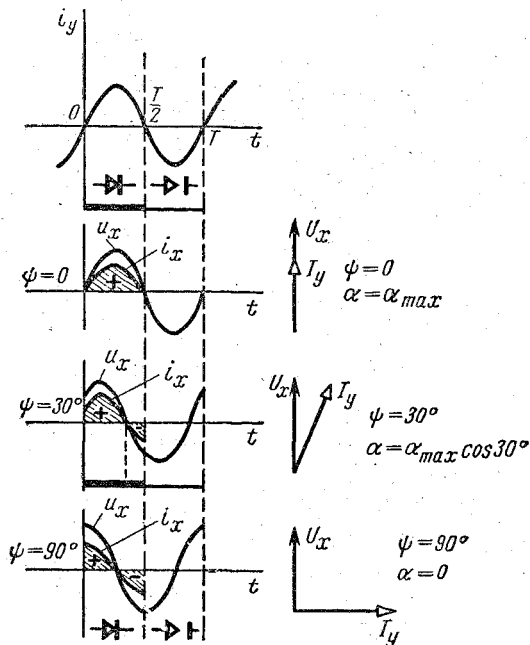


Рис. 15.27. К пояснению работы фазочувствительного прибора

действующего значения напряжения U_x на $\cos \psi$ — косинус угла сдвига фаз между управляющим током и измеряемым напряжением, т. е. пропорционально не только в е л и ч и н е, но и ф а з е измеряемого напряжения. Следовательно, отклонение указателя α связано с мгновенным значением измеряемого напряжения u_x . Для иллюстрации этого вывода на рис. 15.27 показаны кривые $u_x(t)$ и $i_x(t)$ для различных значений угла ψ .

* Из графика видно, что изменение фазы ψ , т. е. изменение фазы $u_x(t)$ относительно $i_y(t)$ (практически, наоборот, мы управляем фазой i_y), приводит к изменению среднего значения тока, т. е. к изменению показаний прибора. Изменение фазы управляющего тока i_y осуществляется с помощью фазовращателя ΦB (см. рис. 15.26).

§ 15.7. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

В современных условиях высокого развития техники промышленное производство немыслимо без автоматического контроля за отдельными ступенями технологического процесса.

Широкое применение электрических измерительных приборов для измерения таких неэлектрических величин, как температура, давление, содержание газа, размеры, уровень жидкости и других, объясняется большими преимуществами, которые дает использование этих приборов по сравнению с неэлектрическими приборами.

Электрические приборы более удобны и надежны в работе, позволяют проводить дистанционные измерения, имеют широкие пределы измерения, являются необходимым элементом систем автоматизации. Подлежа-

щая измерению неэлектрическая величина X с помощью специальных измерительных преобразователей (датчиков) преобразуется в какую-либо электрическую величину Y — ток, напряжение, частоту или сопротивление. С выхода датчика эта электрическая

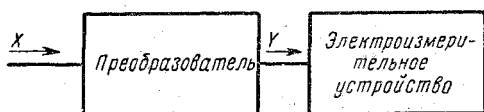


Рис. 15-28. Блок-схема прибора для измерения неэлектрической величины электрическим методом

величина подается на электрическое измерительное устройство — показывающий прибор, мостовую или компенсационную схему (рис. 15.28).

Шкала выходного электрического прибора градуируется непосредственно в единицах измеряемой неэлектрической величины. Для повышения точности измерения в более сложных приборах применяются цепи обратной связи.

Датчики, используемые при измерениях неэлектрических величин, разнообразны по устройству и принципу действия. В параметрических датчиках изменение измеряемой величины преобразуется в изменение одного из параметров электрической цепи — сопротивления r , емкости C , индуктивности L или взаимной индуктивности M . В генераторных датчиках изменение измеряемой величины вызывает генерирование в электрической схеме электродвижущей силы. Наиболее широкое применение получили параметрические датчики, в которых неэлектрическая величина воздействует на изменение активного сопротивления датчика r .

Тензочувствительный проволочный датчик (рис. 15.29) применяется для измерения механических напряжений деталей.

Он состоит из константановой проволоки диаметром 0,02—0,04 мм, наклеенной на подложку из тонкой бумаги. При растя-

жении или сжатии исследуемой детали такой же деформации подвергается укрепленный на ней датчик. Относительное изменение длины проволоки вызывает пропорциональное ему относительное изменение сопротивления проволоки:

$$\frac{\Delta r}{r} = k \frac{\Delta l}{l}; \quad \text{при } r = 100-200 \text{ ом}, \quad k = 1,9-2,1.$$

Реостатный датчик позволяет измерять перемещения, уровень жидкости и другие механические параметры. Движок реостата связан с перемещаемой деталью. При изменении положения движка реостата меняется сопротивление электрической цепи.

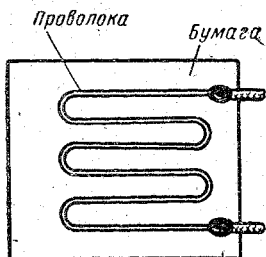


Рис. 15.29. Тензочувствительный датчик

Термочувствительный датчик широко применяется для измерения температуры (в термометрах сопротивления), содержания газов (в газоанализаторах), скорости движения газов в трубах (в термоанемометрах) и т. д. Датчик состоит из проводников или полупроводников, сопротивление которых сильно изменяется с изменением температуры.

Фотоэлектрический датчик служит для измерения высоких температур (в пирометрах), размеров деталей (в микрометрах) и т. д. Его действие основано на свойстве селена или цезия сильно изменять свое сопротивление под действием света.

На рис. 15.30 показано устройство фотоэлектрического пирометра.

От объекта измерения 1 и от осветительной лампы 5 свет падает через щели 2 на чувствительный фотоэлемент 3. Выходная цепь фотоэлемента через усилитель 4 связана с цепью гальванометра Г. Через лампу 5 осуществляется обратная связь.

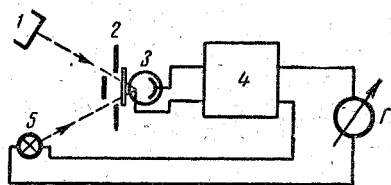


Рис. 15.30. Фотоэлектрический пирометр

Ионизационный датчик служит для определения плотности и состава газа, размеров объемов. Действие датчика основано на том, что процесс ионизации газа, вызывающий появление тока в цепи датчика, при облучении зависит от объема и состава ионизируемого

газа. Изменение сопротивления ионизируемого объема газа вызывает изменение тока в электрической цепи (рис. 15.31).

Индуктивные датчики, так же как и реостатные, широко применяются для измерения перемещений, толщины изделий,

силы и т. д. В качестве примера на рис. 15.32 приведено устройство индуктивного толщиномера.

Изделие 2 толщиной d пропускается между роликами 1 и 3. Шток 4, связанный с роликом 3, влияет на положение подвижного якоря 5. В зависимости от воздушного зазора δ магнитный поток в магнитопроводе 6 катушки датчика будет изменяться. Это вызовет изменение индуктивного сопротивления и тока в катушке.

В емкостных датчиках, используемых для измерения перемещений, уровней жидкостей (уровнемер) и др., происходит изменение емкости конденсатора, вызванное изменением взаимного расположения обкладок или изменением диэлектрической проницаемости среды. На рис. 15.33 показано устройство емкостного уровнемера.

При изменении уровня жидкости X происходит изменение диэлектрической проницаемости среды, что вызывает изменение емкости C устройства, которая измеряется мостом переменного тока или с помощью колебательного контура.

Из генераторных датчиков наиболее широкое распространение получили датчики для измерения температуры, перемещений, концентрации растворов и давления.

Термоэлектрические датчики приме-

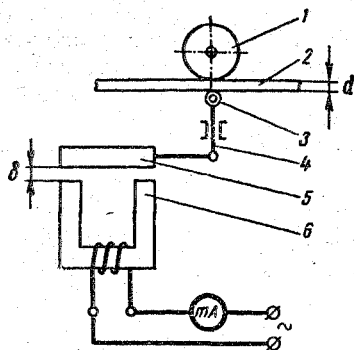


Рис. 15.32 Индуктивный толщиномер

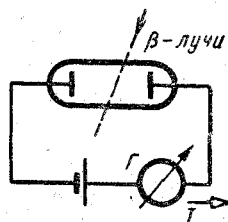


Рис. 15.31. Ионизационный датчик

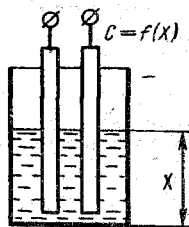


Рис. 15.33. Емкостный уровнемер

няются для измерения температур. Основной частью датчика является термопара, рабочие концы которой помещаются в среду с измеряемой температурой. На холодных концах термопары возникает разность потенциалов, величина которой зависит от температуры рабочих концов. На рис. 15.34 показано устройство термоэлектрического пирометра.

Объект измерения 1 через линзу 2 посылает тепловые лучи на термопару 3, термо-э. д. с. которой измеряется гальванометром Г. Шкала гальванометра градуируется в градусах Цельсия.

Индукционные датчики служат для измерения перемещений, скорости вращения (в тахометрах) и т. д. Изменение перемещения плунжера с обмоткой (рис. 15.35) вызывает изменение магнитного потока постоянных магнитов, пронизывающего витки обмотки.

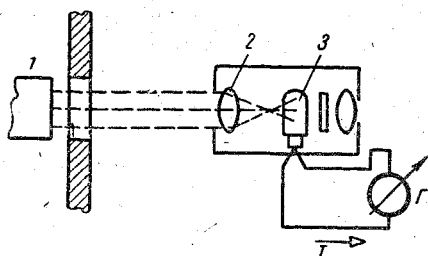


Рис. 15.34. Термоэлектрический пирометр

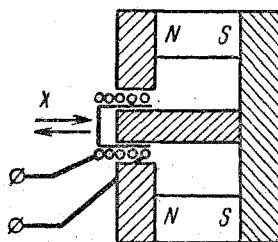


Рис. 15.35. Индукционный датчик

Это вызывает наведение на концах обмотки э. д. с. $e = -\omega \frac{d\Phi}{dt}$, которая измеряется компенсационной схемой. Таким образом, перемещение X преобразуется в э. д. с. e .

Гальванические датчики и широко применяются для измерений концентрации водородных ионов в растворах. Действие датчика основано на изменении разности потенциалов на концах двух электродов, помещенных в исследуемый раствор. На рис. 15.36 схематически представлено устройство рН-мера, позволяющего определить концентрацию водородных ионов в растворе.

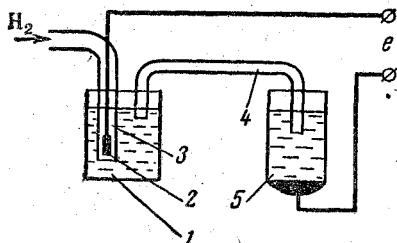


Рис. 15.36. Гальванический датчик

В исследуемый раствор 1 погружен электрод 2, окруженный трубкой 3 с водородом H_2 . Полуэлемент, содержащий раствор 1, соединен с образцовым полуэлементом 5 трубкой 4, заполненной раствором KCl. На выходных зажимах датчика возникает э. д. с., зависящая от водородного числа рН исследуемого раствора 1. Величина э. д. с. измеряется компенсационной схемой.

Пьезоэлектрические датчики служат для измерения давления. Они основаны на использовании явления пьезоэффекта кристаллов: при давлении p на плоскости, перпендикулярные к оптической оси кристалла кварца, возникают заряды q , вызывающие образование разности потенциалов, пропорциональной давлению:

$$U = kp.$$

На рис. 15.37 показано устройство пьезоэлектрического измерителя давления. Давление p воспринимается мембраной 1 и передается на кристаллы датчика 3, вследствие чего между корпусом 4 и средней пластиной 2 возникает разность потенциалов U , измеряемая электрическим устройством.

Ниже в качестве примера приведено описание электрической схемы термометра сопротивления — прибора, широко используемого для измерения температуры с помощью термоэлектрического датчика.

На рис. 15.38, а показан платиновый термочувствительный датчик, а на рис. 15.38, б — электрическая измерительная схема прибора.

Платиновый датчик состоит из тонкой платиновой проволоки 1 диаметром 0,07 мм, намотанной на слюдяной каркас 2, который помещен в алюминиевый корпус 3. Из корпуса выступают припаянные к концам проволоки выводы 4 из меди или серебра. Датчик устанавливается там, где необходимо измерить температуру. При нагревании сопротивление датчика r_T увеличивается. Для платины сопротивление нагретого до температуры t датчика в диапазоне температур от 0 до $+660^\circ\text{C}$ равно

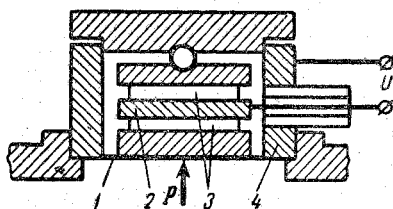


Рис. 15.37. Пьезоэлектрический датчик

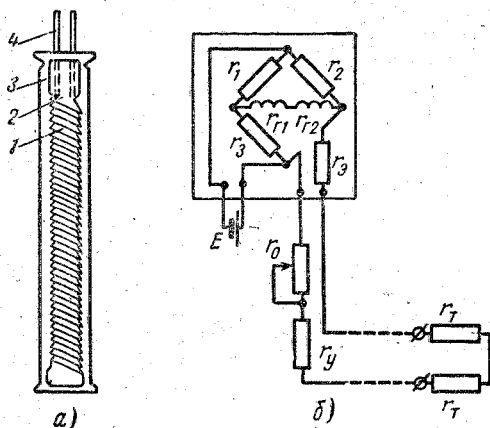


Рис. 15.38. Термометр сопротивления:
а — конструкция датчика; б — измерительная мостовая схема

концы включаются в схему неуравновешенного моста (см. рис. 15.38, б), три плеча которого состоят из марганциновых сопротивлений r_1 , r_2 и r_3 , а в четвертое плечо последовательно с сопротивлениями r_T включены подгоночные сопротивления r_0 , r_9 и r_y . В качестве измерителя в схеме моста используется магнитоэлектрический логометр с сопротивлениями рамок $r_{Г1}$ и $r_{Г2}$. Шкала логометра проградуирована в градусах Цельсия.

$$r_{T_t} = r_{T_0} (1 + \beta_1 t + \beta_2 t^2),$$

где $r_{T_0} = (50-100) \text{ ом}$ — сопротивление датчика при температуре 0°C ; $\beta_1 = 3,94 \cdot 10^{-3}$; $\beta_2 = -5,8 \cdot 10^{-7}$.

Для измерения сопротивления датчика r_T его

Мост уравнивается при нулевой температуре. При возрастании сопротивления r_T с нагреванием мост выходит из состояния равновесия и по указателю логометра можно судить о величине измеренной температуры.

Аналогично устроены термометры сопротивления с автоматическими мостами. В последнее время вместо проволочных термодатчиков в некоторых случаях широко применяют полупроводниковые датчики, которые обладают большей чувствительностью.

§ 15.8. ПОНЯТИЕ О ТЕЛЕИЗМЕРЕНИЯХ

Телеизмерением называется автоматическое дистанционное измерение. Телеизмерения включают в себя как процесс измерения электрической или неэлектрической величины, так и

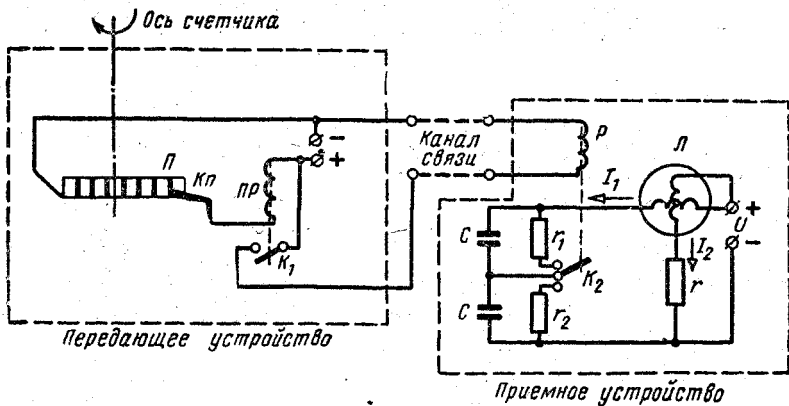


Рис. 15.39. Схема телеметрического устройства с частотно-импульсной системой измерения активной мощности

передачу результата измерения на расстояние. Телеизмерение обеспечивает возможность измерений на больших расстояниях с погрешностью 1,5—2,5%. Для этого служат специальные телеизмерительные системы, состоящие из передающего и приемного устройств и каналов связи.

Измеряемую величину на передающей стороне преобразуют с помощью преобразователей в электрическую величину — переменный или импульсный ток. При этом с измеряемой величиной можно связать не только величину тока, но и его частоту, число импульсов и др. В связи с этим различают ряд телеизмерительных систем: частотную, кодо-импульсную, токовую, систему времени и систему напряжений.

Телеметрическая установка должна обеспечивать минимальную погрешность измерения и возможность передачи по одному

каналу связи нескольких результатов измерения. Телепередача, при которой передаются непосредственно показания измерительного прибора, не может обеспечить такую высокую точность, как телеизмерения, сопровождающиеся обязательным преобразованием измеряемой величины. В качестве примера рассмотрим частотно-импульсную телеизмерительную систему, предназначенную для измерения мощности переменного тока на большом расстоянии (рис. 15.39).

Первичным измерительным прибором служит индукционный счетчик с прерывателем P на оси. Число импульсов, посылаемых через реле PP в канал связи, пропорционально энергии, учитываемой счетчиком. Приходящие из канала связи импульсы через конденсаторы C передаются в обмотки логометра L , угол отклонения стрелки которого пропорционален частоте поступающих импульсов. Последняя функционально связана с активной мощностью

$$P = \frac{A}{t} = \frac{C_N n}{t} = \frac{C_N \cdot 60}{t} f,$$

где C_N — постоянная счетчика.

Глава 16

МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 16.1. ОБЩИЕ ПОНЯТИЯ

В электрической машине осуществляется преобразование механической энергии в электрическую или электрической энергии в механическую. В первом случае машина является электрогенератором, во втором — электродвигателем. Такое преобразование происходит посредством магнитного поля машины.

Генераторы и двигатели постоянного тока применяются в различных областях техники. Преимуществами двигателей постоянного тока перед двигателями переменного тока являются удобство регулирования в широких пределах скорости вращения и больший момент, развиваемый при пуске в ход. Благодаря этому они применяются в качестве тяговых двигателей электровозов, троллейбусов, трамваев, а также крановых установок.

Плавное регулирование в широких пределах скорости вращения двигателей (например, в прокатных станах и системах автоматического регулирования) осуществляется системой машин, в которую входят генератор и двигатель постоянного тока. Широкое применение находят генераторы постоянного тока и для других целей. Генераторы низкого напряжения используются для питания электролитических ванн и зарядки аккумуляторов.

В системах автоматического управления специальные генераторы постоянного тока используются как усилители электрических сигналов управления, а двигатели часто являются исполнительными звеньями таких систем.

Машины постоянного тока входят в число элементов автомобильного и самолетного электрооборудования.

Для питания подвижных радиоустановок постоянный ток низкого напряжения преобразуется в постоянный ток высокого напряжения с помощью умформеров — машин постоянного тока.

Применяемые в различных отраслях промышленности машины постоянного тока выпускаются на самых различных мощностях

и напряжения: гигантские машины (мощностью 6000 *квт*) — для прокатных станков и микромашины (доли ватта) — для схем автоматики. Машины очень высокого напряжения (до 30 *кв*) мощностью от 3 до 150 *квт* используются в радиотехнических установках. Напряжения 20—60 *в* имеют сварочные генераторы. Очень низкое напряжение — 6—12 *в* — имеют электрические машины на автотранспорте и генераторы для электролиза (токи до 10 000 *а*).

Приведем некоторые данные двигателей постоянного тока, применяемых на транспорте. Мощность двигателей трамвайных вагонов 40—45 *квт*, напряжение 550 *в*, двигатели электропоездов пригородных железных дорог имеют мощность 150—200 *квт*, напряжение 1500 *в*, а двигатели электровозов — 450 — 550 *квт*, напряжение 3 *кв*.

Наиболее распространены машины нормального типа (серия П), используемые как генераторы и двигатели на мощности от 0,15 до 200 *квт*. Скорости вращения их 2870—550 *об/мин*, причем более мощные машины — тихоходные. Номинальные напряжения этих машин от 110 до 460 *в*.

К. п. д. машин постоянного тока зависит от их мощности. Например, при мощности 100 *вт* к. п. д. составляет 62%, а при мощности 100 *квт* — 94%.

Недостатки машин постоянного тока связаны с так называемым щеточно-коллекторным узлом. При определенных условиях щетки могут искрить (см. § 16.8). Наличие щеточно-коллекторного узла снижает надежность и требует надзора за машиной, усложняет и удорожает ее конструкцию по сравнению с бесколлекторной машиной переменного тока. Кроме того, для питания двигателей постоянного тока необходимо дополнительное оборудование — выпрямители или генераторы постоянного тока, так как основной вид энергоснабжения промышленности — электроэнергия переменного тока.

§ 16.2. ПРИНЦИП УСТРОЙСТВА МАШИНЫ И ПОЛУЧЕНИЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Машина постоянного тока построена на использовании явления наведения э. д. с. в проводниках, движущихся в магнитном поле, и явления возникновения электромагнитных сил, действующих на проводники с током в магнитном поле.

Основными частями машины постоянного тока являются статор с магнитными полюсами, ротор с обмоткой и токособирающее (или щеточно-коллекторное) устройство. Статор предназначен для создания магнитного поля и является механическим остовом машины. Ротор с обмоткой в машине постоянного тока называют якорем. Якорь входит в состав магнитной цепи машины (рис. 16.1).

Магнитное поле неподвижно. Оно возбуждается либо постоянными магнитами, либо электромагнитами постоянного тока, которые укрепляются на статоре и называются полюсами возбуждения. Катушки электромагнитов соединяют последовательно так, чтобы полюсы $N-S$ на статоре чередовались. Соединенные таким образом катушки полюсов называют обмоткой возбуждения.

Медно-графитовые щетки укреплены в щеткодержателях и соединены с двумя зажимами якоря, к которым может быть присоединена внешняя цепь. Щеточно-коллекторное устройство осуществляет так называемый скользящий контакт с вращающейся обмоткой якоря и обеспечивает получение на зажимах машины постоянного по направлению напряжения (и тока).

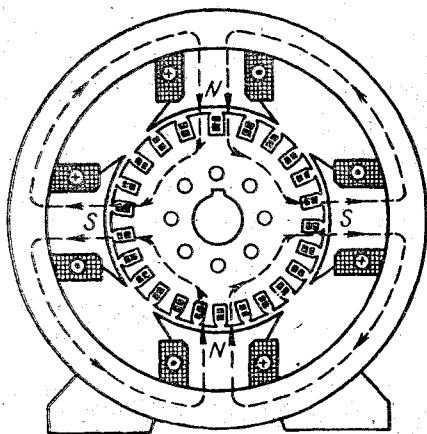


Рис. 16.1. Магнитная цепь четырехполюсной машины

Выясним роль щеточно-коллекторного устройства на примере работы модели двухполюсной машины с кольцевым якорем (рис. 16.2).

Такой якорь представляет собой стальное цилиндрическое кольцо с навитой на него спиралью из изолированного провода.

Пусть якорь приведен во вращение в указанном на рис. 16.2 направлении с постоянной скоростью, а внешняя цепь отключена от зажимов якоря. При вращении якоря в проводниках, лежащих

на внешней поверхности кольца и пересекающих линии магнитной индукции B_x между полюсами и якорем, наводится э. д. с. вращения $e_x = B_x l v$ (v — линейная скорость, l — длина проводника). Эти проводники называют активными. Проводники, расположенные на внутренней и торцовых сторонах кольцевого якоря, не пересекают магнитных линий и являются соединительными. Применяв правило правой руки для определения направления действия э. д. с. активных проводников, убедимся, что знаки э. д. с. во всех проводниках, движущихся под одноименными полюсами, одинаковы («кресты» или «точки»). Под северным и южным полюсами знаки э. д. с. противоположны. В активных проводниках, переходящих геометрически нейтралы, т. е. граничные линии на поверхности якоря посередине между смежными полюсами, э. д. с. не наводятся. В этих местах нормальная к поверхности якоря составляющая индукции B_0 поля полюсов в зазоре равна нулю. Это видно из рис. 16.3, где представлена развертка, соответ-

ствующая рис. 16.2, и построен график распределения индукции в зазоре вдоль поверхности якоря $B_0(x)$, являющийся также гра-

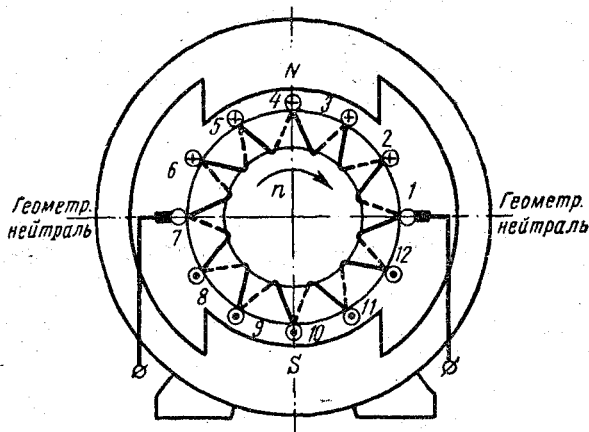


Рис. 16.2. Модель двухполюсной машины с кольцевым якорем

фиком э. д. с. проводников, так как $e_x \sim B_x$. Часть окружности якоря, занимаемая полем одного полюса возбуждения, называют полюсным делением τ .

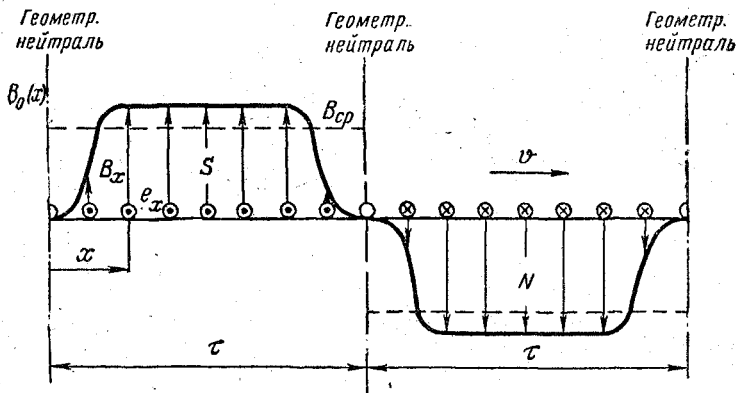


Рис. 16.3. Кривая поля полюсов $B_0(x)$ вдоль поверхности якоря двухполюсной машины

Обмотка якоря машины постоянного тока представляет собой замкнутый контур. Однако тока в нем не возникает, так как алгебраическая сумма мгновенных значений э. д. с. всех последовательно соединенных проводников обмотки равна нулю: машина выпол-

няется с равным числом проводников якоря под каждым полюсом, потоки полюсов одинаковы, полярность их чередуется.

Чтобы использовать во внешней цепи постоянную по направлению и максимальную по величине э. д. с. якоря, необходимо на геометрических нейтральных расположить щетки (см. рис. 16. 2). На рис. 16.2 предполагается, что для создания скользящего контакта с обмоткой на узкой полосе ее наружной поверхности изоляция удалена и щетки касаются проводников. Тогда, несмотря на то что все новые и новые проводники будут занимать места между щетками, направление э. д. с. в этих проводниках останется постоянным. Следовательно, суммарная э. д. с. проводников, включенных между соседними щетками, будет сохранять постоянное

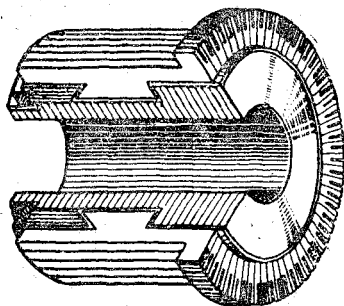


Рис. 16.4. Коллектор (разрез)

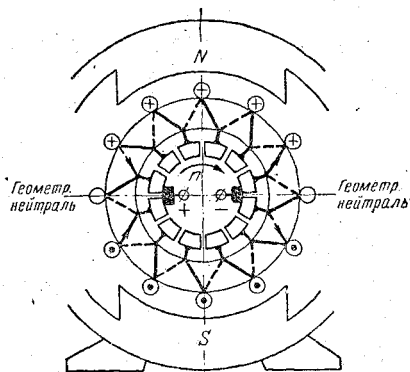


Рис. 16.5. Кольцевой якорь со спиральной обмоткой и коллектором двухполюсной машины

направление. В каждый момент времени величина э. д. с. определяется суммой мгновенных значений э. д. с. проводников между щетками. Между щетками находится несколько десятков и даже сотен проводников, равномерно распределенных по поверхности якоря. Поэтому изменение их положения при вращении якоря не влияет на мгновенное значение суммарной э. д. с. проводников: она практически постоянна. Если щетки установить не на геометрических нейтральных, а, например, между точками 3—9 или 6—12, то э. д. с. уменьшится (а между точками 4—10 она будет равна нулю), так как между щетками будут проводники с разными знаками э. д. с.

В действительности щетки касаются не оголенных проводников обмотки якоря, а медных пластин, изолированных одна от другой слюдяными прокладками, собранных в цилиндр — коллектор, как показано на рис. 16.4 и 16.5, и соединенных с соответствующими проводниками.

Выражение «щетки установлены на геометрической нейтрали» означает, что щетки касаются пластин коллектора, соединенных с проводниками, лежащими на нейтральных.

Машина может быть выполнена многополюсной, например четырехполюсной (рис. 16. 6).

Число щеток берут равным числу полюсов. Щетки, к которым встречно направлены суммарные э. д. с. проводников, находящихся под двумя соседними полюсами, являются положительными. Щетки одинаковой полярности соединяют шинками, которые в свою очередь присоединяются к двум зажимам якоря.

В результате наложения щеток обмотка якоря по отношению к его зажимам оказывается разделенной на параллельные ветви с одинаковыми э. д. с. ветвей. Из схем замещения обмоток якоря, представленных на рис. 16. 7 и 16. 8, видно, что э. д. с. E якоря равна

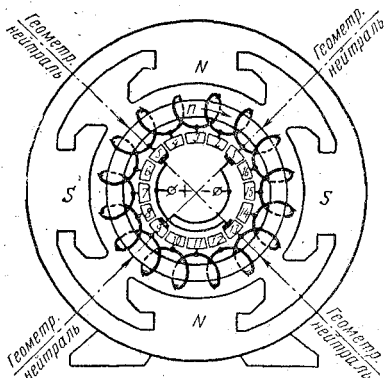


Рис. 16.6. Якорь с коллектором и щетками четырехполюсной машины

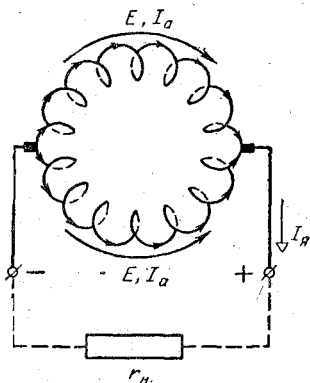


Рис. 16.7. Параллельные ветви обмоток якоря двухполюсной машины

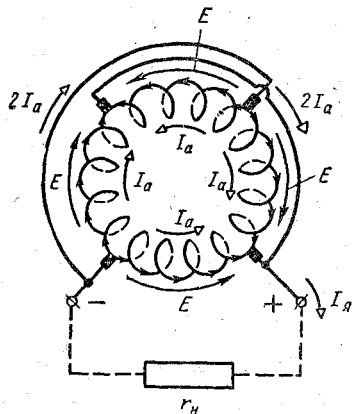


Рис. 16.8. Параллельные ветви обмоток якоря четырехполюсной машины

э. д. с. любой из параллельных ветвей. Эквивалентное сопротивление между зажимами якоря, образованное сопротивлениями параллельных ветвей обмотки, является внутренним сопротивлением якоря $r_{я}$. Обычно оно очень мало.

Токи ветвей I_a складываются, образуя ток якоря I_a . Например, в двухполюсной машине (см. рис. 16. 7) токи двух параллельных ветвей равны по $\frac{I_a}{2}$ в каждой, в четырехполюсной машине (см. рис. 16. 8) по $\frac{I_a}{4}$ (а в соединительных шинках — по $\frac{I_a}{2}$).

При схематическом изображении якоря щетки всегда переносят на поверхность якоря. Независимо от числа полюсов на принципиальных схемах машины постоянного тока показывают только две щетки, расположенные на диаметральных точках окружности якоря перпендикулярно к оси обмотки возбуждения (см., например, рис. 16.21).

§ 16.3. РАБОТА МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА В ГЕНЕРАТОРНОМ И ДВИГАТЕЛЬНОМ РЕЖИМАХ

Если к зажимам приведенного во вращение якоря присоединить сопротивление нагрузки, то э. д. с. E ветвей якоря создадут ток в цепи якоря. Машина будет работать в качестве генератора.

Напряжение U на его зажимах меньше э. д. с. E на величину падения напряжения во внутреннем сопротивлении якоря:

$$U = E - r_a I_a. \quad (16.1)$$

С появлением тока в проводниках обмотки якоря, находящегося в магнитном поле, возникают электромагнитные силы. Определим их направление. Для этого обратимся снова к рис. 16. 2 или 16. 5. Направление токов в проводниках обмотки якоря генератора такое же, как и направление вызвавших их э. д. с. По правилу левой руки найдем, что электромагнитные силы действуют в направлении, обратном указанному на рис. 16. 2 направлению вращения якоря генератора, создавая тормозной электромагнитный момент. Таким образом, чтобы получить от генератора ток, необходимо первичным двигателем вращать его якорь, преодолевая тормозной электромагнитный момент.

Подадим теперь на зажимы неподвижного якоря машины напряжение U от какого-либо источника. Напряжение вызовет ток I_a в цепи якоря. Примем направление тока в якоре таким, как на рис. 16.2. Выше мы установили, что при этом возникает электромагнитный момент, действующий в направлении, обратном движению часовой стрелки. Этот момент начнет вращать якорь, совершая механическую работу. Машина станет работать в качестве электродвигателя. Чтобы преодолеть сопротивление механической нагрузки на валу, электродвигатель должен потреблять электроэнергию от внешнего источника. Но во всяком вращающемся в магнитном поле якоре наводится э. д. с. вращения. Помня, что при указанном на рис. 16. 2 направлении токов якорь двигателя вращается против движения часовой стрелки, найдем (по правилу правой руки), что направление э. д. с. в якоре двигателя противоположно направлению тока. Поэ-

тому э. д. с. якоря двигателя часто называют противо-э. д. с. Приложенное к зажимам якоря двигателя напряжение уравновешивает противо-э. д. с. и падение напряжения на внутреннем сопротивлении якоря:

$$U = E + r_{я} I_{я}. \quad (16.2)$$

Таким образом, машина постоянного тока может работать как в качестве генератора, так и в качестве двигателя. В первом случае она преобразует механическую энергию первичного двигателя в электрическую энергию постоянного тока. В двигателе, наоборот, электрическая энергия преобразуется в механическую энергию. Во всякой электрической машине направление преобразования энергии может быть изменено на обратное. Это основное свойство электрической машины называется обратимостью.

§ 16.4. КОНСТРУКЦИЯ СОВРЕМЕННОЙ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Основные элементы конструкции машины постоянного тока показаны на рис. 16. 9.

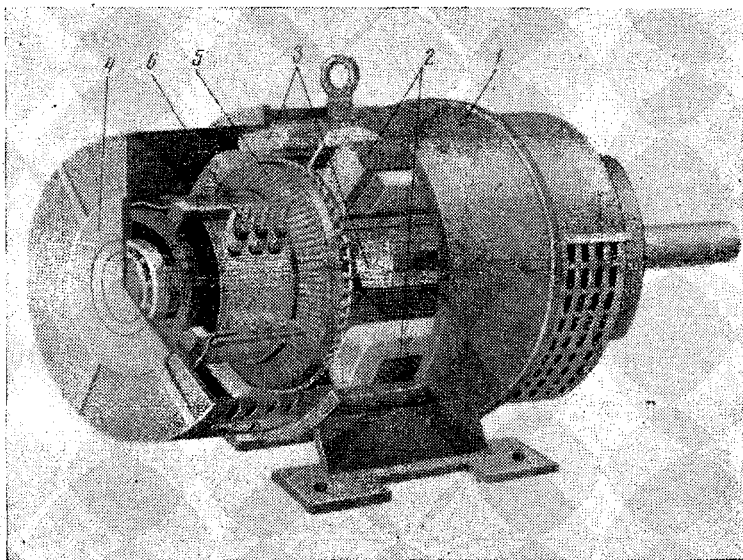


Рис. 16.9. Конструкция машины постоянного тока

Статор — это цилиндрическая станина 1, на внутренней поверхности которой укреплены главные полюсы 2 с катушками,

образующими обмотку возбуждения машины. Между главными полюсами находятся добавочные полюсы 3 со своими катушками. Назначение их будет рассмотрено в § 16. 8. Станина в машинах постоянного тока является не только механической основой конструкции, но и магнитопроводом. Так как потоки полюсов неизменны во времени, нет необходимости набирать станину из листов: у крупных машин она отливается, в машинах малой мощности выполняется из толстой листовой стали, свернутой в цилиндр и сваренной по шву.

Главные полюсы небольших машин отковывают из мягкой стали. Полюсы крупных машин обычно набирают из стальных пластин. Это облегчает изготовление полюса, а также уменьшает

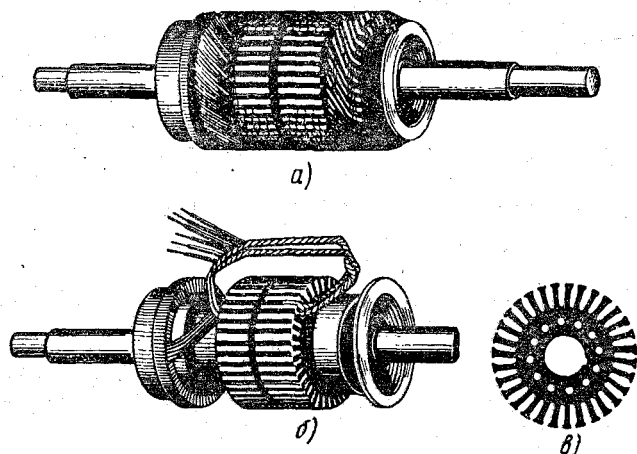


Рис. 16.10. Якорь в сборке (а), необмотанный барабан якоря с коллектором (б), лист сердечника (в)

вихревые токи в полюсных наконечниках (от некоторой пульсации потока вследствие зубчатости якоря). Полюсным наконечникам придают такую форму, чтобы распределение магнитной индукции под каждым полюсом получалось близким к трапециевидальному (см. рис. 16. 3).

В машинах малой и средней мощности к торцам станины прикреплены подшипники с шариковыми или роликовыми подшипниками, в которых вращается вал якоря 5. В мощных машинах подшипники иногда выносят на отдельные стояки. На щите со стороны коллектора укрепляют щеткодержатели со щетками 6.

Обмотки якорей современных машин постоянного тока — барабанные, двухслойные. На рис. 16. 10, а показан барабанный якорь машины постоянного тока.

Сердечник якоря (барабан) (рис. 16. 10, б) для уменьшения потерь от вихревых токов собирают из дисков (рис. 16. 10, в),

выштампованных из листовой электротехнической стали толщиной 0,5 мм. Диски изолируют друг от друга лаком. Диски с проштампованными в них отверстиями и пазами набирают в пакеты. Отверстия вокруг вала образуют вентиляционные каналы для охлаждения якоря.

В спиральной обмотке на кольцевом якоре, на примере которой легче уяснить принцип работы машины, больше половины длины провода обмотки является неактивной. Барабанная обмотка получается из спиральной путем вынесения неактивных частей каждого витка на барабан — в пазы внешней поверхности якоря под смежный полюс (рис. 16.10 и 16.11).

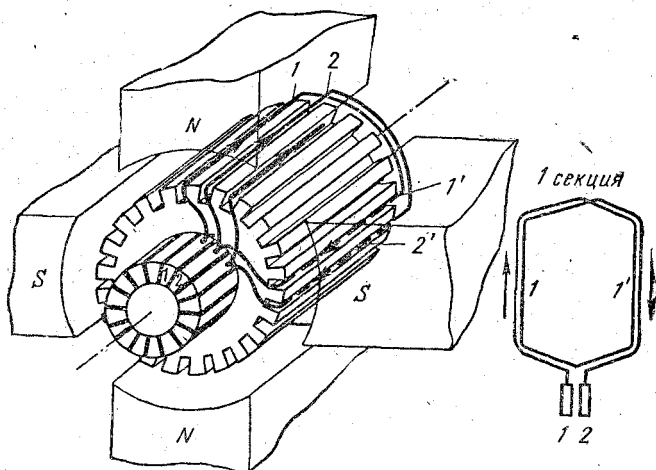


Рис. 16.11. Начало укладки двухслойной барабанной петлевой обмотки в пазы на поверхности якоря четырехполюсной машины

Благодаря этому обе части каждого витка (например, 1—1', 2—2') становятся активными и в них наводятся э. д. с., направленные согласно; э. д. с. всей обмотки почти удваивается. Неактивными остаются только торцовые или лобовые части витков. Для увеличения э. д. с. обмотки в каждую пару пазов якоря обычно укладывают не один (как показано на рис. 16.11), а несколько витков, образующих катушку якорной обмотки. Число витков в катушках определяется номинальным напряжением и мощностью машины.

Все катушки имеют одинаковую форму и одной своей стороной помещаются вверху одного паза, а другой — внизу другого паза (пунктир на рис. 16.11), отстоящего от первого на расстоянии полюсного деления. Поэтому обмотка называется *д в у х с л о й н о й*. Пазы якоря обычно имеют открытую или полузакрытую форму. В пазах обмотку закрепляют клиньями, лобовые части ее стягивают бандажами.

Часть обмотки, заключенная между двумя ближайшими по ходу обмотки коллекторными пластинами, называется с е к ц и е й обмотки (на рис. 16.11 показаны только две секции). Число секций и число коллекторных пластин одинаково. Секции присоединяют к коллектору по п е т л е в о й (как на рис. 16.11) или по в о л н о в о й (рис. 16.12) схеме.

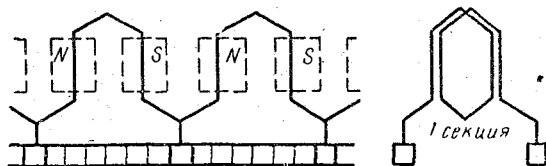


Рис. 16.12. Схема присоединения к коллектору секции волновой обмотки четырехполюсной машины

В петлевой обмотке параллельных ветвей столько же, сколько полюсов, в волновой обмотке — всегда две. Петлевые обмотки обычно применяются в мощных машинах, волновые обмотки — в машинах небольшой мощности.

На щитке машины указываются ее номинальные данные: мощность (электрическая мощность на зажимах — для генератора или механическая мощность на валу — для двигателя), напряжение, ток, скорость вращения, способ возбуждения, номер машины и марка завода-изготовителя.

§ 16.5. ЭЛЕКТРОДВИЖУЩАЯ СИЛА ЯКОРЯ.

ХАРАКТЕРИСТИКА НАМАГНИЧИВАНИЯ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В § 16.2 было показано, что э. д. с. якоря машины постоянного тока определяется как алгебраическая сумма мгновенных значений э. д. с. e_x проводников одной параллельной ветви обмотки якоря. Если общее число проводников якоря N , а число параллельных ветвей $2a$, то э. д. с. одной параллельной ветви

$$E = \sum_{x=1}^{\frac{N}{2a}} e_x = \sum_{x=1}^{\frac{N}{2a}} B_x l_a v = B_{\text{ср}} \frac{N}{2a} l_a v.$$

Здесь $B_{\text{ср}}$ — среднее значение магнитной индукции на полюсном делении;

$\frac{N}{2a}$ — число проводников одной параллельной ветви якоря;

l_a — длина якоря (активная длина одного проводника обмотки якоря);

$v = \frac{\pi D n}{60}$ — скорость движения проводников якоря (D — диаметр якоря).

Если щетки расположены на геометрических нейтральных, Φ (вб) обозначает магнитный поток одного полюса, $2p$ — число полюсов, а $\tau = \frac{\pi D}{2p}$ — полюсное деление, то

$$B_{\text{ср}} = \frac{\Phi}{\tau l_{\text{я}}}.$$

Учитывая это, запишем выражение для э. д. с. в виде

$$E = \frac{2p\Phi}{\pi D l_{\text{я}}} \cdot \frac{N l_{\text{я}}}{2a} \cdot \frac{\pi D n}{60}$$

или

$$E = c_E n \Phi, \quad (16.3)$$

где

$$c_E = \frac{pN}{60a}.$$

Таким образом, э. д. с. якоря машины постоянного тока пропорциональна скорости вращения якоря и магнитному потоку полюса машины. Полученное выражение справедливо как для генератора, так и для двигателя.

При постоянной скорости вращения якоря и отсутствии тока нагрузки (холостой ход генератора) поток полюса Φ_0 и соответствующая ему э. д. с. E_0 зависят только от тока возбуждения. Поэтому зависимость $E_0(I_{\text{в}})$, называемая характеристикой холостого хода

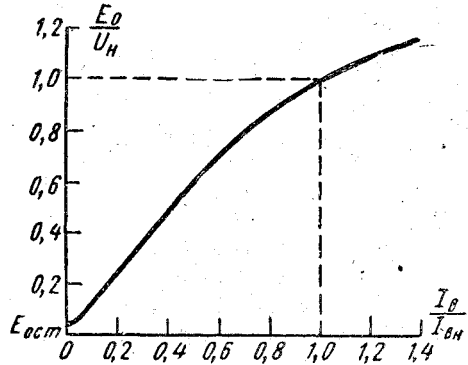


Рис. 16.13. Характеристика холостого хода генератора

генератора, является характеристикой магнитной цепи машины $\Phi_0(I_{\text{в}})$. Эти характеристики получают либо в результате расчета магнитной цепи, либо из опыта холостого хода генератора.

Опытная характеристика холостого хода, снятая при плавном изменении тока возбуждения от нуля до максимума и снова до нуля, представляет собой очень узкую петлю гистерезиса. Во всех расчетах ее представляют одной кривой в относительных единицах (рис. 16.13).

Наличие в магнитной цепи значительного воздушного зазора, который у мощных машин достигает 10 мм, существенно спрямляет характеристику холостого хода.

При отсутствии тока возбуждения в якоре все же наводится э. д. с. $E_{ост}$ от поля остаточного намагничивания машины. Величина ее составляет всего 2—3% от номинального напряжения, однако, как будет показано дальше, для генераторов она имеет важное значение.

§ 16.6. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ

Выше было установлено, что в генераторе механическая энергия первичного двигателя преобразуется в электрическую энергию.

Вращение якоря с постоянной угловой скоростью $\Omega = \frac{2\pi n}{60}$ означает, что вращающий момент первичного двигателя равен электромагнитному моменту сопротивления генератора:

$$M_{вр} = M_{эм}.$$

Так как произведение момента на угловую скорость равно мощности, то механическая мощность двигателя равна электромагнитной мощности генератора:

$$P_{мех} = M\Omega = P_{эм}. \quad (16.4)$$

Умножив уравнение (16.1) на ток $I_я$, получим уравнение баланса мощностей цепи якоря генератора:

$$EI_я = UI_я + r_я I_я^2.$$

Правая часть уравнения выражает мощность нагрузки и электрические потери мощности в обмотке якоря. Их сумма равна $EI_я$ — мощности, получаемой от первичного двигателя при преобразовании его механической энергии в электрическую.

Величина

$$EI_я = M\Omega = P_{эм}, \quad (16.5)$$

называемая электромагнитной мощностью машины, характеризует скорость процесса преобразования энергии.

Для электродвигателя баланс мощностей цепи якоря получим, умножив уравнение (16.2) на ток $I_я$:

$$UI_я = EI_я + r_я I_я^2.$$

Это уравнение означает, что мощность $UI_я$ поступления энергии в якорь электродвигателя от внешнего источника равна электромагнитной мощности и мощности потерь в обмотке якоря. Электромаг-

нитная мощность $E I_a$, равна механической мощности вращения якоря:

$$E I_a = M \Omega.$$

Выражение для электромагнитного момента в килограмм-метрах ($1 \text{ кг} \cdot \text{м} = 9,8 \text{ дж} = 9,8 \text{ н} \cdot \text{м}$) получим из (16.5) и (16.3):

$$M = \frac{E I_a}{9,8 \Omega} = \frac{\rho \frac{N}{60 a} n \Phi I_a}{9,8 \cdot \frac{2 \pi n}{60}} = c_M I_a \Phi, \quad (16.6)$$

где

$$c_M = \frac{\rho N}{9,8 \cdot 2 \pi a}.$$

Таким образом, электромагнитный момент машины постоянного тока пропорционален току якоря

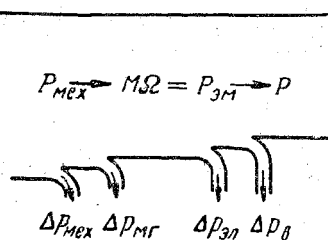


Рис. 16.14. Энергетическая диаграмма генератора

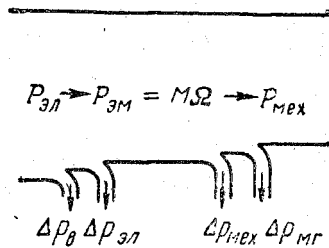


Рис. 16.15. Энергетическая диаграмма двигателя

и результирующему потоку каждого полюса. Он является тормозящим в генераторах и вращающим в двигателях.

Работа машины постоянного тока сопровождается различного рода потерями энергии и нагревом ее частей. К этим потерям относятся:

- $\Delta p_{эл}$ — электрические потери во внутренней цепи якоря от тока нагрузки;
- $\Delta p_{мех}$ — потери от трения в подшипниках и о воздух, обычно составляющие 1—2% (механические потери);
- $\Delta p_{мг}$ — потери в магнитной цепи (якоря) от гистерезиса и вихревых токов, составляющие 1—3%;
- $\Delta p_в$ — потери на возбуждение или самовозбуждение, т. е. электрические потери в цепи обмотки возбуждения (составляют от 0,5 до 7%).

Энергетический баланс машин иллюстрируют диаграммами преобразования мощности, показанными на рис. 16.14 для генератора и на рис. 16.15 для двигателя.

К. п. д. машины зависит от ее мощности (см. § 16.1).

Нагревание различных частей машины характеризуется мощностью потерь: $\Delta p_{\text{мг}}$ определяет нагрев стальных листов якоря, а $\Delta p_{\text{эл}}$ — нагрев проводников обмоток якоря.

При работе температура машины повышается и может достигнуть величины, опасной для изоляции обмоток. Во избежание этого ограничивают верхний предел потерь и улучшают условия отвода тепла.

Для лучшего отвода тепла почти все машины снабжаются вентиляторами, насаженными на вал якоря. Ограничение верхнего предела потерь в случае длительной работы обеспечивается при условиях, не превышающих номинальные или паспортные данные (см. конец § 16.4), а в случаях необходимых перегрузок — не превышающих определенных коротких интервалов времени.

§ 16.7. МАГНИТНОЕ ПОЛЕ МАШИНЫ ПРИ НАГРУЗКЕ. РЕАКЦИЯ ЯКОРЯ

При холостом ходе генератора магнитное поле в нем создается только обмоткой возбуждения полюсов (рис. 16.16, а).

Появление тока в проводниках якоря при нагрузке сопровождается возникновением магнитного поля якоря. Поскольку направление токов в проводниках между щетками неизменно, поле вращающегося якоря оказывается неподвижным относительно щеток и полюсов возбуждения. Обмотка якоря становится аналогичной соленоиду, ось которого совпадает с линией щеток. Ось поля якоря всегда совпадает с линией щеток, что видно из рис. 16.16, б. Поэтому, когда щетки установлены на геометрических нейтральных, поле якоря является поперечным по отношению к полю возбуждения; влияние поля якоря на поле возбуждения называется поперечной реакцией якоря.

Построив для этого случая картину результирующего поля машины наложением поля якоря на поле полюсов (рис. 16.16, в), найдем, что ось результирующего поля поворачивается относительно геометрической оси главных полюсов. Распределение индукции B_x в зазоре под полюсами становится несимметричным относительно оси полюсов: под сбегающей половиной каждого полюса генератора индукция увеличивается, под набегающей — уменьшается.

Линии поля, проходящие через те точки поверхности якоря, где результирующая индукция $B_x = 0$, т. е. через физические нейтралы, поворачиваются относительно геометрических нейтралей, тогда как при холостом ходе физические и геометрические нейтралы совпадают.

В генераторе физические нейтралы смещаются в сторону направления вращения якоря (см. рис. 16.16, в). При том же направлении тока в якоре, но при работе машины двигателем электромагнитный момент будет вращать якорь в обратную сторону. Следовательно,

в двигателе физические нейтрали смещаются в сторону, обратную направлению вращения якоря.

Рис. 16.16 может иллюстрировать также возникновение электромагнитного момента как результат взаимодействия полюсов якоря с полюсами возбуждения.

Сравним поток, проходящий из полюса через зазор в якорь, при холостом ходе и при нагрузке.

В случае линейной (ненасыщенной) магнитной цепи несимметрия поля не изменяет величины результирующего потока полюса, так как насколько поток якоря уменьшает поток полюса под одной половиной полюсного наконечника, настолько же он увеличивает его под другой половиной. Однако при больших нагрузках наступает насыщение и увеличение магнитного сопротивления зубцов якоря и того края полюсного наконечника, где потоки якоря и полюса складываются. От увеличения магнитного сопротивления этих участков поток возбуждения, проходящий через них, уменьшается.

Таким образом, реакция якоря в машине постоянного тока приводит к искажению поля под полюсами, а при большой нагрузке — и к уменьшению потока полюсов. Вследствие этого в генераторе уменьшаются э. д. с. и напряжение на его зажимах (см. рис. 16.23), а в двигателе уменьшается электромагнитный момент и изменяется скорость враще-

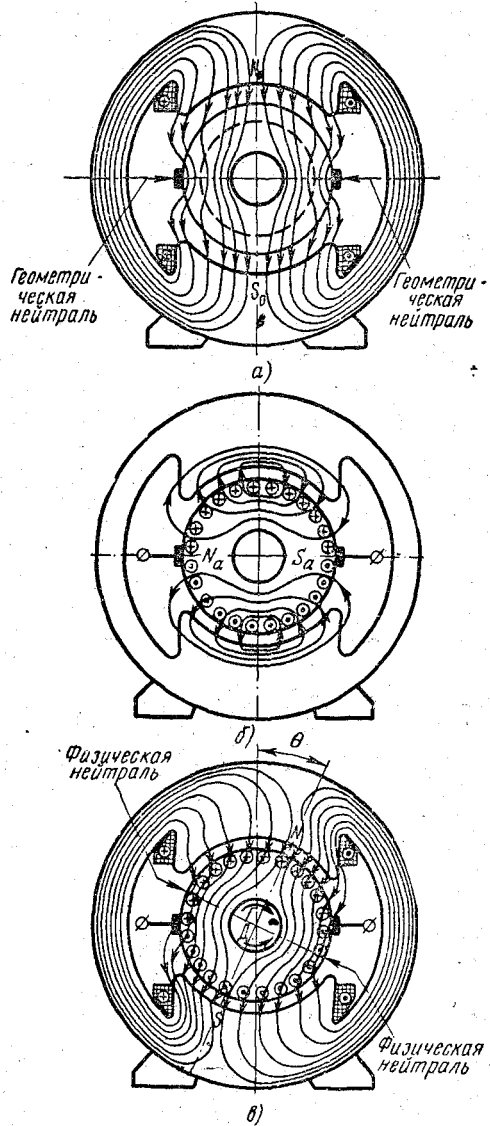


Рис. 16.16. Магнитные поля:

а — полюсов; б — якоря; в — результирующее

ния (см. § 16.13). Чтобы ослабить эти действия потока якоря, увеличивают магнитное сопротивление на его пути: выбирают относительно большой воздушный зазор и большие значения индукции в зубцах якоря. В связи с этим приходится увеличивать намагничивающую силу полюсов возбуждения машины.

В современных машинах постоянного тока уменьшение потока возбуждения от поперечной реакции якоря при нагрузках до номинальной практически невелико (см. рис. 16.23), что позволяет в дальнейшем пренебрегать этим влиянием.

Сильное искажение поля в мощных машинах может быть причиной электрических поверхностных разрядов на коллекторе, которые при соответствующих условиях могут привести к опасной аварии — «круговому огню», т. е. электрической дуге, замыкающей накоротко коллекторные пластины и соответствующие секции обмотки.

Для устранения искажения поля от поперечного потока якоря в мощных машинах (свыше 500 *квт*) применяется специальная компенсационная обмотка. Она укладывается в пазы, выштампованные в полюсных наконечниках, и включается последовательно с якорем так, чтобы создаваемый ею поток был по величине равен и противоположен по направлению потоку якоря в зоне полюсов.

§ 16.8. ИСКРЕНИЕ НА КОЛЛЕКТОРЕ. КОММУТАЦИЯ

Работа машин постоянного тока может сопровождаться искрением на коллекторе, когда на краях щеток возникает местный искровой разряд. Считают, что искрение практически отсутствует, если оно проявляется в виде ряда слабо светящихся точек не более чем у половины всех щеток. При более интенсивном искрении начинается разрушение поверхности коллектора и щеток, в результате чего увеличивается переходное сопротивление скользящего контакта между ними, начинается местный перегрев и дальнейшее разрушение щеток и поверхности коллектора. Искрение создает помехи радиоустройствам. Оно недопустимо для машин, работающих во взрывоопасных средах (шахты).

Искрение связано либо с механическими недостатками машины, либо вызывается электромагнитными процессами в обмотке якоря при коммутации.

В первом случае искровой разряд образуется при отрыве щетки от поверхности коллектора вследствие плохой механической обработки коллектора, эксцентричного расположения его на валу, плохого закрепления щеток и щеткодержателей, неправильного выбора сорта щеток, давления пружины на щетку и т. п. Возникающий при отрыве щетки от коллектора внезапный разрыв цепи якоря постоянного тока, обладающей значительной индуктивностью, вызывает резкое повышение напряжения в месте разрыва, последующий пробой воздушного слоя и образование электрической дуги.

Причиной искрения может быть неудовлетворительная коммутация. Коммутацией называется процесс переключения секций обмотки якоря из одной параллельной ветви в другую. Этот процесс совершается быстро и непрерывно с помощью неподвижных щеток и коллектора, вращающегося вместе с обмоткой якоря. Переключение секций связано с изменением направления тока в них (рис. 16.17), причем во время коммутации щетка замыкает коммутируемую секцию накоротко. При последующем размыкании секции возможно образование искрового разряда между щеткой и коллекторной пластиной.

Проследим процесс коммутации с помощью рис. 16.17 и выясним характер изменения тока в коммутируемой секции.

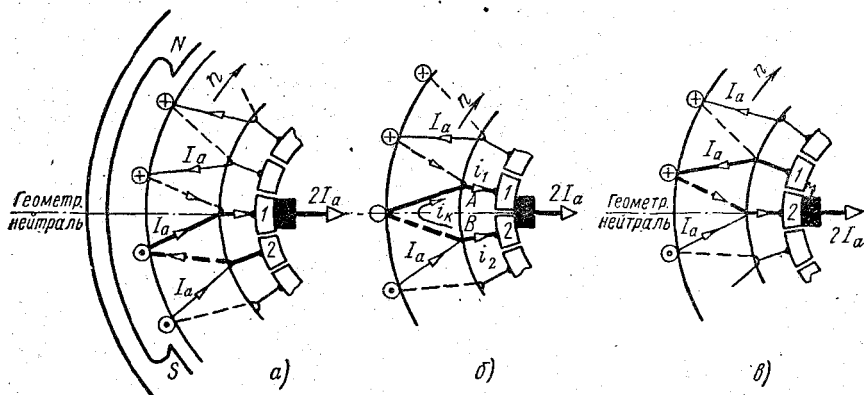


Рис. 16.17. Процесс переключения секций обмотки якоря из одной ветви в другую

Примем для простоты, что ширина щетки равна ширине коллекторной пластины (в действительности щетка в 2—3 раза шире пластины).

Когда с неподвижной щеткой соприкасается только пластина 1, ток в рассматриваемой секции 1—2, выделенной утолщенными линиями, равен току ветви I_a (рис. 16.17,а). После поворота якоря на одну пластину со щеткой полностью соприкасается пластина 2, а ток в этой секции имеет прежнюю величину, но обратное направление ($-I_a$), так как секция перешла в другую параллельную ветвь (рис. 16.17,в).

В промежуточном положении щетка перекрывает обе пластины и коммутируемая секция замыкается накоротко (рис. 16.17,б). Токи ветвей (I_a и $-I_a$), подходя к узлам А и В, разветвляются: одна часть (i_1 — через пластину 1, i_2 — через пластину 2) непосредственно идет к щетке, другая часть (i_k) проходит через коммутируемую секцию и вновь подходит к щетке. Соотношение между токами i_k , i_1 и i_2 непрерывно изменяется, но, очевидно, $i_1 + i_2 = 2I_a$.

В коммутируемой секции возникают различные э. д. с. Во-первых при изменении тока в коммутируемой секции возникает э. д. с. самоиндукции и взаимоиндукции e_L :

$$e_L = -L \frac{di_k}{dt},$$

где L — полная индуктивность секции*.

Э. д. с. e_L стремится поддержать прохождение тока i_k в направлении, которое имел ток I_a ветви до переключения секции, т. е. за-

держать его изменение (см. рис. 16.18, где условно изображена часть якоря генератора и показано направление э. д. с. и токов в ней).

Во-вторых, в коммутируемой секции наводится э. д. с. вращения e_a от поля якоря Φ_a , так как ось потока якоря всегда совпадает с линией щеток (см. § 16.7). За короткий период коммутации секция поворачивается на очень небольшой угол и можно считать, что эта э. д. с. остается неизменной и равной $e_a = B_a l v$. Чем больше поток якоря, скорость его вращения и число витков в секции ($l \approx w_c$), тем больше величина e_a . Направление э. д. с. e_a одинаково с э. д. с. e_L . В этом можно убедиться, определив по правилу правой руки направление э. д. с. e_a

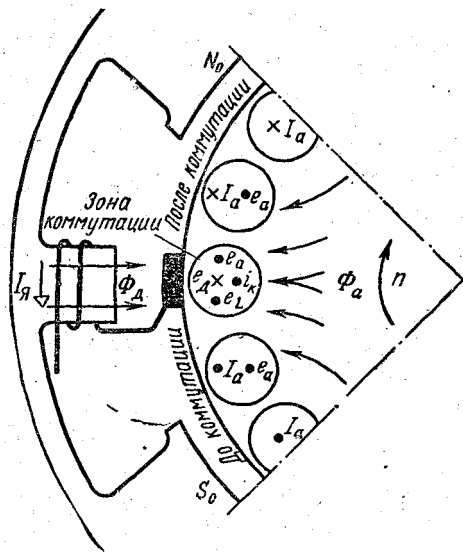


Рис. 16.18. Схема, поясняющая направления э. д. с. и токов в коммутируемой секции и выбор полярности добавочных полюсов

в проводниках коммутационной зоны, пересекающих поток Φ_a в указанном на рисунке направлении.

Таким образом, э. д. с. $e_L + e_a$ вызывает в замкнутой секции увеличение тока i_k . Его изменение в начале периода коммутации T_k замедлено (рис. 16.19,а). К моменту отрыва пластины l от щетки ток i_k может не успеть принять значение тока в новой ветви ($-I_a$) и, следовательно, ток i_l через пластину l не успеет уменьшиться до нуля и будет принудительно прерван. Вследствие этого в секции наводится большая э. д. с. самоиндукции, быстро нарастает

* Так как в действительности щетка замыкает не одну, а две-три пластины, то в коммутации участвуют почти одновременно еще две-три секции, которые оказывают влияние на рассматриваемую секцию.

напряжение на разрыве и происходит пробой слоя воздуха в виде искрового разряда между краем щетки и коллекторной пластины.

Искровой разряд будет возникать при отрыве каждой последующей пластины коллектора от щетки, что воспринимается наблюдателем как непрерывное искрение, сопровождающееся характерным треском. Искрение усиливается при увеличении скорости вращения (растет э. д. с. e_a), при резких изменениях тока якоря — толчки нагрузки, реверсирование (растет э. д. с. e_L).

Для ликвидации искрения необходимо скомпенсировать э. д. с. e_L и e_a , создав дополнительную э. д. с. e_d каким-либо внешним полем. Можно показать, что если в коммутируемой секции сумма э. д. с. равна нулю, то ток i_k в секции изменяется по линейному закону (рис. 16.19, б). К моменту отрыва пластины 1 от щетки ток i_1 уменьшается до нуля (пропорционально площади соприкосновения пластины 1 со щеткой), поэтому разрыва цепи с током i_1 не происходит и коммутация не сопровождается искрением.

Э. д. с. e_d создается полем добавочных полюсов, расположенных между главными полюсами машины (рис. 16.20). Оси добавочных полюсов проходят через геометрические нейтральные, на которых установлены щетки.

Для компенсации э. д. с. e_a , а следовательно, и э. д. с. e_L , имеющей то же направление, магнитный поток добавочных полюсов должен быть направлен навстречу потоку якоря.

С увеличением нагрузки машины растет ток и поток якоря, соответственно увеличиваются э. д. с. e_a и e_L , для компенсации которых должно усиливаться поле добавочных полюсов. Поэтому катушки добавочных полюсов включаются последовательно в цепь якоря (см. рис. 16.20).

При $e_d > e_L + e_a$ коммутация получается ускоренной. Небольшое ускорение коммутации обычно не вызывает искрения щеток.

Все современные машины постоянного тока мощностью от 1 кВт и выше имеют добавочные полюсы. В машинах малой мощности

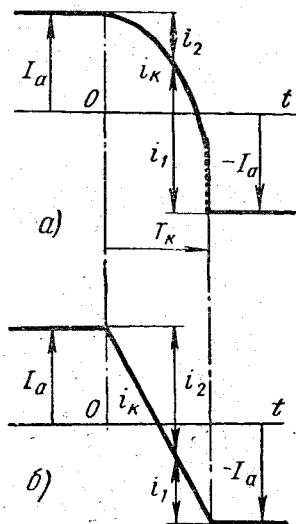


Рис. 16.19. Замедленная (а) и прямолинейная (б) коммутация

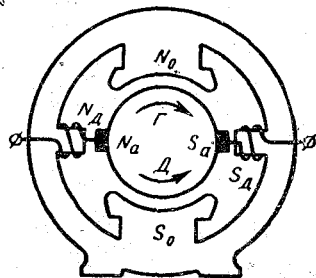


Рис. 16.20. Включение обмоток добавочных полюсов

при их работе с постоянной нагрузкой и без реверсирования для улучшения коммутации щетки иногда сдвигают в сторону физических нейтралей.

Материал щетки, его удельное электрическое сопротивление также влияют на характер коммутации. Поэтому марка щеток (особенно для машин малой мощности, где добавочных полюсов обычно не ставят) выбирается в зависимости от типа машины и условий ее работы.

В последнее время с целью улучшения коммутации разрабатывается конструкция якоря без пазов. Обмотка укладывается на гладкой поверхности якоря, бандажируется, пропитывается эпоксидной смолой и запекается.

Так как проводники обмотки окружены немагнитной средой (от поверхности стали якоря до полюса расстояние возрастает примерно до 30 мм), то значительно уменьшается индуктивность секции и индукция потока якоря. Это ведет к снижению наводимых в коммутируемой секции э. д. с. e_L и e_a и безыскровой коммутации, которая в ряде случаев обеспечивается даже без применения добавочных полюсов.

Конечно, это улучшение коммутации и повышение надежности машины вызывает необходимость увеличения намагничивающей силы полюсов (велик немагнитный слой якоря) и, следовательно, потерь на возбуждение.

§ 16.9. СПОСОБЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

Цепь возбуждения и цепь якоря в машинах постоянного тока по отношению к сети могут быть включены параллельно, последовательно и независимо одна от другой.

В соответствии с этим различают генераторы и двигатели независимого, параллельного, последовательного и смешанного возбуждения. Часто машины параллельного возбуждения называют шунтовыми, машины последовательного возбуждения — серийными, а машины смешанного возбуждения — компаундными.

Генераторы параллельного, последовательного и смешанного возбуждения являются генераторами с собственным возбуждением или с самовозбуждением: энергия, необходимая для возбуждения их полюсов, поступает из якоря самого генератора.

В машинах независимого возбуждения цепь возбуждения включается на напряжение постороннего источника (аккумулятора, выпрямителя и т. д.) (рис. 16.21,а). В машинах малой мощности, порядка десятков — сотен ватт, поток возбуждения может создаваться постоянными магнитами.

В машинах параллельного возбуждения обмотка возбуждения включается параллельно цепи обмотки якоря (рис. 16.21,б); для уменьшения потерь в обмотке возбуждения такой машины целесо-

образно уменьшить ток возбуждения, увеличив сопротивление катушек главных полюсов. Чтобы создать необходимую н. с. возбуждения машины, обмотка полюсов должна иметь большое число витков, поэтому она выполняется из сравнительно тонкого провода и имеет большое сопротивление. Номинальный ток возбуждения шунтовой машины составляет 1—5% от номинального тока якоря, причем меньшая цифра относится к мощным машинам.

В машинах последовательного возбуждения обмотка возбуждения соединена с якорем последовательно (рис. 16.21,а), поэтому она рассчитывается на полный ток якоря. Число витков катушек возбуждения невелико, они выполняются из проводов большого сечения, сопротивление обмотки незначительно.

В машинах смешанного возбуждения на главных полюсах имеется по две катушки: одна из них принадлежит параллельной обмотке, другая — последовательной (рис. 16.21,б).

Схема возбуждения магнитного поля машины определяет особенности ее работы.

Работа генераторов характеризуется четырьмя основными величинами: током возбуждения, напряжением на зажимах якоря, током якоря и скоростью вращения. Скорость вращения генератора обычно поддерживается постоянной. Изменение остальных величин удобно анализировать с помощью графиков — характеристик.

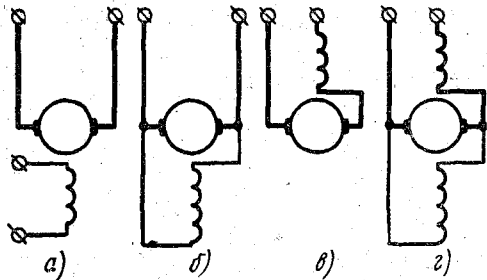


Рис. 16.21. Схемы возбуждения машин постоянного тока

§ 16.10. ГЕНЕРАТОР НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

На рис. 16.22 приведена схема генератора независимого возбуждения, позволяющая снять все его характеристики.

Характеристика холостого хода $E_0(I_B)$ снимается при $I_A = 0$ и $n = n_n = \text{const}$ (см. рис. 16.13). Она же является и магнитной характеристикой машины.

Внешняя характеристика представляет собой зависимость напряжения на зажимах якоря от тока нагрузки: $U(I)$ при $n = n_n = \text{const}$ и $r_B = \text{const}$, что для рассматриваемого генератора соответствует и $I_B = \text{const}$.

Внешняя характеристика (кривая 1 на рис. 16.23) показывает, что напряжение на зажимах нерегулируемого генератора при увеличении тока нагрузки понижается. Понижение напряжения происходит из-за увеличения падения напряжения на внутренних со-

противления цепи якоря, а при большой нагрузке и уменьшения э. д. с. E вследствие реакции якоря:

$$U = E - r_a I.$$

Сопrotивление цепи якоря r_a машины, кроме внутреннего сопротивления якоря, включает в себя последовательно соединенные сопротивление скользящих контактов между коллектором и щетками и сопротивление специальных обмоток (например, обмотки дополнительных полюсов, последовательной обмотки).

Внешняя характеристика имела бы вид пунктирной прямой на рис. 16.23, если бы э. д. с. E при нагрузке не изменялась: $E =$

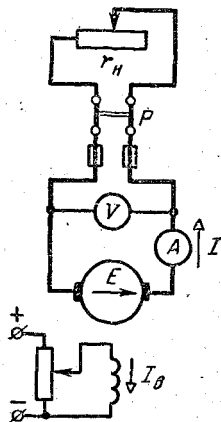


Рис. 16.22. Схема генератора независимого возбуждения

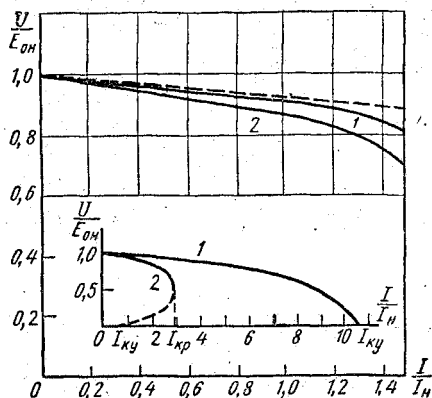


Рис. 16.23. Внешние характеристики генераторов:

1 — независимого возбуждения; 2 — параллельного возбуждения

$= E_0 = \text{const.}$ Вследствие поперечной реакции якоря результирующий поток возбуждения, следовательно, э. д. с. якоря заметно уменьшаются только при нагрузках, больших номинальной.

При номинальной нагрузке напряжение генератора на 8—10% меньше напряжения холостого хода.

При уменьшении сопротивления нагрузки до нуля машина переходит в режим короткого замыкания; при этом ток в якоре достигает очень большого значения $I_{кз} = \frac{E}{r_a}$, опасного для целостности обмотки, коллектора и щеток (см. рис. 16.23).

Электрическую машину защищают от коротких замыканий и перегрузок быстродействующими устройствами защиты, отключающими цепь через 0,01—0,05 сек при токе выше допустимого.

Величину кратковременно допустимого тока, равного обычно (1,5—2) I_n , определяют из соображений безопасного для машины нагрева и искрения щеток.

Для поддержания постоянства напряжения генератора необходимо регулировать ток возбуждения. Зависимость тока возбуждения от тока нагрузки $I_b (I)$ при $U = \text{const}$ и $n = \text{const}$ называется регулировочной характеристикой (рис. 16.24).

Генераторы независимого возбуждения применяются в тех случаях, когда необходимо регулирование напряжения от значений, близких к нулю, до номинальной величины, а также изменение знака напряжения. Это имеет место при регулировании скорости вращения и реверсировании двигателей с помощью изменения подводимого к ним напряжения, осуществляемого по схеме генератор — двигатель (см. ниже) в приводах прокатных станков, экскаваторов, в системах автоматического регулирования, на кораблях, самолетах и т. д.

Независимое возбуждение имеют также генераторы высокого напряжения и тахогенераторы. Последние часто выполняются с постоянными магнитами.

Генераторы с постоянными магнитами имеют характеристики генератора с нерегулируемым независимым возбуждением.

Необходимость отдельного источника питания обмотки возбуждения в ряде случаев является недостатком генераторов независимого возбуждения. Поэтому чаще применяются самовозбуждающиеся генераторы.

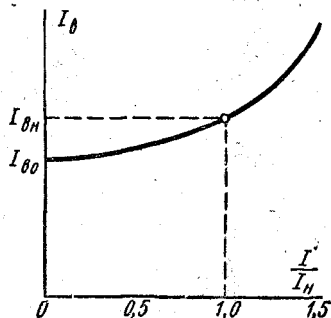


Рис. 16.24. Регулировочная характеристика генератора

§ 16.11. ГЕНЕРАТОРЫ С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ

При самовозбуждении ток для питания обмотки возбуждения генератора поступает из якоря. Самовозбуждение возможно как при параллельном, так и при последовательном соединении обмотки с якорем.

В генераторе параллельного возбуждения (рис. 16.25) самовозбуждение осуществляется до включения нагрузки — при холостом ходе. Прежде всего для самовозбуждения необходимо наличие хотя бы очень слабого магнитного поля.

Если обмотка возбуждения машины была возбуждена, в ее магнитной цепи сохраняется небольшая остаточного потока намагничивания, составляющий 2—3% от номинального потока машины. В этом случае процесс возбуждения протекает следующим образом. При вращении якоря с номинальной скоростью остаточное поле наводит в его обмотке небольшую э. д. с. Под действием этой э. д. с.

в цепи обмотки возбуждения возникает ток, который при соответствующем подсоединении обмотки возбуждения к зажимам якоря увеличивает потоки полюсов. Наводимая в якоре э. д. с. возрастает, что ведет к дальнейшему увеличению тока в обмотке возбуждения, потока и э. д. с. Рост э. д. с. E_0 от тока возбуждения машины с насыщением магнитной цепи замедляется (рис. 16.26). Падение напряжения на обмотке возбуждения характеризуется прямой $U_B = r_B I_B$, поэтому, когда оно становится равным э. д. с. якоря, процесс самовозбуждения заканчивается:

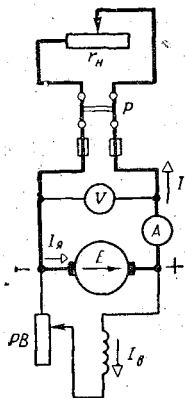


Рис. 16.25. Схема генератора параллельного возбуждения

$$U_0 = E_0 = r_B I_{B1}$$

(считая, что $r_A I_B \approx 0$).

На рис. 16.26 этому состоянию соответствует точка A пересечения кривой $E_0(I_B)$ с прямой $U_B = r_B I_B$. Слева от точки A значение E_0 больше, чем $r_B I_B$, т. е. ток возбуждения будет увеличиваться. Справа от точки A также невозможно устойчивое состояние, когда э. д. с. якоря, вызывающая ток, меньше падения напряжения в цепи возбуждения.

Необходимо отметить, что в результате ударов и сотрясений (например, при длительных перевозках по железным дорогам) магнитная цепь машины может практически полностью размагнититься. Для получения поля остаточного намагничивания нужно пропустить ток через обмотку возбуждения от внешнего источника.

Вторым условием самовозбуждения является соответствие присоединения обмотки возбуждения к якору и направления его вращения. В противном случае ток от остаточной э. д. с. создаст поток, направленный навстречу остаточному полю полюсов. Если при уменьшении сопротивления в цепи возбуждения нет напряжения на зажимах вращающегося якоря, то надо изменить или полярность присоединения концов обмотки возбуждения, или направление вращения машины.

Рассмотрим третье условие самовозбуждения.

Угол наклона прямой $U_B = r_B I_B$ к оси абсцисс определяется сопротивлением r_B . С его увеличением точка пересечения прямой $U_B(I_B)$

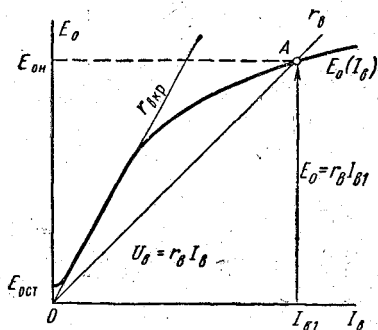


Рис. 16.26. Установившееся значение э. д. с. E_0 при $r_B = \text{const}$

с характеристикой $E_0(I_B)$ перемещается к началу характеристики. Можно считать, что одна из прямых совпадает с линейной частью характеристики холостого хода. При этом точка пересечения не определена, напряжение на зажимах генератора неустойчиво и практически не превышает величины э. д. с. остаточного намагничивания. Сопротивление цепи возбуждения, соответствующее линейной части характеристики холостого хода, называется критическим. Следовательно, сопротивление цепи возбуждения генератора должно быть меньше критического.

Из рис. 16.26 видно, что в генераторе параллельного возбуждения плавное регулирование напряжения возможно лишь на нелинейном участке характеристики холостого хода в пределах от $50 \div 70$ примерно до $110\% U_n$.

Сказанное относится к вращению якоря генератора с номинальной скоростью. Так как э. д. с. якоря пропорциональна скорости его вращения, то генератор может не возбудиться до номинального напряжения даже при минимальном сопротивлении цепи возбуждения, если его якорь вращать с пониженной скоростью.

Внешняя характеристика генератора параллельного возбуждения $U(I)$ при $r_B = \text{const}$ и $n = n_n = \text{const}$ (см. рис. 16.23, кривая 2) отличается от внешней характеристики генератора независимого возбуждения (кривая 1) более крутым спадом напряжения на зажимах генератора вследствие уменьшения тока возбуждения при понижении напряжения. Снижение напряжения при номинальной нагрузке составляет $10-18\%$ от $E_{0н}$.

При дальнейшем плавном уменьшении сопротивления нагрузки снижение напряжения происходит так быстро, что ток нагрузки, достигнув наибольшего значения $I_{кр}$ (его иногда называют критическим), самопроизвольно начинает уменьшаться вместе с резким снижением напряжения до нуля. При этом генератор «сбрасывает нагрузку», переходя в режим у с т а н о в и в ш е г о с я к о р о т к о г о з а м ы к а н и я ($U = 0$).

Установившийся ток короткого замыкания $I_{к.у}$ определяется лишь действием э. д. с. якоря, создаваемой потоком остаточного намагничивания. Обычно ток $I_{к.у}$ меньше номинального тока генератора. Однако в переходных режимах, например при внезапном коротком замыкании в цепи якоря, ток якоря через очень короткий промежуток времени (доли секунды) достигает величины, в $20-30$ раз большей значения установившегося тока короткого замыкания. Несмотря на внезапное уменьшение напряжения до нуля, ток возбуждения и, следовательно, поток машины не могут исчезнуть сразу. Поэтому в якоря некоторое время существует достаточно большая э. д. с., которая и вызывает бросок тока в цепи якоря. При этом резко увеличивается электромагнитный момент, создающий механические напряжения, опасные для вала и приводного двигателя, усиливается искрение щеток, которое может привести к круговому огню на коллекторе.

Очевидно, что внезапное короткое замыкание так же опасно для генератора параллельного возбуждения, как и для генератора независимого возбуждения. Поэтому защита генераторов должна быстро отключить цепь якоря, как только ток якоря возрастет до значения $(1,5 \div 2)I_H$.

Генератор последовательного возбуждения (см. рис. 16.21, в) возбуждается только при нагрузке. С увеличением тока нагрузки поток генератора, его э. д. с. и напряжение сначала растут. Однако при больших нагрузках с насыщением магнитной цепи рост потока почти прекращается; вследствие увеличения внутреннего падения напряжения и размагничивающего действия реакции якоря напряжение на зажимах нагрузки

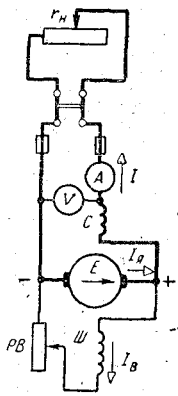


Рис. 16.27. Схема генератора смешанного возбуждения

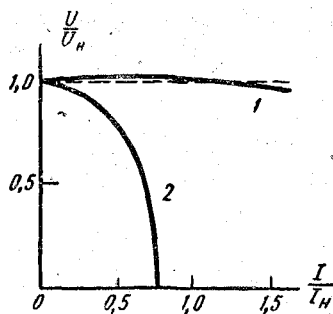


Рис. 16.28. Внешние характеристики генератора смешанного возбуждения

падает. Подобная зависимость напряжения генераторов последовательного возбуждения от нагрузки не позволяет применять их для питания большинства потребителей, нормально работающих при неизменном напряжении, поэтому такие генераторы практически не используются.

В генераторе смешанного возбуждения (рис. 16.27) применение вспомогательной последовательной обмотки возбуждения наряду с основной параллельной обмоткой позволяет получить увеличение потока при росте тока нагрузки. Число витков последовательной обмотки можно выбрать так, чтобы уменьшение э. д. с. от размагничивающего действия реакции якоря и падение напряжения на внутреннем сопротивлении генератора были скомпенсированы приращением э. д. с. от потока последовательной обмотки. В этом случае напряжение генератора почти не будет изменяться с изменением нагрузки (кривая 1 на рис. 16.28). Конечно, соединение последовательной обмотки с якорем должно быть согласным, чтобы потоки последовательной и параллельной обмоток

складывались. При встречном включении напряжение генератора при нагрузке резко падает (кривая 2 на рис. 16.28).

Однако такая характеристика удобна, например, при электродуговой сварке. Здесь необходимо постоянство тока при колебаниях напряжения вследствие изменения длины дуги.

§ 16.12. ПУСК И РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Рассмотрим вначале общие для двигателей постоянного тока вопросы, связанные с пуском и регулированием скорости вращения.

В проводниках вращающегося якоря двигателя наводится э. д. с., направление которой противоположно направлению тока (см. § 16.3). Напряжение сети уравнивает противо-э. д. с. якоря и падение напряжения на его внутреннем сопротивлении (см. формулу (16.2)):

$$U = E + r_{\text{я}} I_{\text{я}}$$

Противо-э. д. с. E уменьшает ток якоря:

$$I_{\text{я}} = \frac{U - E}{r_{\text{я}}}$$

При номинальной нагрузке двигателя противо-э. д. с. якоря меньше напряжения сети на небольшую величину падения напряжения на внутреннем сопротивлении якоря:

$$E = U - r_{\text{я}} I_{\text{я}} \approx (0,97 - 0,93) U_{\text{н}}$$

так как внутреннее сопротивление якоря машины постоянного тока невелико во избежание излишних потерь мощности в нем $\Delta p_{\text{я}} = = r_{\text{я}} I_{\text{я}}^2$. У двигателей средней мощности (10—200 квт) оно имеет величину порядка десятых — сотых долей ома.

При непосредственном включении якоря на номинальное напряжение сети пусковой ток

$$I_{\text{п}} = \frac{U_{\text{н}}}{r_{\text{я}}}$$

будет недопустимо большим — в 10—30 раз больше номинального, так как в момент пуска якорь двигателя неподвижен и противо-э. д. с. $E = c_{\text{Э}} n \Phi$ равна нулю. Кроме толчка момента, действующего на передачу и рабочий механизм, такой большой пусковой ток опасен для коллектора, щеток машины и для сети, напряжение которой может значительно снизиться. Поэтому при пуске двигателя в цепь его якоря вводят добавочное сопротивление в виде специального пускового реостата. Сопротивление реостата выбирают таким, чтобы пусковой ток не превышал $(1,5-2) I_{\text{н}}$.

Для обеспечения большого пускового момента [см. формулу (16.6)]

$$M_n = c_M I_n \Phi$$

и, следовательно, для быстрого разгона двигателя необходимо, чтобы при пуске магнитный поток двигателя был максимальным.

Кривые изменения во времени тока якоря и скорости двигателя при его пуске с постоянным сопротивлением в цепи якоря и постоянным моментом сопротивления представлены на рис. 16.29.

По мере увеличения скорости противо-э. д. с. якоря растет, ток уменьшается и сопротивление пускового реостата выводится, так как он рассчитан на кратковременное включение.

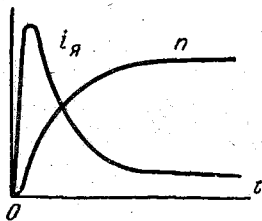


Рис. 16.29. Зависимость $i_{я}(t)$ и $n(t)$ при пуске двигателя

Двигатели малой мощности (до 1 квт) имеют сравнительно большое сопротивление якоря, поэтому их включают в сеть без пусковых реостатов.

Разгоняясь, двигатель преодолевает не только статический момент сопротивления вращению на валу, но и динамический момент инерции:

$$M_{вр} = M_c + J \frac{d\Omega}{dt}, \quad (16.7)$$

где J — момент инерции якоря и вращающихся с ним частей рабочего механизма.

С разгоном двигателя ток якоря и вращающий момент уменьшаются. Когда вращающий момент становится равным моменту сопротивления нагрузки на валу двигателя, дальнейшее увеличение скорости прекращается.

Зависимость установившейся скорости вращения от момента двигателя при постоянном напряжении и сопротивлении цепи якоря ($r_{яз} = r_{я} + r_{доб}$) называется механической характеристикой двигателя.

Чтобы получить уравнение механической характеристики, нужно использовать формулу (16.3), дающую связь между скоростью вращения, э. д. с. и потоком машины:

$$n = \frac{E}{c_E \Phi}.$$

Так как противо-э. д. с. двигателя $E = U - (r_{я} + r_{доб}) I_{я}$, то скорость вращения

$$n = \frac{U - (r_{я} + r_{доб}) I_{я}}{c_E \Phi}. \quad (16.8)$$

Ток якоря двигателя при установившемся вращении определяется моментом нагрузки на валу и потоком полюса [см. формулу (16.6)]:

$$I_{я} = \frac{M}{c_M \Phi}.$$

Таким образом, в общем виде уравнение механической характеристики принимает вид

$$n = \frac{U}{c_E \Phi} - \frac{(r_{я} + r_{доб})}{c_M c_E \Phi^2} M. \quad (16.9)$$

Механические характеристики двигателей существенно зависят от способа возбуждения потока. Они будут рассмотрены ниже.

Из формулы (16.9) видно, что регулировать скорость вращения двигателя независимого возбуждения можно изменением напряжения на якоре U , потока возбуждения Φ и добавочного сопротивления $r_{доб}$ в цепи якоря.

Для изменения направления вращения (реверсирования) двигателя надо изменить направление тока в обмотке возбуждения или в якоре, тогда направление вращающего момента изменится на обратное.

§ 16.13. ДВИГАТЕЛИ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО И НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

Схема двигателя параллельного возбуждения с пусковым реостатом приведена на рис. 16.30.

Цепь возбуждения двигателя включается непосредственно в сеть до пускового реостата, так как при пуске ток возбуждения и поток должны быть наибольшими. Реостат $PВ$ в цепи возбуждения при этом должен быть выведен. Обмотка возбуждения этого двигателя может быть включена независимо от якоря на напряжение другого источника.

Двигатель независимого возбуждения обычно применяется в схеме генератор — двигатель (см. рис. 16.36).

Как указывалось, ток якоря двигателя при установившемся вращении определяется моментом на валу и потоком полюса. Если пренебречь реакцией якоря в двигателе, то при $I_{я} = \text{const}$ потоки полюсов можно считать постоянными: $\Phi = \text{const}$. Следовательно, в двигателях параллельного и независимого возбуждения ток якоря пропорционален моменту на валу.

Представим выражение (16.8) скорости вращения двигателя в форме уравнения прямой (рис. 16.31), проходящей через две точки: холодной ход ($I_{я0} = 0$, n_0) и пуск ($I_{яn}$, $n = 0$):

$$n = \frac{U}{c_E \Phi} \left(1 - \frac{r_{я} I_{я}}{U} \right) = n_0 \left(1 - \frac{I_{я}}{I_{яn}} \right), \quad (16.8a)$$

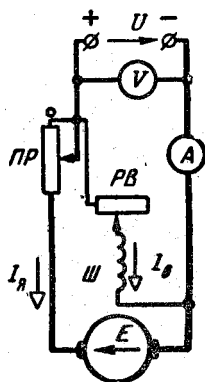


Рис. 16.30. Схема двигателя параллельного возбуждения

где $I_n = \frac{U}{r_{я} + r_{доб}}$ — ток якоря при $n = 0$ (пусковой ток);
 $n_0 = \frac{U}{c_E \Phi}$ — «идеальная» скорость вращения двигателя при напряжении U без нагрузки и без потерь, т. е. при $M_c = 0$ и $I_{я0} = 0$.

В действительности при холостом ходе двигатель вращается со скоростью, почти равной n_0 , но потребляет небольшой ток якоря $I_{я0} \neq 0$. Так как $I_{я} \sim M$, уравнение механической характеристики двигателя $n(M)$ при $U = \text{const}$ и $r_{я\Sigma} = \text{const}$ записывается аналогично (16.8а), только вместо пускового тока I_n в уравнение войдет пусковой момент M_n :

$$n = n_0 \left(1 - \frac{M}{M_n} \right). \quad (16.10)$$

В практических расчетах скорости удобно выражать заданные параметры через номинальные значения I_n , M_n , n_n :

$$I_{я} = k_I I_{ян}, \quad M = k_M k_{\Phi} M_n = k_M M_n.$$

Тогда

$$n = \frac{n_n E}{k_{\Phi} E_n} = \frac{n_n}{k_{\Phi}} \cdot \frac{U - k_I (r_{я} + r_{доб}) I_{ян}}{U_n - r_{я} I_{ян}}, \quad (16.11)$$

где

$$k_I = \frac{I_{я}}{I_{ян}}, \quad k_{\Phi} = \frac{\Phi}{\Phi_n},$$

$$k_M = k_I k_{\Phi} = \frac{M}{M_n}.$$

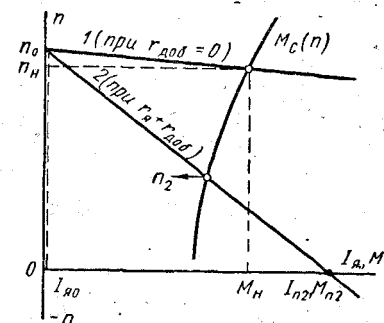


Рис. 16.31. Механические характеристики двигателя параллельного возбуждения

В этом случае прямую $n(M)$ при $r_{доб} = 0$ и $U = U_n$ проводят через точки холостого хода ($M = 0$, $n_0 = n_n \frac{E}{E_n}$) и номинального режима (M_n , n_n), а не через точку пуска (которая выходит за пределы графика).

Механическая характеристика при $r_{доб} = 0$ называется естественной. Прямая $n(M)$ очень пологая (прямая 1 на рис. 16.31). При нагрузках на валу в пределах до номинальной скорость двигателя уменьшается мало. Говорят, что естественная механическая характеристика этого двигателя «жесткая».

Регулировать скорость вращения двигателя параллельного возбуждения, как следует из выражения (16.8), можно двумя способами: изменяя поток машины Φ или суммарное сопротивление в цепи якоря двигателя $r_{я\Sigma} = r_{я} + r_{доб}$ при постоянном напряжении сети.

Рассмотрим регулирование скорости изменением потока.

Механические характеристики двигателя при различных значениях потока возбуждения показаны на рис. 16.32.

Каждому значению потока соответствуют новые значения n_0 и M_n . Если задана зависимость $M_c(n)$ и эта нагрузка меньше номинальной, то, как видно из рис. 16.32, скорость двигателя при регулировании потока возбуждения будет изменяться в значительных пределах — от n_1 при Φ_n до n_2 при Φ'' . Такое регулирование обычно ведётся «на уменьшение потока» при небольших нагрузках для увеличения скорости сверх номинальной.

Зависимость скорости двигателя от тока возбуждения при вращении в холостую $n(I_b)$ при $U = \text{const}$ определяется регулировочной характеристикой холостого хода (рис. 16.33).

При значительном уменьшении тока возбуждения (особенно при обрыве цепи возбуждения) ток якоря и скорость вращения ненагруженного двигателя сильно возрастают, усиливается искрение щеток и появляется опасность механических повреждений якоря. Говорят, что двигатель «идет в разнос». Это явление недопустимо, поэтому двигатель снабжают автоматической защитой, отключающей его от сети при чрезмерном уменьшении потока (ниже $\frac{1}{3} \Phi_n$).

Рассмотренный способ регулирования скорости весьма распространен, так как он экономичен и не требует мощной аппаратуры:

$$I_b \approx (1 - 5\%) I_n.$$

Выясним, почему и как происходит изменение скорости двигателя при регулировании потока возбуждения. Пусть двигатель вращается с постоянной скоростью, преодолевая постоянный момент сопротивления на валу. Уменьшим немного ток возбуждения (и поток). П е р е х о д н ы й

процесс установления нового значения скорости при уменьшенном потоке возбуждения протекает следующим образом. Так как скорость вследствие инерции ротора в первые мгновения остается неизменной, то э. д. с. якоря $E = c_E n \Phi$ уменьшается. Значения E и U в машине практически мало отличаются, поэтому даже при незначительном (например, на 5%) уменьшении

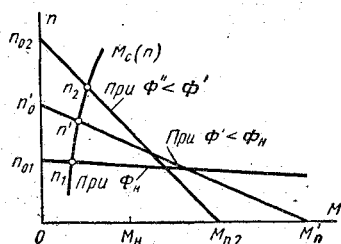


Рис. 16.32. Механические характеристики двигателя при различных значениях потока Φ

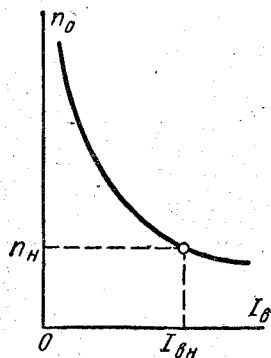


Рис. 16.33. Регулировочная характеристика холостого хода

потока и э. д. с. E ток якоря $I = \frac{U - E}{r_{\text{я}}}$ резко увеличивается (рис. 16.34, а). Электромагнитный момент $M = c_M I \Phi$ становится больше момента сопротивления. Это приводит к ускорению якоря, возрастанию его скорости и э. д. с. E . Но э. д. с. E уменьшает ток якоря. Уменьшается и вращающий момент. Когда вращающий момент двигателя вновь станет равен моменту сопротивления, увеличение скорости прекратится, процесс закончится установлением повышенной скорости вращения при большем токе якоря (так как поток уменьшен).

Аналогично можно описать процесс уменьшения скорости при увеличении потока возбуждения (рис. 16.34, б).

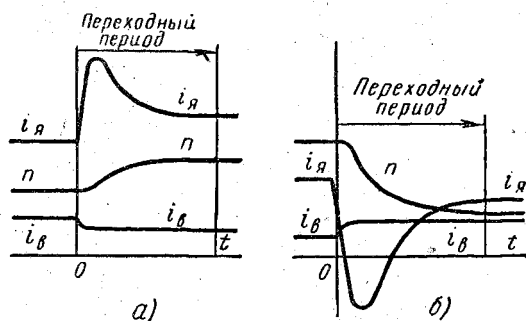


Рис. 16.34. Процесс изменения скорости двигателя $n(t)$ при уменьшении (а) и увеличении (б) тока возбуждения i_b

При втором способе регулирования скорости и з м е н е н и е м с о п р о т и в л е н и я $r_{\text{доб}}$ в цепи якоря ($U = \text{const}$, $I_b = \text{const}$) механические характеристики становятся круто падающими или «мягкими» (см. прямую 2 на рис. 16.31) в соответствии с формулой (16.10) или (16.11). Из графика видно, что при заданной зависимости $M_c(n)$ с введением сопротивления $r_{\text{доб}}$ скорость двигателя уменьшается от n_1 до n_2 .

Если, например, $M_c = \text{const}$, $U = \text{const}$, то установившийся ток якоря и потребляемая мощность останутся прежними, а отдаваемая двигателем мощность $P = 1,02 M n_2$ уменьшится. Такое реостатное регулирование связано с большими потерями мощности в цепи якоря. Поэтому оно применяется только для двигателей малой мощности.

Проследим процесс изменения скорости двигателя. В этом случае (рис. 16.35) при включении дополнительного сопротивления в цепь якоря его ток и вращающий момент уменьшаются. Поскольку вращающий момент стал меньше момента сопротивления, двигатель начинает тормозиться. Но со снижением скорости уменьшается э. д. с., отчего возрастают ток и момент двигателя. Когда вращающий мо-

мент становится равным моменту сопротивления, изменение скорости прекращается; ток якоря достигает прежнего значения (при $M_c = \text{const}$), а скорость остается пониженной.

Применяется еще один способ регулирования скорости — без реостатным изменением напряжения на якоре двигателя. Такое регулирование возможно лишь при наличии отдельного (для цепи якоря) источника, напряжение которого регулируется. Это осуществляется, например, в системе генератор — двигатель («система Леонарда»), схема которой дана на рис. 16.36.

Здесь источником регулируемого напряжения является генератор G независимого возбуждения, вращаемый с постоянной скоростью первичным двигателем $ПД$, например асинхронным или дизельным. Регулируемый двигатель D также имеет независимое возбуждение. Обмотки возбуждения генератора и двигателя питаются от постоянного напряжения источника небольшой мощности. Вал двигателя соединен с рабочим механизмом $РМ$.

Изменить напряжение на якоре двигателя и, следовательно, регулировать его скорость можно, изменяя небольшой ток возбуждения генератора G . Так как $E_d \approx E_g$, то $c_{E_d} n_d \Phi_d \approx c_{E_g} n_g \Phi_g$ или $n_d \sim \Phi_g$. Для реверсирования двигателя необходимо изменить направление тока возбуждения генератора. Пусковой реостат в схеме не нужен, так как пуск начинается при пониженном напряжении, которое можно плавно повышать.

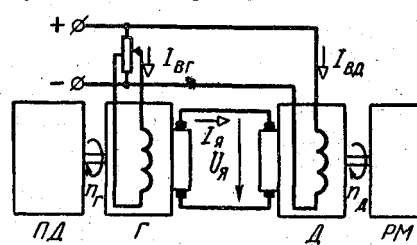


Рис. 16.36. Схема Г — Д

Хотя система $G — D$ требует установки нескольких машин (а это дорого), без нее практически неосуществимо регулирование мощных двигателей. Система $G — D$ нашла широкое применение, например, в металлургической промышленности для привода двигателей прокатных станков и в других установках, а также в системах автоматического регулирования с двигателями значительно меньших мощностей.

Механические характеристики двигателя независимого возбуждения при $I_B = \text{const}$ и различных значениях напряжения на якоре изображаются параллельными линиями (рис. 16.37).

Если дополнительно регулировать и ток возбуждения двигателя D , то пределы плавного изменения скорости получаются очень

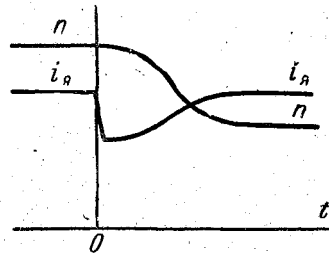


Рис. 16.35. Процесс изменения скорости двигателя $n(t)$ при включении сопротивления $r_{доб}$

большими. Аналогичные характеристики имеют место при регулировании напряжения на якоре с помощью управляемых электронно-ионных приборов и т. п. Поэтому двигатель независимого возбуждения широко используется в схемах автоматики в качестве исполнительного двигателя.

В некоторых случаях двигатель используется как электромагнитный тормоз.

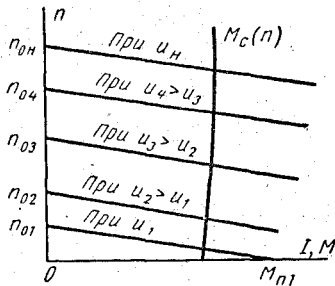


Рис. 16.37. Механические характеристики двигателя в схеме Г — Д

вращения изменит направление и э. д. с. якоря. Ток в якоре существенно возрастает, так как он будет определяться теперь соотношением $I = \frac{(U + E)}{r_{я}}$.

Во избежание чрезмерно больших токов необходимо в цепь якоря включить специально рассчитанное добавочное сопротивление $r_{доб}$. Механической характеристикой этого режима является продолжение прямой 2 в четвертый квадрант (см. рис. 16.31).

Такое торможение противоключением иногда применяют, например, для медленного опускания груза и при реверсировании на ходу. С этой целью переключают направление тока в якоре или в обмотке возбуждения на обратное.

Для быстрого торможения двигателя применяют также перевод машины в режим динамического торможения. Отключая вращающийся якорь от сети, замыкают его на сопротивление (цепь возбуждения остается включенной в сеть). Генераторный электромагнитный момент тормозит вращение якоря до полной остановки.

Наконец, если к валу включенного в сеть двигателя приложить момент, направленный в сторону вращения якоря, то скорость якоря и э. д. с. E будет возрастать. При $E > U$ ток якоря изменит направление и машина перейдет в режим генератора с отдачей (рекуперацией) энергии в сеть.

§ 16.14. ДВИГАТЕЛЬ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

Схема двигателя последовательного возбуждения приведена на рис. 16.38. Ток якоря и ток возбуждения в этом двигателе один и тот же. Характеристика намагничивания двигателя постоянного тока — нелинейная (хотя и в меньшей степени, чем для генераторов, см. рис. 16.13). Для расчетов скорости используется универсальная (средняя) кривая намагничивания в относительных единицах: $\frac{\Phi}{\Phi_{н}} \left(\frac{I_{я}}{I_{ян}} \right)$.

Запишем:

$$\frac{M}{M_{н}} = \frac{I_{я}\Phi}{I_{ян}\Phi_{н}} \quad \text{или} \quad k_M = k_I k_{\Phi}.$$

Задавая значение k_I , по универсальной кривой намагничивания находим k_Φ , а затем вычисляем $k_M = k_I k_\Phi$. По результатам расчетов построена кривая зависимости тока от момента $k_I(k_M)$ для двигателей последовательного возбуждения (рис. 16.39).

Значение скорости при любом моменте на валу определяют также по формуле (16.11), но при k_I и k_Φ , соответствующих значениям k_M . В сопротивление r_a входит и сопротивление обмотки возбуждения.

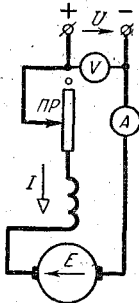


Рис. 16.38. Схема двигателя последовательного возбуждения

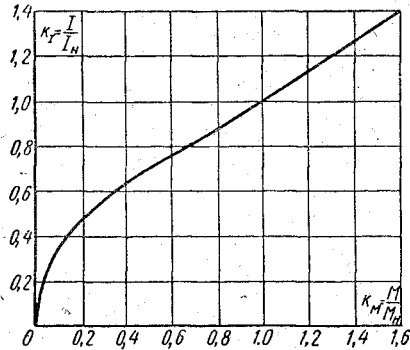


Рис. 16.39. Зависимость $I(M)$ для двигателя последовательного возбуждения

Если считать характеристику намагничивания линейной, то поток пропорционален току: $\Phi = k_\Phi I$, а момент — квадрату тока: $M = c_M k_\Phi I^2$. В этом случае уравнение механической характеристики двигателя последовательного возбуждения при $U = \text{const}$ из (16.8) принимает вид

$$n = \frac{U}{c_E k_\Phi I} - \frac{r_{я\Omega}}{c_E k_\Phi} = \frac{r_{я\Omega}}{c_E k_\Phi} \left(\frac{U}{r_{я\Omega} I} - 1 \right) = n_a \left(\frac{I_\pi}{I} - 1 \right). \quad (16.12)$$

Так как $I \sim \sqrt{M}$, то

$$n = n_a \left(\sqrt{\frac{M_\pi}{M}} - 1 \right). \quad (16.13)$$

Здесь $n_a = \frac{r_{я\Omega}}{c_E k_\Phi}$ — «асимптотическая» скорость вращения якоря, с которой он вращался бы в режиме тормоза (см. рис. 16.40) под действием бесконечно большого активного момента нагрузки (опускаемого груза):

$$n = -n_a \text{ при } M_c \rightarrow \infty \text{ и } I \rightarrow \infty.$$

С увеличением момента нагрузки ток двигателя увеличивается, поток возрастает, а скорость падает, подчиняясь закону, близкому к гиперболическому [см. формулу (16.8)]. Механические характеристики такого двигателя называют мягкими (рис. 16.40).

При холостом ходе и небольшой нагрузке ток и поток двигателя уменьшаются, а его скорость сильно возрастает [см. выражение

(16.8)] — «двигатель идет в разнос» — и может достигнуть значений, опасных в отношении механической прочности якоря. Поэтому пуск и работа двигателей последовательного возбуждения вхолостую, а также соединение их с нагрузкой ременной передачей недопустимы. Исключение составляют маломощные двигатели, у которых момент от потерь при холостом ходе относительно велик.

Скорость вращения двигателей последовательного возбуждения регулируется изменением напряжения на зажимах двигателя и изменением потока возбуждения.

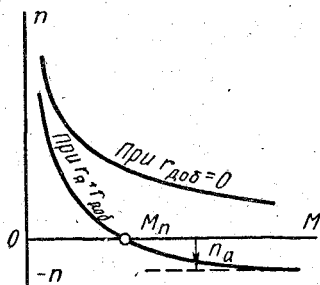


Рис. 16.40. Механические характеристики двигателя последовательного возбуждения

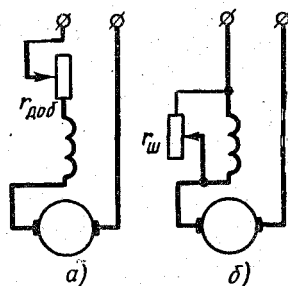


Рис. 16.41. Регулирование скорости двигателя:

а — реостатом; б — шунтированием обмотки возбуждения

Напряжение, подводимое к двигателю, обычно изменяют с помощью реостата $r_{доб}$ в цепи якоря (рис. 16.41, а), хотя такое регулирование скорости так же неэкономично, как и во всех двигателях.

Регулирование скорости вращения изменением потока полюсов двигателя осуществляется шунтированием обмотки возбуждения (рис. 16.41, б). Это приводит к увеличению скорости.

Как в двигателях параллельного, так и в двигателях последовательного возбуждения может осуществляться динамическое торможение и торможение противовключением. Для динамического торможения двигатель отключается от сети, замыкается на сопротивление и оказывается в режиме генератора последовательного возбуждения.

В режим электромагнитного тормоза двигатель переходит при переключении направления тока во вращающемся якоре или в обмотке возбуждения на обратное. Одновременно в цепь якоря вводится добавочное сопротивление для ограничения тока.

Механическими характеристиками этого режима являются продолжения характеристик двигателя в область отрицательной скорости.

Двигатель последовательного возбуждения особенно широко применяется как тяговый двигатель на транспорте и в крановых установках. Здесь важно, чтобы двигатель развивал максимальный возможный момент при трогании с места и малых скоростях.

Регулирование скорости вращения тяговых транспортных двигателей производится ступенями (7—10 ступеней) с помощью кон-

троллера (см. § 23.2). В каждом моторном вагоне обычно установлено несколько двигателей. Чтобы уменьшить потери при регулировании, комбинируют параллельное и последовательное включение двигателей в сеть вместе с регулировочными сопротивлениями.

§ 16.15. ДВИГАТЕЛЬ СМЕШАННОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

Схема двигателя смешанного возбуждения приведена на рис. 16.42. Основной обмоткой считается та, которая создает не менее 70% всей н. с. машины. Последовательная обмотка включается обычно с о г л а с н о с параллельной, т. е. так, чтобы их н. с. складывались. В этом случае двигатель приобретает свойства и характеристики, «средние» между свойствами двигателей параллельного и последовательного возбуждения.

При встречном включении небольшой последовательной обмотки можно получить скорость вращения, почти неизменную при изменяющейся нагрузке, т. е. двигатель с «жесткой» механической характеристикой.

Вспомогательная параллельная обмотка, включаемая согласно с основной последовательной обмоткой, делает не опасным для двигателя сброс нагрузки до холостого хода.

Вспомогательная параллельная обмотка тягового двигателя дает возможность осуществлять рекуперацию — возвращение электроэнергии в сеть при торможении электропоезда на спусках: его машины переводятся в генераторный режим.

Двигатели смешанного возбуждения применяются там, где требуется значительный пусковой момент и большое ускорение: для компрессоров, насосов, строгальных станков, прокатных станков и т. д.

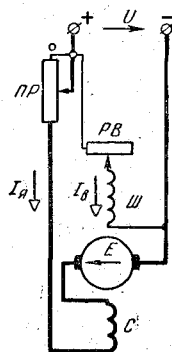


Рис. 16.42. Схема двигателя смешанного возбуждения

§ 16.16. ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Выше указывалось, что двигатели постоянного тока широко используются как исполнительные двигатели в системах автоматического регулирования, в счетно-решающих устройствах, в следящем приводе.

Исполнительные двигатели (ИД) предназначены для точной обработки команд — сигналов, подаваемых в форме напряжения управления различной величины и соответствующей полярности. Мощность ИД обычно не превышает 0,6 квт. Двигатели постоянного тока наиболее полно отвечают одному из главных требований,

предъявляемых к ИД,— способности плавно и глубоко регулировать скорость вращения.

Для восприятия сигнала управления цепь якоря и цепь возбуждения у ИД независимы, причем одна из цепей включена постоянно, а на вторую подается напряжение управления.

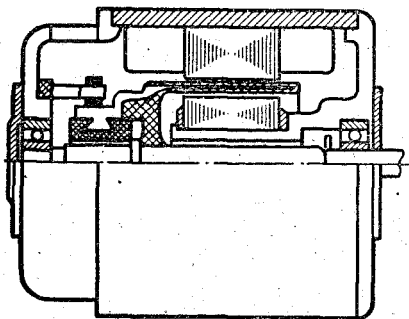


Рис. 16.43. Малоинерционный исполнительный двигатель постоянного тока с полым якорем

При обычной схеме управления двигателем сигнал подается на обмотку якоря; обмотка возбуждения включена на постоянное напряжение (иногда поток возбуждения создается постоянными магнитами). Такое управление называется **якорным**. Механические характеристики двигателя при якорном управлении соответствуют кривым рис. 16.37. Потребляемая обмоткой возбуждения мощность очень невелика. Однако мощность сигнала должна быть значительной: практически она равна мощности ИД. Такой сигнал может быть получен только от мощного усилителя.

При небольшой мощности усилителя (например, электронного) применяют **полюсное** управление: цепь якоря ИД включают

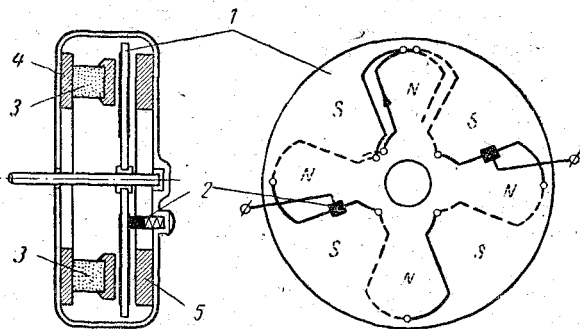


Рис. 16.44. Конструкция микродвигателя с дисковым якорем и печатной обмоткой

(обычно с добавочным сопротивлением) на постоянное напряжение, а цепь возбуждения воспринимает сигнал управления от усилителя. Механические характеристики двигателя при полюсном управлении соответствуют кривым рис. 16.32. Они более мягкие, чем при якорном управлении ИД.

Точность отработки сигнала ИД повышается, если уменьшить момент инерции якоря. Это достигается, в частности, устройством

полого якоря (рис. 16.43), когда вращаются только коллектор и обмотка, запрессованная в пластмассовый «стакан». Но так как при этом увеличивается немагнитный зазор в машине, то увеличивается необходимая мощность возбуждения и габариты ИД.

Другим способом уменьшения инерционности ИД является применение относительно недавно разработанных микродвигателей с печатной обмоткой на дисковом якоре (рис. 16.44). Якорь представляет собой тонкий немагнитный диск *1* (из текстолита или керамики) с печатной однослойной волновой обмоткой. Плоские (из фольги) проводники обмотки расположены радиально по обеим сторонам диска и соединены между собой через отверстия в нем. Серебряно-графитовые щетки *2* скользят по поверхности проводников на одной стороне диска, подводя к якору ток напряжением до 30 в.

Магнитный поток, создаваемый постоянными магнитами *3*, пронизывает диск в осевом направлении, замыкаясь по кольцам *4* и *5* из мягкой стали. Корпус микродвигателя (крышки) немагнитный.

Электромеханическая постоянная времени дискового якоря весьма мала — около 0,01 сек.

Глава 17

ТРЕХФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

§ 17.1. НАЗНАЧЕНИЕ, КОНСТРУКТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРЕХФАЗНОЙ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Общие сведения

Асинхронная машина относится к электрическим машинам переменного тока. Как и всякая электрическая машина, она обратима и может служить для взаимного преобразования электрической энергии переменного тока и механической энергии вращательного движения. Такое преобразование осуществляется посредством магнитного поля, возбуждаемого либо многофазной (трехфазной или двухфазной) системой токов, либо однофазным током. В соответствии с этим различают трехфазные, двухфазные и однофазные асинхронные машины. Они почти исключительно используются в качестве электрических двигателей. Асинхронные генераторы переменного тока применяются относительно редко. Для этих целей служат более совершенные синхронные машины.

Мощность асинхронных машин колеблется в широких пределах — от долей ватта до многих тысяч киловатт.

Машины мощностью до 0,5 *квт* обычно выполняют однофазными или двухфазными. Их применяют в качестве элементов систем автоматики, а также для привода электрифицированного инструмента, бытовых приборов, медицинского оборудования.

Более мощные машины выполняют трехфазными. Они впервые были предложены и конструктивно разработаны в 1889 г. выдающимся изобретателем, инженером и ученым М. О. Доливо-Добровольским. Благодаря повышенной надежности в работе, простоте ухода и дешевизне трехфазные асинхронные машины получили широкое применение в современных силовых установках; их используют в качестве двигателей различных станков, насосно-компрессорных, кузнечно-прессовых, подъемно-транспортных и других ма-

шин и механизмов. Огромный спрос на трехфазные асинхронные двигатели удовлетворяется массовым производством этого типа машин заводами электропромышленности. Только в СССР годовой выпуск асинхронных машин по суммарной мощности составляет несколько миллионов киловатт.

Вращающееся магнитное поле и его особенности

Основными частями асинхронной машины является неподвижный стальной кольцевой сердечник, имеющий на внутренней поверхности пазы, в которых уложены катушки электрической обмотки, и подвижный стальной цилиндрический сердечник, также снабженный электрической обмоткой. Сердечники статора и ротора отделены друг от друга равномерным воздушным зазором.

Действие асинхронной машины основано на возможности возбуждения в ее воздушном зазоре такого магнитного поля, ось которого непрерывно вращается относительно неподвижных катушек с переменными токами.

Для возбуждения вращающегося магнитного поля необходимо создать пространственный сдвиг осей катушек и обеспечить временной сдвиг токов в катушках.

В трехфазных асинхронных машинах первое требование удовлетворяется соответствующим расположением намагничивающих катушек на сердечнике статора, а второе — подачей на катушки статора трехфазной системы напряжений.

Общее представление об основных особенностях магнитного поля трехфазной асинхронной машины можно получить из рассмотрения простейшего устройства, схематически показанного на рис. 17.1.

Оно состоит из стального кольцевого сердечника с шестью пазами и трех катушек, симметрично расположенных на внутренней цилиндрической поверхности статора. Каждая катушка условно изображена в виде одного витка, уложенного в два диаметрально противоположных паза; начала и концы катушек обозначены соответственно буквами А, В, С и X, Y, Z. Если на катушки по-

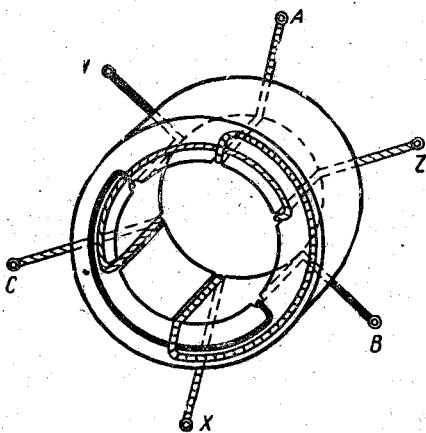


Рис. 17.1. Схема расположения трех катушек в пазах сердечника статора асинхронной машины

дать трехфазную симметричную систему напряжений, то в них возникнут токи одинаковой частоты и амплитуды, периодические изменения которых относительно друг друга совершаются с запаздыванием на $1/3$ периода. Графики изменения токов i_1 , i_2 и i_3 в катушках $A-X$, $B-Y$, $C-Z$ представлены на рис. 17.2, а.

Условимся считать ток в любой катушке положительным, когда он направлен от начала катушки к ее концу, и отрицательным — при обратном направлении. Каждая катушка с током создает пе-

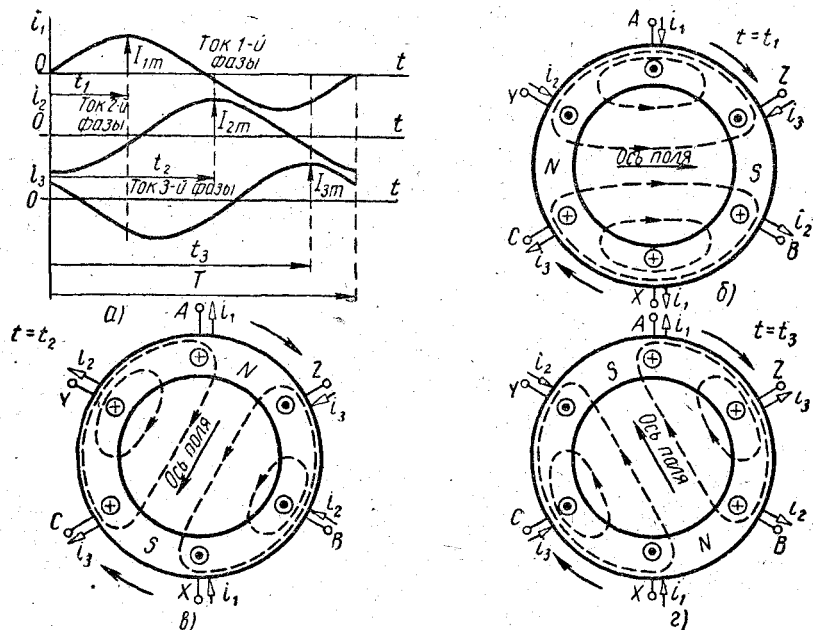


Рис. 17.2. График трехфазной системы токов (а) и упрощенные картины возбуждаемого ими магнитного поля при максимальном положительном токе первой фазы (б), второй фазы (в) и третьей фазы (г)

ременное магнитное поле. Три переменных магнитных поля, складываясь, образуют *результатирующее* магнитное поле. Картина результирующего поля непрерывно изменяется, но ее можно построить для любых моментов времени.

Построим картину результирующего поля для момента времени t_1 (см. рис. 17.2, а), когда ток в первой фазе (катушке) положителен и максимален. Направление тока i_1 в сторонах катушки $A-X$ условно обозначено в сечении витка крестиком и точкой (рис. 17.2, б).

Из графика токов можно заключить, что в рассматриваемый момент времени токи во второй и третьей катушках отрицательны, т. е. направлены от концов катушек к их началам. Зная направления токов в сторонах катушек, можно построить приближенную

картину результирующего поля, руководствуясь правилом правого винта. В левой половине сердечника магнитные линии направлены из стали в воздух, а в правой половине — из воздуха в сталь. Следовательно, в рассматриваемый момент времени левая половина внутренней поверхности цилиндрического сердечника представляет собой северный полюс, а правая — южный полюс. Ось полюсов (или ось магнитного поля) занимает в выбранный момент времени горизонтальное положение и совпадает с осью первой катушки.

Теперь выберем другой момент времени t_2 , когда ток во второй катушке будет положительным и максимальным, а токи в первой и третьей катушках — отрицательными. Путем тех же рассуждений можно построить приближенную картину результирующего поля, показанную на рис. 17.2, в. Из нее видно, что ось магнитного поля занимает новое положение в пространстве, совпадая с осью второй катушки. Наконец, если построить картину результирующего поля для момента времени t_3 (рис. 17.2, г), когда ток в третьей катушке будет положительным и максимальным, то легко установить, что положение магнитных полюсов в пространстве опять будет иным.

Ось вращающегося магнитного поля располагается по оси той фазы (катушки), ток в которой максимален.

Картины результирующего поля, построенные на рис. 17.2 для различных моментов времени, показывают, что конфигурация магнитного поля по мере изменения токов в катушках не изменяется, лишь ось поля непрерывно поворачивается в направлении движения часовой стрелки. Если изменить порядок чередования токов в фазах (катушках) обмотки статора на обратный, например принять, что ток i_2 установится в цепи катушки $C-Z$, а ток i_3 — в цепи катушки $B-Y$, то результирующее магнитное поле будет вращаться против движения часовой стрелки.

Направление вращения магнитного поля определяется порядком чередования токов в фазах обмотки статора: поле поворачивается в сторону фазы с отстающим током.

Из рассмотрения картин поля, изображенных на рис. 17.2, также следует, что трехфазная симметричная система токов возбуждает в сердечнике асинхронной машины магнитное поле с одной парой полюсов, если каждая фаза обмотки статора образована одной катушкой.

Ось двухполюсного вращающегося магнитного поля поворачивается на 360° , т. е. совершает один оборот за время T , равное периоду изменения тока. Очевидно, что за одну минуту магнитное поле сделает $\frac{60}{T}$ оборотов.

Учитывая, что частота тока катушки $f_1 = \frac{1}{T}$, найдем скорость вращения двухполюсного поля:

$$n_0 = 60f_1 \text{ об/мин.}$$

Двухполюсное магнитное поле вращается со скоростью, пропорциональной частоте изменения токов в фазах обмотки статора.

Токи в трехфазной обмотке могут возбуждать не только двухполюсное, но и многополюсное вращающееся магнитное поле. Для этого необходимо количество катушек в фазе увеличить в число раз, равное числу пар полюсов p магнитного поля, а угловые размеры катушек — уменьшить во столько же раз. Например, для

создания поля с двумя парами полюсов ($p = 2$) в каждую фазу обмотки статора следует включить по две катушки (рис. 17.3; а), а их угловые размеры (по сравнению с катушками двухполюсной обмотки рис. 17.1) уменьшить в два раза, т. е. стороны витков уложить в пазы, расположенные под углом $\frac{180^\circ}{2} = 90^\circ$ (рис. 17.3, б), а оси катушек разных фаз расположить под углами $\frac{120^\circ}{2} = 60^\circ$ (рис. 17.4).

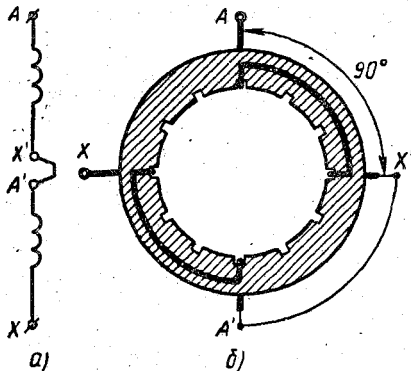


Рис. 17.3. Схема расположения катушек четырехполюсной обмотки в пазах сердечника статора

двухполюсного поля, так как за один период изменения тока полюсы поворачиваются только на 180° .

В справедливости этого можно убедиться путем построения картин поля, аналогичных рассмотренным выше (см. рис. 17.2).

Если в зазоре машины будет возбуждено шестиполюсное магнитное поле, то за один период изменения токов в катушках статора ось поля повернется на 120° , при восьмиполюсном магнитном поле — на 90° и т. д. Иначе говоря, при неизменной частоте токов в фазах обмотки статора многополюсное магнитное поле вращается в пространстве медленнее двухполюсного в число раз, равное числу пар полюсов. Поэтому скорость n_0 вращения магнитного поля относительно обмотки статора может быть выражена формулой

$$n_0 = \frac{60f_1}{p} \text{ об/мин.} \quad (17.1)$$

Следовательно, скорость вращения магнитного поля прямо пропорциональна частоте воз-

буждающих токов и обратно пропорциональна числу пар его полюсов. В частности, при стандартной частоте $f_1 = 50$ гц скорость вращения магнитного поля

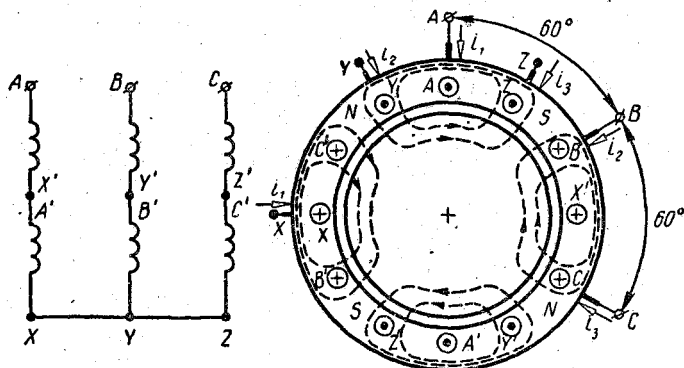


Рис. 17.4. Упрощенная картина четырехполюсного магнитного поля

машины в зависимости от числа образуемых им пар полюсов p имеет значения, приведенные в табл. 17.1.

ТАБЛИЦА 17.1

p	1	2	3	4	5	6
n_0	3000	1500	1000	750	600	500

Наибольшая скорость вращения поля асинхронных машин при частоте $f_1 = 50$ гц равна 3000 об/мин.

Чтобы получить машину с высоким коэффициентом полезного действия, необходимо обеспечить пространственное распределение магнитной индукции поля вдоль воздушного зазора между статором и ротором по закону, близкому к синусоидальному. Желательное распределение получают укладкой сторон витков катушек обмотки в несколько рядов лежащих пазов. Для этого каждую многовитковую катушку обмотки разделяют на соответствующее число секций. Анализ показывает, что наибольшее приближение к синусоидальному распределению индукции в воздушном зазоре машины удастся получить, если секции катушки уложены в смежные пазы, занимающие $2/3$ полюсного деления*, как изображено на рис. 17.5.

На этом рисунке схематически показано размещение катушки, состоящей из четырех последовательно соединенных секций; каж-

* Полюсное деление (τ) — часть длины окружности внутренней расточки статора, приходящаяся на долю одного полюса.

дая секция уложена в два паза, отстоящих друг от друга на расстоянии полюсного деления.

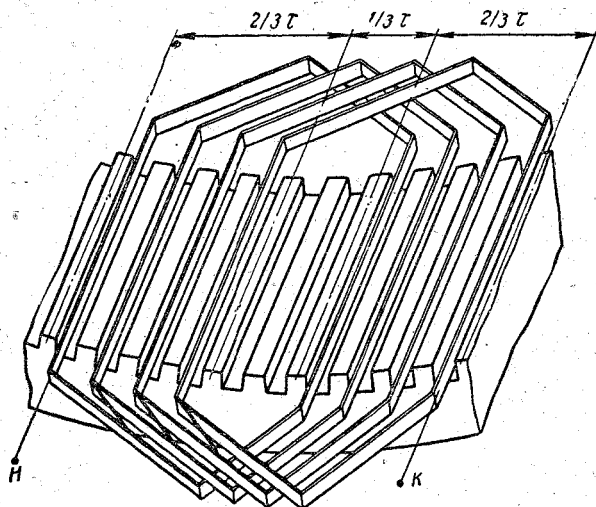


Рис. 17.5. Схема расположения секций катушек распределенной обмотки в пазах статора

Пространственное распределение векторов магнитной индукции вращающегося магнитного поля в воздушном зазоре машины можно представить трехмерной диаграммой, изображенной в качестве примера на рис. 17.6 для шестиполюсной машины ($p = 3$).

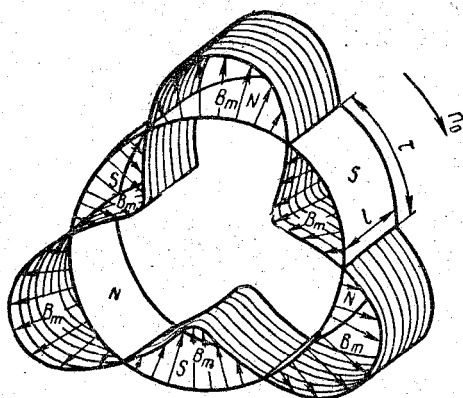


Рис. 17.6. Диаграмма распределения векторов магнитной индукции поля в воздушном зазоре шестиполюсной машины

При симметричных обмотках катушек и симметричной трехфазной системе токов в этих катушках форма трехмерной диаграммы и величины векторов магнитной индукции остаются неизменными, однако эту диаграмму следует представлять движущейся по окружности воздушного зазора с постоянной скоростью.

Вращающееся магнитное поле машины количественно характеризуют потоком Φ векторов магнитной индукции B по площади полюсного деления τ . Этот поток называют потоком полюса.

Для определения величины потока полюса пользуются средним значением B_{cp} магнитной индукции по площади полюсного деления:

$$\Phi = B_{cp} \tau l.$$

При синусоидальном распределении магнитной индукции с амплитудным значением B_m , когда ее среднее значение $B_{cp} = \frac{2}{\pi} B_m$, величина потока полюса определяется соотношением

$$\Phi = \frac{2}{\pi} B_m \tau l. \quad (17.2)$$

В трехфазной асинхронной машине, включенной в сеть с симметричной трехфазной системой напряжений, величина потока полюса вращающегося магнитного поля сохраняется неизменной при любом положении оси поля. Если поток полюса такой машины условно изобразить пространственным вектором, то конец этого вектора опишет окружность. Поэтому вращающееся магнитное поле с постоянным потоком полюса принято называть круговым вращающимся магнитным полем.

Вращающееся относительно статора магнитное поле асинхронной машины наводит в его стальном сердечнике вихревые токи. Для ограничения этих токов сердечники статора выполняют в виде пакетов, набираемых из тонких изолированных листов электротехнической стали, имеющих форму колец или сегментов. Пакеты сердечника статора запрессовывают в станину, имеющую цилиндрическую расточку (рис. 17.7).

При выполнении статорной обмотки головки катушек на торцовых сторонах статора отгибают в сторону, с тем чтобы оставить свободное место для ротора. Отогнутые головки катушек называют лобовыми частями. Фазы обмотки статора соединяют в звезду или в треугольник. Указанные соединения могут быть сделаны внутри машины при ее изготовлении; при этом в коробке выводов имеется три зажима. Если соединения внутри машины не сделаны, то она снабжается коробкой выводов с шестью зажимами. В этом случае фазы обмотки статора могут быть пересоединены со звезды на треугольник и обратно.

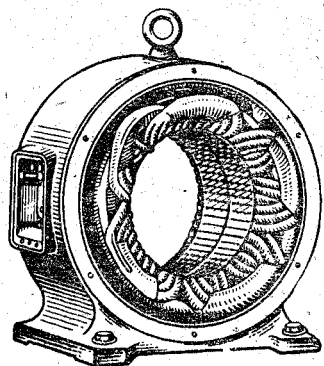


Рис. 17.7. Статор асинхронной машины

Конструкция роторов

Основными конструктивными элементами подвижной части асинхронной машины — ротора — являются стальной цилиндрический сердечник и электрическая обмотка, размещаемая в пазах сердечника. Сердечник ротора, так же как и сердечник статора, выполняют в виде пакетов, набираемых из тонких листов электро-технической стали, имеющих форму круга с штампованными пазами. Сердечник ротора насаживают на вал, удерживаемый боковыми подшипниковыми щитами (с шариковыми или роликовыми подшипниками), которые крепятся в станине.

Трехфазные асинхронные двигатели подразделяют на два основных типа: двигатели с контактными кольцами и короткозамкнутые двигатели. Они отличаются конструктивным выполнением электрической обмотки ротора.

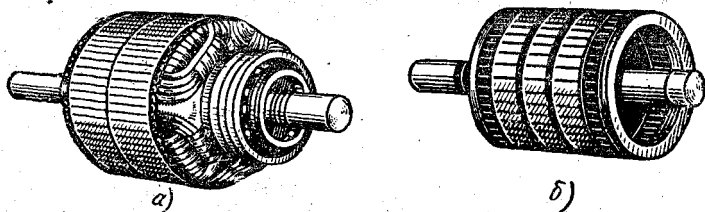


Рис. 17.8. Роторы асинхронных машин:
а — с контактными кольцами; б — короткозамкнутый

Двигатель с контактными кольцами имеет трехфазную обмотку на роторе, выполненную по типу обмотки статора (рис. 17.8, а). Обычно ее соединяют в звезду. Свободные концы обмотки подводят к трем контактными кольцам, насаженным на вал и изолированным от него и друг от друга. При помощи неподвижных щеток, укрепленных на боковом подшипниковом щите, контактные кольца могут быть соединены с регулируемым трехфазным реостатом, что дает возможность, как будет показано дальше, улучшить пусковые характеристики двигателей этого типа. Для охлаждения машины с контактными кольцами на ее вал насаживают специальный вентилятор.

Короткозамкнутые двигатели снабжаются многофазной стержневой обмоткой, выполняемой в виде «беличьей клетки» (рис. 17.8, б).

В старых типах машин «беличья клетка» изготовлялась из медных стержней круглого или овального сечения, которые плотно вставлялись без изоляции в закрытые пазы сердечника ротора. Концы стержней замыкались накоротко между собой на торцах ротора медными кольцами. В настоящее время «беличья клетка» изготовляется путем прямой заливки пазов ротора расплавленным

алюминием. В этом случае замыкающие кольца составляют одно целое со стержнями, причем на них одновременно отливаются и вентиляционные лопасти.

Широкое распространение получили также двигатели, имеющие на роторе две «беличьи клетки», изготовленные из различных металлов (бронза, латунь, медь). Как будет показано в дальнейшем, применение роторов этих конструкций дает возможность существенно улучшить пусковые характеристики короткозамкнутых асинхронных двигателей. Для этих же целей применяют роторы с глубокими пазами (см. § 17.6), в которых размещают «беличью клетку», изготовленную из узких высоких стержней прямоугольного сечения.

Приведенные примеры не исчерпывают все встречающиеся модификации короткозамкнутых асинхронных двигателей.

Отметим, что короткозамкнутые двигатели имеют ряд преимуществ перед двигателями с контактными кольцами: большую надежность в эксплуатации, меньшую стоимость, простоту обслуживания.

Режимы работы трехфазной асинхронной машины

Трехфазная асинхронная машина может работать в трех режимах: электрического двигателя, генератора и электромагнитного тормоза. Для уяснения принципов действия асинхронной машины, работающей в этих режимах, рассмотрим физические явления, возникающие в ней после включения обмотки статора в трехфазную сеть.

Пусть машина имеет короткозамкнутый ротор и двухполюсную обмотку статора, а трехфазная система токов возбуждает в сердечниках статора и ротора магнитное поле, вращающееся с постоянной скоростью n_0 в направлении движения часовой стрелки (рис. 17.9, а). Полюсы магнитного поля токов статора условно показаны пунктиром, чтобы подчеркнуть отсутствие конструктивно оформленных полюсов у трехфазной асинхронной машины. Если ротор машины неподвижен, то вращающееся магнитное поле в его проводниках наведет э. д. с. и в короткозамкнутых контурах установятся токи, взаимодействующие с вращающимся магнитным полем. Это взаимодействие проявится в возникновении электромагнитных сил, действующих на ротор. Направления токов в короткозамкнутых проводниках ротора и электромагнитных сил, действующих на эти проводники, могут быть определены соответственно по правилам правой и левой руки. Следует только учесть направление относительного движения проводников ротора в магнитном поле; в рассматриваемом случае оно противоположно движению поля.

Применив эти правила, найдем, что электромагнитные силы F , приложенные к неподвижному ротору, создадут пусковой момент, стремящийся повернуть ротор в направлении движения магнитного

поля. Если электромагнитные силы, действующие на неподвижный ротор, превысят тормозные силы на его валу, то он получит ускоренное движение в направлении вращения магнитного поля машины.

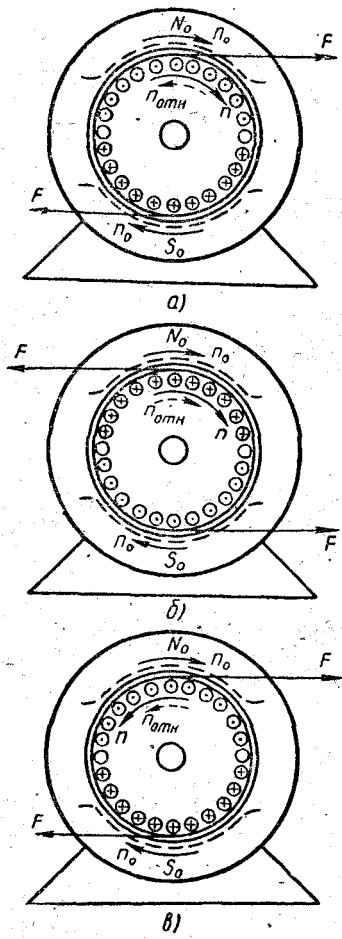


Рис. 17.9. К объяснению принципа действия асинхронной машины, работающей в режимах: а — двигателя; б — генератора; в — электромагнитного тормоза

По мере возрастания скорости вращения ротора n скорость $n_0 - n$ относительного движения его проводников в равномерно вращающемся магнитном поле уменьшится, вследствие чего уменьшится и величина тока в них. Процесс изменения тока и скорости вращения ротора прекратится, как только наступит устойчивое равновесие между моментом электромагнитных сил, вызывающих вращение ротора, и тормозным моментом (моментом сопротивления), создаваемым устройством, приводимым в движение электрической машиной. В этих условиях ротор машины будет вращаться с постоянной скоростью n и в его короткозамкнутых контурах установятся токи, обеспечивающие создание вращающего момента, равного тормозному.

Таким образом, принцип работы асинхронных двигателей основан на взаимодействии вращающегося магнитного поля с токами, которые наводятся этим полем в проводниках ротора. Очевидно, что возникновение токов в роторе и создание вращающего момента возможны лишь при относительном движении проводников ротора в магнитном поле машины. Из этого следует важный вывод о том, что ротор и магнитное поле асинхронной машины, работающей в режиме электрического двигателя, вращаются в пространстве в одном направлении, но с разными скоростями; скорость

вращения ротора двигателя всегда меньше скорости вращения магнитного поля. С увеличением тормозного момента скорость вращения ротора уменьшается.

При помощи постороннего двигателя скорость вращения ротора машины может быть увеличена до скорости вращения магнитного поля $n = n_0$. Тогда ротор и поле будут взаимно неподвижны, а токи в роторе и электромагнитные силы исчезнут. В этом случае говорят об идеальном холостом ходе асинхронной машины.

Теперь представим себе, что ротор возбужденной трехфазной асинхронной машины вращается каким-либо посторонним двигателем в направлении вращения магнитного поля со скоростью, превышающей скорость вращения поля (рис. 17.9, б). Тогда скорость относительного движения проводников ротора в магнитном поле машины будет происходить в направлении движения поля, т. е. в направлении движения часовой стрелки. По сравнению с двигательным режимом работы машины в рассматриваемом случае фаза токов в обмотке ротора изменится на 180° , а электромагнитные силы, действующие на ротор, будут создавать момент, противодействующий вращению, что свидетельствует о передаче энергии посредством вращающегося поля от ротора к статору.

Асинхронная машина, ротор которой вращается в направлении вращения магнитного поля со скоростью, превышающей скорость поля, является генератором.

В третьем режиме — режиме электромагнитного тормоза — асинхронная машина работает в том случае, когда ее ротор и магнитное поле вращаются в разных направлениях (рис. 17.9, в). Применив правила правой и левой руки, можно убедиться, что электромагнитный момент, возникающий от взаимодействия токов ротора с магнитным полем, вращающимся против направления вращения ротора, будет оказывать тормозящее действие на ротор. В режиме электромагнитного тормоза скорость относительного движения проводников ротора в магнитном поле больше скорости перемещения поля.

Итак, важная особенность асинхронной машины заключается в том, что при ее работе магнитное поле и ротор вращаются с разными скоростями.

При анализе работы асинхронных машин удобно пользоваться безразмерной величиной s , называемой скольжением и определяемой отношением разности скоростей вращения магнитного поля n_0 и ротора n к скорости вращения поля:

$$s = \frac{n_0 - n}{n_0}. \quad (17.3)$$

В формуле (17.3) скорость вращения ротора — величина алгебраическая. Ее следует считать положительной при вращении ротора в направлении вращения магнитного поля и отрицательной — при встречном вращении поля и ротора.

Зависимость скорости вращения ротора n от скольжения s при заданной постоянной скорости вращения магнитного поля n_0 графически выражается прямой, построенной на рис. 17.10 в соответствии с формулой $n = n_0(1 - s)$.

Для случая идеального холостого хода $n = n_0$ скольжение $s = 0$; при неподвижном роторе ($n = 0$) скольжение $s = 1$. Дви-

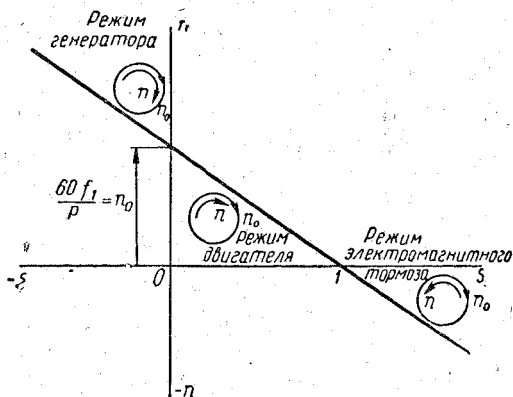


Рис. 17.10. График зависимости скорости вращения ротора от скольжения

гательный режим ($n < n_0$) характеризуется положительными величинами скольжения, изменяющимися в пределах от единицы до нуля, а генераторный режим ($n > n_0$) — отрицательными величинами скольжения. В режиме электромагнитного тормоза скольжение $s > 1$.

§ 17.2. РАБОЧИЙ ПРОЦЕСС АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Э. д. с. и токи в обмотках статора и вращающегося ротора

Как было показано ранее, включение обмотки статора асинхронного двигателя в трехфазную сеть вызывает вращение ротора со скоростью n , меньшей скорости n_0 вращения магнитного поля и зависящей от тормозного момента нагрузки на валу.

Синусоидально распределенное вдоль воздушного зазора машины вращающееся магнитное поле будет наводить в фазах обмоток статора и ротора синусоидально изменяющиеся э. д. с. Частоты этих э. д. с. при нормальной работе двигателя существенно различны.

Частота f_1 э. д. с., наводимой в фазе обмотки статора, определяется скоростью n_0 вращения магнитного поля относительно обмотки статора:

$$f_1 = \frac{pn_0}{60}.$$

Частота f_2 э. д. с., наводимой в фазе обмотки ротора, определяется скоростью n_s вращения магнитного поля токов статора относительно вращающейся обмотки ротора:

$$f_2 = \frac{pn_s}{60}.$$

Так как скорость n_s вращения поля относительно обмотки ротора (скорость скольжения) может быть выражена согласно формуле (17.3) через скольжение и скорость вращения поля относительно обмотки статора:

$$n_s = n_0 - n = n_0 s,$$

то зависимость частоты f_2 от частоты f_1 получают из равенства

$$f_2 = \frac{pn_0}{60} s$$

или

$$f_2 = f_1 s. \quad (17.4)$$

Таким образом, частота э. д. с. в обмотке вращающегося ротора пропорциональна скольжению.

В замкнутой обмотке ротора под действием наведенной э. д. с. возникает многофазная система токов (в частном случае двигателя с контактными кольцами — трехфазная) частоты f_2 , создающая свое вращающееся магнитное поле. Магнитное поле токов ротора вращается в пространстве с той же скоростью, что и поле токов статора.

Действительно, поле токов ротора вращается относительно создавшей его обмотки со скоростью $\frac{60f_2}{p} = n_0 s = n_s$. Кроме того, обмотка ротора сама вращается со скоростью $n = n_0 (1 - s)$ в направлении вращения поля токов статора. Поэтому относительно обмотки статора поле токов ротора вращается со скоростью

$$n_s + n = n_0 s + n_0 (1 - s) = n_0.$$

Следовательно, независимо от того, находится ротор в покое или вращается, поля токов статора и ротора в пространстве взаимно неподвижны.

Два взаимно неподвижных поля токов статора и ротора, вращающиеся в пространстве с одинаковой скоростью, слагаясь, образуют основное поле машины. Оно сцепляется одновременно с обмотками статора и ротора. В силу того, что слагающие поля являются круговыми вращающимися полями, основное поле машины также является круговым вращающимся полем. При помощи основного вращающегося поля происходит передача активной энергии от статора к ротору двигателя.

Если принять, что магнитная индукция основного поля в воздушном зазоре машины распределена по закону синуса, а ширина каждого витка фазы обмотки статора равна полюсному делению τ (рис. 17.11.), то амплитуду э. д. с., наведенной в витке, можно определить по формуле Фарадея:

$$E_{\text{вм}} = 2Blv.$$

Выразив линейную скорость v_0 движения основного поля в воздушном зазоре относительно витка фазы статора через окружную скорость n_0 и диаметр расточки статора D :

$$v_0 = \frac{\pi D n_0}{60},$$

а также приняв во внимание формулы (17.1) и (17.2), получим, что

$$E_{\text{вм}} = 2\pi f_1 \Phi.$$

Действующее значение э. д. с., наводимой в фазе обмотки статора, пропорционально амплитуде э. д. с. каждого витка:

$$E_1 = C_{1E} f_1 \Phi,$$

где C_{1E} — постоянная, зависящая от размеров витков, их числа в фазе обмотки статора и расположения катушек в пазах сердечника статора.

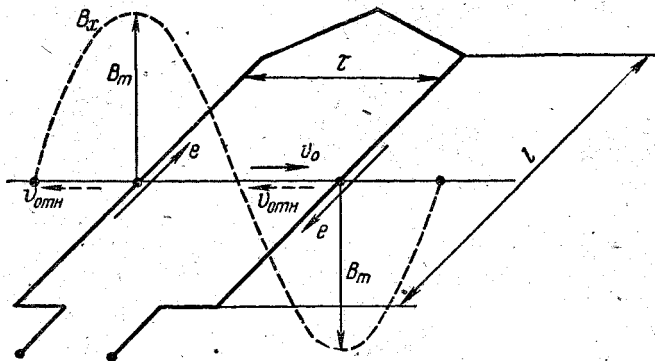


Рис. 17.11. К определению э. д. с., наведенной вращающимся синусоидальным магнитным полем в витке обмотки статора

В обмотке вращающегося ротора магнитный поток полюса основного поля также наводит э. д. с., действующее значение которой E_{2s} * зависит от скорости движения поля относительно проводников ротора и выражается аналогичной формулой

$$E_{2s} = C_{2E} f_2 \Phi \quad (17.5)$$

* Здесь и в дальнейшем все величины, характеризующие электрическое состояние цепей обмотки вращающегося ротора, снабжены индексом $2s$ (например, I_{2s} , x_{2s} и т. д.), а неподвижного ротора — индексом 2 (например, I_2 , x_2 и т. д.).

или

$$E_{2s} = C_{2E} f_1 s \Phi,$$

где C_{2E} — постоянная, зависящая от устройства обмотки ротора.

Так как величина $C_{2E} f_1 \Phi$ представляет собой э. д. с. E_2 , созданную тем же потоком Φ в обмотке неподвижного ротора ($s = 1$), то

$$E_{2s} = E_2 s. \quad (17.6)$$

Из этого равенства следует, что действующее значение э. д. с. E_{2s} , наводимой в обмотке вращающегося ротора, пропорционально скольжению.

Кроме основного поля, токи в обмотках статора и ротора возбуждают поля рассеяния: Магнитные линии поля рассеяния статора сцеплены только с проводниками обмотки статора,

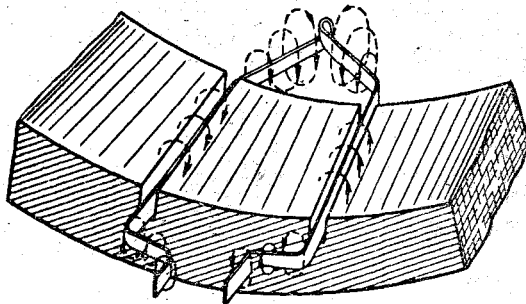


Рис. 17.12. Упрощенная картина поля рассеяния витка обмотки статора

а линии поля рассеяния ротора — только с проводниками обмотки ротора. Поля рассеяния в процессе передачи энергии от статора к ротору участия не принимают. Они лишь наводят в цепях обмоток машины э. д. с. $e_{1\sigma}$ и $e_{2\sigma}$.

Из рассмотрения условной картины поля рассеяния, представленной на рис. 17.12, можно заключить, что его магнитные линии замыкаются главным образом по воздуху.

Это позволяет считать потокосцепление поля рассеяния Ψ_σ прямо пропорциональным величине создавшего его тока, а коэффициент их пропорциональности — индуктивность L_σ — принять в качестве неизменного параметра цепи соответствующей обмотки.

При заданной частоте f_1 токов в обмотке статора действующее значение э. д. с. $E_{1\sigma}$, наведенной полем рассеяния статора, определяют через расчетное индуктивное сопротивление рассеяния $x_1 = L_{1\sigma} \omega_1 = L_{1\sigma} 2\pi f_1$ и действующее значение тока статора I_1 :

$$E_{1\sigma} = x_1 I_1.$$

Действующее значение э. д. с. $E_{2\sigma}$, наведенной полем рассеяния ротора, определяется аналогичным выражением

$$E_{2\sigma} = x_{2s} I_{2s},$$

где $x_{2s} = L_{2\sigma} \omega_2 = L_{2\sigma} 2\pi f_2$ — расчетное индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора.

Электрическое состояние цепи статора машины характеризуется уравнением, составленным по второму закону Кирхгофа:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + r_1 I_1 + (-\dot{E}_{\sigma 1}) = \dot{U}' + (r_1 + jx_1) I_1, \quad (17.7)$$

где \dot{U}_1 — фазное напряжение обмотки статора;
 r_1 — активное сопротивление фазы обмотки статора;
 $\dot{U}' = -\dot{E}_1$ — составляющая фазного напряжения, уравновешивающая э. д. с. \dot{E}_1 , наведенной в фазе обмотки статора основным вращающимся полем.

При анализе уравнения (17.7) следует учесть, что почти все приложенное к фазе обмотки статора напряжение U_1 уравновешивается э. д. с. E_1 . За счет э. д. с. $E_{1\sigma}$, наведенной полем рассеяния, и внутреннего падения напряжения $r_1 I_1$ уравновешивается лишь очень небольшая часть внешнего напряжения. В частности, для асинхронных двигателей средней мощности можно считать с достаточной степенью точности, что

$$U' = E_1 \approx 0,95 U_1. \quad (17.8)$$

Если решить уравнение (17.5) относительно магнитного потока полюса Φ и подставить в выражение (17.8) вместо E_1 указанную часть фазного напряжения, то получим

$$\Phi = \frac{0,95 U_1}{C_{\Phi 1}}. \quad (17.9)$$

Равенство (17.9) показывает, что в асинхронной машине магнитный поток Φ при неизменной частоте сети, так же как и в трансформаторе, определяется главным образом напряжением U_1 , действующим на зажимах фазы обмотки статора, и не зависит от магнитного сопротивления того участка магнитной цепи машины, по которой он замыкается.

Уравнение электрического состояния цепи роторной обмотки может быть записано в следующем виде:

$$\dot{E}_{2s} = r_2 \dot{I}_2 + (-\dot{E}_{2\sigma}) = (r_2 + jx_{2s}) I_{2s}. \quad (17.10)$$

Выражая индуктивное сопротивление рассеяния x_{2s} при вращающемся роторе через индуктивное сопротивление $x_2 = L_{2\sigma} 2\pi f_1$ при неподвижном роторе, когда $s = 1$ и $f_2 = f_1$, получим

$$x_{2s} = x_{2s}. \quad (17.11)$$

Из уравнений (17.6), (17.10) и (17.11) находим, что действующее значение тока I_{2s} в фазе вращающегося ротора

$$I_{2s} = \frac{E_{2s}}{\sqrt{r_2^2 + x_{2s}^2}} = \frac{E_{2s}}{\sqrt{r_2^2 + (x_2 s)^2}}. \quad (17.12)$$

Ток I_{2s} отстает по фазе от вызвавшей его э. д. с. E_{2s} на угол ψ_{2s} , определяемый, например, через

$$\operatorname{tg} \psi_{2s} = \frac{x_{2s}}{r_2} = \frac{x_2}{r_2} s$$

или

$$\cos \psi_{2s} = \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + (x_2 s)^2}}. \quad (17.13)$$

Таким образом, вместе с изменением нагрузки на валу асинхронного двигателя происходит одновременное изменение частоты, величин э. д. с. и токов в обмотке вращающегося ротора, а также угла сдвига фаз тока по отношению к э. д. с. На рис. 17.13 в качестве иллюстрации приведены кривые, построенные на основе формул (17.6), (17.11), (17.12), (17.13).

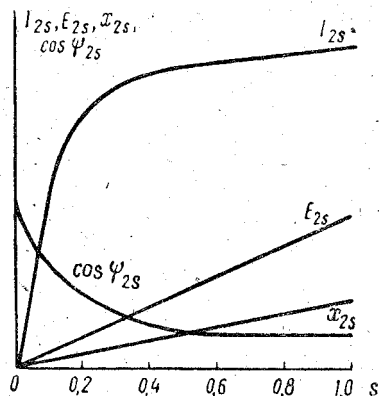


Рис. 17.13. Зависимости э. д. с., тока, индуктивного сопротивления вращающегося ротора и коэффициента мощности от скольжения

Преобразование энергии и к. п. д.

При работе асинхронного двигателя происходит необратимый процесс преобразования электрической энергии переменных токов сети в механическую энергию вращательного движения. Этот процесс сопровождается бесполезным расходом части энергии источника питания на нагрев машины, который характеризуют величинами мощностей электрических, магнитных и механических потерь. Мощностью электрических потерь характеризуют нагрев обмоток статора и ротора, обладающих активными сопротивлениями r_1 и r_2 ; по закону Джоуля—Ленца, она, как известно, пропорциональна квадрату тока в обмотке.

Мощностью магнитных потерь характеризуют нагрев сердечников, вызванный их циклическим перемагничиванием.

Во вращающейся машине, кроме электрических и магнитных потерь, возникают также механические потери; они состоят из потерь механической энергии на трение в подшипниках, контактных кольцах и о воздух.

Процесс преобразования электрической энергии в полезную механическую энергию, развиваемую асинхронным двигателем, может быть описан уравнением баланса активной мощности. На ос-

новании закона сохранения и преобразования энергии можно записать

$$P_1 = 3U_1 I_1 \cos \varphi_1 = p_{\varepsilon 1} + p_{m1} + p_{\varepsilon 2} + p_{m2} + p_{\text{мех}} + P_2, \quad (17.14)$$

где P_1 — мощность потребления машиной электрической энергии;
 $p_{\varepsilon 1}$ — мощность электрических потерь в обмотке статора;
 p_{m1} — мощность магнитных потерь в сердечнике статора;
 $p_{\varepsilon 2}$ — мощность электрических потерь в обмотке ротора;
 p_{m2} — мощность магнитных потерь в сердечнике ротора;
 $p_{\text{мех}}$ — мощность механических потерь;
 P_2 — полезная механическая мощность двигателя.

Уравнение (17.14) наглядно иллюстрирует диаграмма мощности, представленная на рис. 17.14.

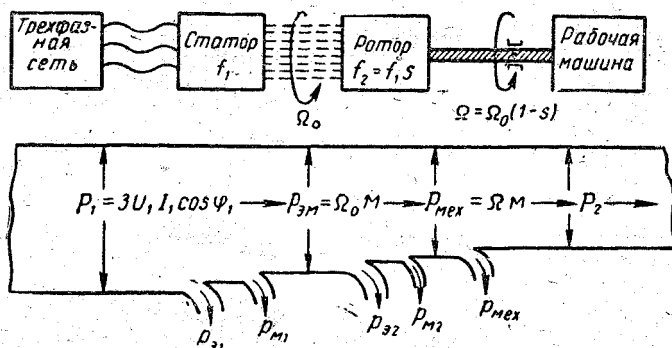


Рис. 17.14. Блок-схема и диаграмма мощности асинхронного двигателя

Она дополнена блок-схемой асинхронного двигателя, которая указывает на характер связей, существующих между источником питания, статором электрической машины, ротором и рабочим механизмом (станок, кран, насос и т. п.), приводимым в движение электрической машиной. Источник питания и статор связаны между собой электрически, статор и ротор имеют магнитную связь, а ротор и рабочий механизм — механическую связь.

Из диаграммы рис. 17.14 следует, что мощность $P_{\text{эм}}$ передачи энергии со статора на ротор, осуществляемой посредством вращающегося магнитного поля, всегда меньше активной мощности двигателя на величину мощности электрических и магнитных потерь в статоре:

$$P_{\text{эм}} = P_1 - (p_{\varepsilon 1} + p_{m1}).$$

Эту мощность, называемую электромагнитной мощностью, можно выразить также через механические величины — угловую скорость вращения магнитного поля Ω_0 и вращающий

момент M , создаваемый двигателем вследствие силового взаимодействия вращающегося магнитного поля с токами роторной обмотки. Возможность такого выражения электромагнитной мощности иллюстрируется рис. 17.15, на котором изображена магнитная муфта, являющаяся моделью асинхронного двигателя.

Здесь взамен статора с трехфазной обмоткой, возбуждающей основное вращающееся магнитное поле машины, применены эквивалентные постоянные магниты, вращаемые посторонним двигателем со скоростью вращения поля Ω_0 и создающие магнитный поток полюса, равный потоку полюса вращающегося поля токов обмотки статора.

Как известно из курса теоретической механики, момент сил, действующих на равномерно вращающийся ротор, равен моменту сил, действующих на статор, или моменту сил, приложенных к полюсам вращаемого магнита. Отсюда мощность постороннего двигателя, вращающего магнитную муфту со скоростью Ω_0 , численно равна электромагнитной мощности $P_{эм}$:

$$P_{эм} = \Omega_0 M. \quad (17.15)$$

Аналогично выражается механическая мощность $P_{мех}$ ротора, вращающегося со скоростью Ω :

$$P_{мех} = \Omega M. \quad (17.16)$$

Разность электромагнитной и механической мощностей равна мощности потерь в роторе машины. Поскольку мощность магнитных потерь в роторе мала по сравнению с мощностью электрических потерь (так как мала частота), то ею пренебрегают и считают

$$P_{эм} - P_{мех} = p_{э2}.$$

Последнее равенство позволяет получить из (17.15) и (17.16) весьма важное для анализа работы асинхронных двигателей соотношение:

$$p_{э2} = \Omega_0 M - \Omega M = \Omega_0 M \frac{\Omega_0 - \Omega}{\Omega_0}$$

или

$$p_{э2} = P_{эм} s. \quad (17.17)$$

Итак, мощность электрических потерь в роторе асинхронного двигателя пропорциональна скольжению.

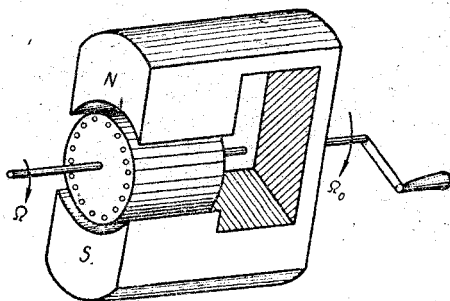


Рис. 17.15. Электромагнитная муфта

Для ограничения электрических потерь в роторе двигателя его рассчитывают и конструируют таким образом, чтобы при номинальной нагрузке скорость вращения ротора незначительно отличалась от скорости вращения магнитного поля. Обычно номинальное скольжение бывает равно нескольким процентам (от 2 до 10%).

Полезная механическая мощность P_2 двигателя меньше механической мощности $P_{\text{мех}}$ ротора на величину мощности механических потерь:

$$P_2 = P_{\text{мех}} - p_{\text{мех}}$$

Поэтому полезный момент на валу двигателя немного меньше электромагнитного момента, развиваемого ротором.

Следует иметь в виду, что на паспортном щитке асинхронного двигателя, так же как и других электрических двигателей, в качестве номинальной мощности всегда указывается его полезная механическая мощность P_2 , а не мощность потребления электрической энергии P_1 . Отношение этих мощностей определяет величину коэффициента полезного действия асинхронного двигателя:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}$$

Номинальный к. п. д. современных трехфазных асинхронных двигателей колеблется в пределах 0,75—0,95; наибольший к. п. д. имеют машины большой мощности.

Коэффициент мощности

Асинхронный двигатель не только расходует энергию переменных токов сети на полезную механическую работу и нагрев статора и ротора, но также периодически запасает ее в магнитном поле машины. Поэтому энергетические процессы, происходящие в асинхронном двигателе, характеризуют двумя величинами: активной мощностью P_1 и реактивной мощностью Q_1 .

Соотношение между активной и реактивной мощностями асинхронного двигателя оценивают его коэффициентом мощности χ , величина которого при синусоидальных напряжениях и токах численно равна косинусу угла φ_1 сдвига фаз тока в обмотке статора по отношению к напряжению:

$$\chi = \cos \varphi_1 = \frac{P_1}{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2}}$$

Коэффициент мощности асинхронного двигателя зависит от нагрузки на его валу.

При холостом ходе машины, когда энергия расходуется только на покрытие небольших потерь в статоре и незначительных механических потерь, активная мощность двигателя мала, а реактивная

мощность велика, поскольку в машине при номинальном напряжении возбуждается вращающееся магнитное поле с максимальной величиной потока полюса. Поэтому коэффициент мощности при холостом ходе асинхронного двигателя будет низким — обычно 0,08—0,15.

С постепенным возрастанием нагрузки активная мощность увеличивается, а реактивная мощность практически остается постоянной, так как при неизменной амплитуде напряжения сети поток полюса основного поля сохраняет ту же величину, что и при холостом ходе. Иначе говоря, энергия, запасаемая во вращающемся магнитном поле, практически не зависит от расхода энергии на совершение полезной механической работы и нагрев двигателя. Следовательно, с увеличением механической мощности двигателя его коэффициент мощности также возрастает. При нагрузке, близкой к номинальной, коэффициент мощности асинхронного двигателя достигает наибольшего значения (0,75—0,95). Однако при дальнейшем увеличении тормозного момента на валу, сопровождающемся снижением скорости вращения ротора и существенным ростом токов в обмотках статора и ротора, коэффициент мощности двигателя снижается, что объясняется усилением полей рассеяния и более быстрым ростом реактивной мощности по сравнению с активной мощностью.

Ввиду массового применения асинхронных двигателей в народном хозяйстве рациональная эксплуатация их, исключая работу машины с низким коэффициентом мощности, приобретает важное значение для экономичного электроснабжения предприятий. В частности, нельзя допускать длительных холостых ходов асинхронных двигателей: если на отдельных станках нет работы, то электродвигатели отключают от сети. Далее необходимо следить за тем, чтобы мощность устройства, приводимого в действие асинхронной машиной, незначительно отличалась от номинальной мощности машины. Если при длительной работе асинхронного двигателя его средняя полезная мощность не превышает 45% номинальной, то такой электродвигатель заменяют соответствующим двигателем меньшей мощности.

В тех случаях, когда работа двигателя при полной нагрузке сочетается с его работой со значительной недогрузкой, при которой коэффициент мощности становится недопустимо низким, применяют специальные меры, обеспечивающие повышение коэффициента мощности. Для этого во время работы асинхронного двигателя со значительной недогрузкой (например, когда мощность $P_2 < 0,5P_{2н}$) снижают фазные напряжения на его статорной обмотке. Тем самым поток полюса вращающегося поля, а следовательно, и реактивная мощность машины будут уменьшены. Наиболее просто это достигается в двигателях, допускающих пересоединение фаз обмотки статора с треугольника на звезду и включаемых в сеть с линейным напряжением, равным номинальному фазному напряжению. Тогда при работе с нагрузкой, близкой к номинальной, фазы обмотки ста-

тора соединяют в треугольник, а при значительной недогрузке — в звезду, что приводит к снижению фазного напряжения в $\sqrt{3}$ раз. Эти пересоединения фаз обмотки статора обычно производят при помощи автоматического устройства. Двигатель, снабженный таким устройством, работает в широком диапазоне изменения нагрузки с коэффициентом мощности, близким к номинальному.

§ 17.3. АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ С ЭКВИВАЛЕНТНЫМ НЕПОДВИЖНЫМ РОТОРОМ

При анализе рабочих свойств асинхронного двигателя встречаются известные затруднения в связи с тем, что э. д. с. и токи в обмотках статора и вращающегося ротора имеют разные частоты. Однако эти трудности можно преодолеть, если использовать принцип приведения рабочего процесса асинхронного двигателя при

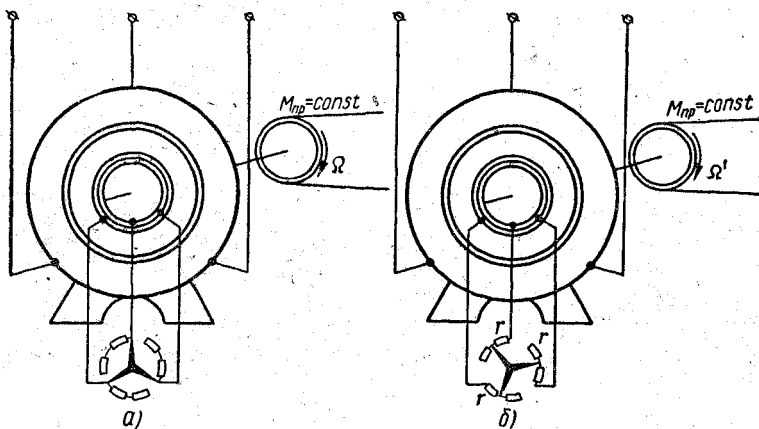


Рис. 17.16. Схема асинхронного двигателя с замкнутыми накоротко контактными кольцами (а) и реостатом, включенным в цепь ротора (б)

вращающемуся роторе к рабочему процессу при неподвижном роторе. Для выяснения принципа приведения рассмотрим работу асинхронного двигателя с контактными кольцами, получающего питание от трехфазной сети с неизменными напряжениями и частотой f_1 .

Предположим вначале, что контактные кольца замкнуты накоротко и двигатель, вращаясь со скольжением s , преодолевает тормозной момент M_{np} (рис. 17.16, а). В этом случае ток в обмотке ротора машины имеет частоту $f_2 = f_1 s$. Величина этого тока может быть выражена через параметры цепи обмотки ротора и скольжение формулой (17.12), которую запишем в другом виде, поделив

числитель и знаменатель на скольжение:

$$I_{2s} = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{r_2}{s}\right)^2 + x_2^2}}. \quad (17.18)$$

Считая, что тормозной момент все время поддерживается неизменным, представим себе (рис. 17.16, б), что через контактные кольца в каждую фазу обмотки вращающегося ротора введено некоторое добавочное сопротивление r . Докажем, что скорость вращения ротора от этого должна уменьшиться.

Действительно, при постоянном тормозном моменте $M_{\text{пр}}$ должен оставаться постоянным уравновешивающий его электромагнитный момент вращения M , а следовательно, и электромагнитная мощность $P_{\text{эм}}$ ($P_{\text{эм}} = \Omega_0 M$). Поэтому согласно равенству (17.17) должно оставаться неизменным отношение электрических потерь к скольжению:

$$P_{\text{эм}} = \frac{p_{\text{э}2}}{s} = \text{const}. \quad (17.19)$$

В первом случае ток I_{2s} в трехфазной обмотке ротора, вращающегося со скольжением s , создает электрические потери $p_{\text{э}2} = 3r_2 I_{2s}^2$. Во втором случае, когда активное сопротивление цепи фазной обмотки ротора составляет $r_2 + r$, ток I_{2s_1} при скольжении s_1 создает потери $p_{\text{э}2} = 3(r_2 + r)I_{2s_1}^2$.

Подставляя значения этих потерь и скольжений в выражение (17.19), получим

$$\frac{r_2 I_{2s}^2}{s} = \frac{(r_2 + r) I_{2s_1}^2}{s_1}. \quad (17.20)$$

Для определения тока I_{2s_1} используем формулу (17.18), заменив в ней величины r_2 и s на $r_2 + r$ и s_1 :

$$I_{2s_1} = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{r_2 + r}{s_1}\right)^2 + x_2^2}}. \quad (17.21)$$

С учетом (17.18) и (17.21) равенство (17.20) может быть представлено в следующем виде:

$$\frac{\frac{r_2}{s}}{\left(\frac{r_2}{s}\right)^2 + x_2^2} = \frac{\frac{r_2 + r}{s_1}}{\left(\frac{r_2 + r}{s_1}\right)^2 + x_2^2},$$

откуда

$$\frac{r_2}{s} = \frac{r_2 + r}{s_1}. \quad (17.22)$$

Таким образом, при одном и том же тормозном моменте скольжение ротора тем больше, чем больше его активное сопротивление.

Иначе говоря, при постоянном тормозном моменте скорость вращения ротора можно уменьшить путем введения в его цепь добавочного сопротивления.

Вследствие увеличения скольжения частота тока в цепи ротора увеличится и станет равной $f_2 = f_1 s_1$. Однако ток в этой цепи, несмотря на увеличение ее активного сопротивления, не изменится ни по величине, ни по фазе. В этом нетрудно убедиться, сопоставив равенства (17.18), (17.21) и (17.22).

Снижение скорости вращения ротора до значения $\Omega' = \Omega_0 \times (1 - s_1)$ вызовет соответствующее уменьшение развиваемой им механической мощности $P'_{\text{мех}} = \Omega' M$, так как, по условию, тормозной момент $M_{\text{пр}}$ не изменяет своей величины.

Чтобы выяснить, на какую величину уменьшается механическая мощность двигателя после введения в цепь его ротора добавочных сопротивлений r , обратимся к уравнению баланса активной мощности ротора.

До введения добавочных сопротивлений электромагнитная мощность машины, ротор которой вращался со скоростью $\Omega = \Omega_0 \times (1 - s)$, была равна

$$P_{\text{эм}} = \Omega_0 M = 3r_2 I_{2s}^2 + P_{\text{мех}}.$$

После введения добавочных сопротивлений r в цепь вращающегося ротора величина электромагнитной мощности не изменится ($M = \text{const}$), однако мощность электрических потерь в сопротивлениях цепи ротора увеличится, а механическая мощность $P'_{\text{мех}}$ ротора уменьшится:

$$P_{\text{эм}} = \Omega_0 M = 3(r_2 + r) I_{2s_1}^2 + P'_{\text{мех}}.$$

Так как мощности собственных электрических потерь в обмотке вращающегося ротора в обоих случаях не изменяются ($3r_2 I_{2s}^2 = 3(r_2 + r) I_{2s_1}^2$), то из сопоставления уравнений баланса активной мощности ротора находим, что

$$P_{\text{мех}} - P'_{\text{мех}} = 3r I_{2s}^2.$$

Следовательно, механическая мощность, развиваемая ротором двигателя при введении добавочного сопротивления r , уменьшается на величину мощности электрических потерь в этом добавочном сопротивлении.

Особый интерес представляет предельный случай, когда в цепь каждой фазы ротора введено такое внешнее добавочное сопротивление r_d , при котором ротор, подверженный действию тормозного момента, останется неподвижным ($s_1 = 1$), а ток в его обмотке сохранит такую же величину, как и в первых двух рассмотренных случаях.

Величину добавочного сопротивления r_d , необходимую для осуществления этой операции, найдем из равенства (17.22) при подста-

новке в него $s_1 = 1$ и $r = r_d$:

$$r_d = r_2 \frac{1-s}{s}. \quad (17.23)$$

При этом сопротивление цепи каждой фазы обмотки неподвижного ротора окажется равным сумме собственного и добавочного сопротивлений:

$$r_2 + r_d = r_2 + r_2 \frac{1-s}{s} = \frac{r_2}{s}. \quad (17.24)$$

Асинхронная машина с неподвижным ротором, цепь каждой фазы которого имеет сопротивление $\frac{r_2}{s}$ *, является эквивалентной по величинам тока и мощности асинхронному двигателю, ротор которого вращается со скоростью $n = n_0(1-s)$. Так как при неподвижном роторе ($s = 1$) частота f_2 тока в его обмотке равна частоте f_1 тока в статорной обмотке, то исследование работы асинхронного двигателя при вращающемся роторе может быть сведено к исследованию эквивалентного трансформатора, работающего на идеально активную нагрузку.

§ 17.4. СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ

Схема замещения асинхронной машины с эквивалентным неподвижным ротором принципиально не отличается от схемы замещения обычного трансформатора, поскольку такая машина по существу является трансформатором.

Для построения схемы замещения цепь обмотки ротора необходимо подвергнуть дополнительному преобразованию, аналогичному рассмотренному в § 12.3 преобразованию вторичной цепи трансформатора. Сущность такого преобразования заключается в мысленной замене реальной вторичной обмотки некоторой эквивалентной обмоткой (приведенной обмоткой), обладающей новыми (приведенными) расчетными параметрами. Применительно к асинхронной машине приведенную обмотку вторичной цепи следует представить себе в виде обмотки ротора, которая имеет то же число фаз, то же число витков в фазе и то же расположение обмотки вдоль воздушного зазора, что и обмотка статора.

Величину тока I_2 в приведенной обмотке ротора, а также ее активное r_2 и индуктивное x_2 сопротивления определяют из усло-

* Если внешние добавочные сопротивления превышают величину $r_d = r_2 \frac{1-s}{s}$, то ротор также останется неподвижным, но все энергетические соотношения и величины токов будут иными.

вия, что энергетические соотношения, характеризующие работу реального двигателя и двигателя с приведенной обмоткой ротора, должны сохраниться неизменными. Например, для трехфазного двигателя мощность электрических потерь ротора с m_2 -фазной обмоткой

$$P_{\text{э}2} = m_2 r_2 I_{2\text{с}}^2 = 3r_2' I_2'^2. \quad (17.25)$$

Реактивная мощность поступления энергии в поле рассеяния ротора

$$Q_{\text{с}2} = m_2 x_2 I_{2\text{с}}^2 = 3x_2' I_2'^2. \quad (17.26)$$

В цепь этой приведенной обмотки включено соответственно измененное (приведенное) добавочное сопротивление $r_d' = r_2' \frac{1-s}{s}$.

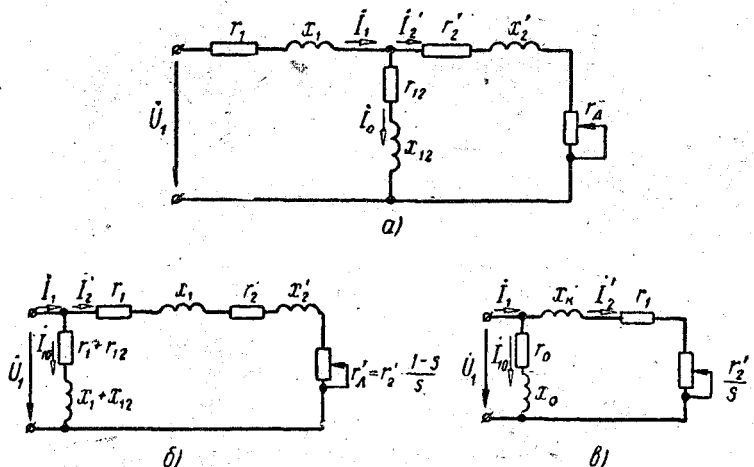


Рис. 17.17. Схемы замещения асинхронной машины

Асинхронная машина с приведенной обмоткой ротора имеет Т-образную схему замещения, изображенную на рис. 17.17, а. Обоснования схемы здесь не даются, так как она может быть получена путем тех же рассуждений, которые были приведены в гл. 12 при составлении схемы замещения трансформатора.

Так же как и в трансформаторе, схема замещения асинхронного двигателя имеет три ветви, каждая из которых состоит из последовательно соединенных активного и индуктивного сопротивлений.

Ветвь тока статора I_1 (см. рис. 17.17, а) содержит активное сопротивление статорной обмотки r_1 и индуктивное сопротивление x_1 , обусловленное наличием поля рассеяния статора. Активное сопротивление r_{12} в ветви тока I_0 , называемой ветвью намагничивания, характеризует магнитные потери двигателя, а индуктивное сопротивление x_{12} в этой ветви — реактивную мощность, определяемую основным вращающимся полем машины.

Ветвь приведенного тока ротора I_2' состоит из активных сопротивлений r_2' и $r_d' = r_2' \frac{1-s}{s}$ и индуктивного сопротивления x_2' .

Активное сопротивление r_d' имитирует нагрузку двигателя, а индуктивное сопротивление x_2' характеризует поле рассеяния ротора.

Т-образная схема замещения асинхронного двигателя является довольно сложной, так как имеет последовательно-параллельное соединение ветвей. При изменении переменного параметра — скольжения s — изменяются не только токи в главных ветвях (I_1 и I_2'), но и ток в ветви намагничивания (I_0). Однако изменение величины падения напряжения $(r_1 + jx_1)I_1$ в ветви тока I_1 при переходе от режима холостого хода к режиму нагрузки относительно мало, а следовательно, и колебания тока I_0 в ветви намагничивания незначительны. Для упрощения анализа работы асинхронного двигателя можно допустить, что ток I_0 не зависит от нагрузки. Такому предположению будет соответствовать Г-образная схема замещения (рис. 17.17, б), в которой в отличие от Т-образной схемы ветвь намагничивания вынесена на внешние зажимы. При этом преобразовании ветвь намагничивания составляют из последовательно включенных сопротивлений r_{12} , r_1 , x_{12} и x_1 .

Неточность, которую вносит упрощенная схема замещения рис. 17.17, б, мало отражается на результатах расчета числовых значений величин, характеризующих рабочие свойства асинхронных двигателей. Однако она дает возможность весьма просто выразить действующее значение тока I_2' через фазное напряжение U_1 , приложенное к обмотке статора, а также параметры обмоток статора и ротора. Непосредственно из схемы рис. 17.17, б имеем

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + r_2' + r_d')^2 + (x_1 + x_2')^2}}$$

Учитывая равенство (17.24) и обозначив $x_1 + x_2' = x_k$, получим схему замещения рис. 17.17, в, из которой следует, что

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{r_2'}{s}\right)^2 + x_k^2}} \quad (17.27)$$

Соотношение (17.27) показывает, что ток в обмотке ротора, а следовательно, и в обмотке статора асинхронного двигателя имеет наибольшее значение в момент пуска, когда $s = 1$. В эквивалентном трансформаторе это соответствует режиму короткого замыкания под полным напряжением, приложенным к его первичной обмотке, поскольку сопротивление r_d' , имитирующее механическую нагрузку, должно быть равно нулю.

Так как у асинхронной машины индуктивные сопротивления x_1 и x_2 , обусловленные полями рассеяния, значительно больше, чем у обычного трансформатора, то относительная величина тока

в короткозамкнутой обмотке неподвижного ротора асинхронного двигателя (пусковой ток) оказывается существенно меньше, чем аварийный ток короткого замыкания трансформатора.

Если аварийный ток короткого замыкания обычного трансформатора может достигать 25—30-кратных значений номинального тока, то у асинхронного двигателя ток в неподвижной короткозамкнутой роторной обмотке при подключении статорной обмотки под полное (номинальное) напряжение не превышает обычно 5—7-кратных значений номинального тока. При нормальном пуске асинхронной машины по мере разворачивания ротора ток в его обмотке быстро спадает до нормальной величины, определяемой моментом нагрузки, и перегрева обмоток машины большими пусковыми токами не происходит. Поэтому пусковой ток асинхронного двигателя не является аварийным током.

§ 17.5. МЕХАНИЧЕСКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ТРЕХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Характеристика момент — скольжение

Механическая характеристика является важнейшей характеристикой любого электрического двигателя, так как она позволяет установить, какой электромагнитный момент будет действовать на ротор машины при заданной скорости его вращения, или решить обратную задачу.

Для трехфазного асинхронного двигателя зависимость скорости вращения ротора от электромагнитного момента выражается громоздкой и неудобной для анализа функцией. Однако значения этих двух величин могут быть определены сравнительно простыми формулами через третью переменную величину — скольжение. В частности, согласно равенствам (17.1) и (17.3) зависимость скорости вращения ротора от скольжения выражается следующим соотношением:

$$n = n_0(1 - s) = \frac{60f_1}{p}(1 - s). \quad (17.28)$$

Зависимость электромагнитного момента от скольжения может быть выведена из формул (17.15), (17.17) и (17.25):

$$M = \frac{P_{эм}}{\Omega_0} = \frac{p_{э2}}{\Omega_0 s} = \frac{3r_2' I_2'^2}{\Omega_0 s}. \quad (17.29)$$

Подставляя в уравнение (17.29) значение приведенного тока ротора I_2' из (17.27), получим

$$M = \frac{3r_2' U_1^2}{\Omega_0 s \left[\left(r_1 + \frac{r_2'}{s} \right)^2 + x_k^2 \right]}. \quad (17.30)$$

Из формулы (17.30) следует, что электромагнитный момент асинхронной машины пропорционален квадрату действующего значения напряжения на фазе обмотки статора. Следовательно, даже умеренные изменения напряжения сети сопровождаются существенными изменениями электромагнитного момента.

На рис. 17.18, а изображена кривая зависимости электромагнитного момента от скольжения, построенная в соответствии с формулой (17.30). Эта кривая имеет явно выраженный максимум. Взяв первую производную $\frac{dM}{ds}$ и приравняв ее нулю, определим

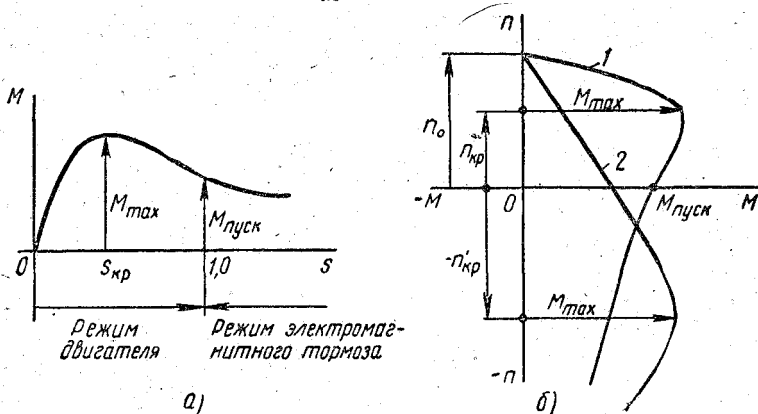


Рис. 17.18. График зависимости электромагнитного момента от скольжения (а) и механические характеристики асинхронной машины (б), работающей в режиме двигателя и электромагнитного тормоза

значение скольжения $s = s_{кр}$, при котором асинхронная машина развивает максимальный момент M_{max} :

$$s_{кр} = \frac{r'_2}{\sqrt{r_1^2 + x_k^2}} \quad (17.31)$$

Это значение скольжения называют критическим скольжением.

Из выражения (17.31) следует, что скольжение, при котором асинхронная машина развивает максимальный электромагнитный момент, пропорционально активному сопротивлению фазы обмотки ротора. Иначе говоря, чем больше активное сопротивление фазы обмотки ротора, тем ниже критическая скорость его вращения $n_{кр} = n_0(1 - s_{кр})$. Обычно для практических расчетов пренебрегают активным сопротивлением обмотки статора r_1 по сравнению с суммарным индуктивным сопротивлением $x_k = x_1 + x_2$ и тогда формула (17.31) принимает весьма простой и удобный для расчета вид:

$$s_{кр} = \frac{r'_2}{x_k}$$

Подставив в (17.30) величину скольжения из (17.31), получим выражение для максимального электромагнитного момента асинхронной машины

$$M_{\max} = \frac{2U_1^2}{2\Omega_0 (r_1 + \sqrt{r_1^2 + x_k^2})}. \quad (17.32)$$

Формула (17.32) свидетельствует о том, что максимальный электромагнитный момент асинхронной машины не зависит от активного сопротивления цепи ротора.

Удобную для расчетов модификацию формулы (17.30) можно получить, если представить вращающий момент в относительных единицах.

Для этого разделим уравнение (17.30) на (17.32):

$$\frac{M}{M_{\max}} = \frac{2r_2'(r_1 + \sqrt{r_1^2 + x_k^2})}{s \left[\left(r_1 + \frac{r_2'}{s} \right)^2 + x_k^2 \right]}.$$

Так как из уравнения (17.31)

$$\sqrt{r_1^2 + x_k^2} = \frac{r_2'}{s},$$

то

$$\frac{M}{M_{\max}} = \frac{2r_2' \left(r_1 + \frac{r_2'}{s} \right)}{s \left[\left(\frac{r_2'}{s} \right)^2 + \left(\frac{r_2'}{s_{\text{кр}}} \right)^2 + 2r_1 \frac{r_2'}{s} \right]}.$$

Умножив числитель и знаменатель последнего выражения на $\frac{s_{\text{кр}}}{r_2'}$, получим

$$M = \frac{(2 + \beta s_{\text{кр}}) M_{\max}}{\frac{s}{s_{\text{кр}}} + \frac{s_{\text{кр}}}{s} + \beta s_{\text{кр}}}, \quad (17.33)$$

где

$$\beta = 2 \frac{r_1}{r_2'}.$$

Если в числителе и знаменателе формулы (17.33) пренебречь членом $\beta s_{\text{кр}}$ ввиду его относительной малости, то получим простое соотношение

$$M = \frac{2M_{\max}}{\frac{s}{s_{\text{кр}}} + \frac{s_{\text{кр}}}{s}}. \quad (17.34)$$

В тех случаях, когда не требуется большой точности, формула (17.34) весьма удобна для приближенного построения зависимости электромагнитного момента от скольжения.

Задаваясь рядом величин скольжения и используя формулы (17.28), (17.30), можно рассчитать скорость вращения ротора и электромагнитный момент, соответствующие каждому выбранному значению скольжения. Зависимость между ними обычно изображают графически, а полученную кривую называют механической характеристикой.

На рис. 17.18, б в качестве примера построены механические характеристики трехфазного асинхронного двигателя с малым (кривая 1) и большим (кривая 2) активным сопротивлением фазы обмотки ротора. Из рассмотрения этих характеристик можно заключить, что при малом активном сопротивлении обмотки ротора асинхронная машина развивает максимальный момент в двигательном режиме, а при значительном сопротивлении, когда критическое скольжение больше единицы, — в режиме электромагнитного тормоза.

Все короткозамкнутые трехфазные асинхронные двигатели обладают малым активным сопротивлением фазы обмотки ротора, а следовательно, их механические характеристики имеют вид кривой 1 на рис. 17.18, б. Сопоставление этой кривой с кривой зависимости тока в роторе от скольжения (см. рис. 17.13) может вызвать вопрос, почему пусковой момент двигателя с малым активным сопротивлением фазы обмотки ротора меньше максимального момента, хотя пусковой ток в роторе максимален, а при вращении ротора с низкой скоростью, когда ток в роторе уменьшается, электромагнитный момент увеличивается.

Действительно, электромагнитный момент асинхронного двигателя возникает в результате взаимодействия потока полюса вращающегося поля с токами, индуктируемыми в проводниках ротора. Однако величина вращающего момента асинхронного двигателя определяется не полным током в обмотке ротора, а только его активной составляющей.

В самом деле, из формул (17.25) и (17.29) находим, что электромагнитный момент

$$M = \frac{m_2 r_2' I_{2s}^2}{\Omega_0 s} \quad (17.35)$$

Согласно полученным ранее выражениям (17.5), (17.12) и (17.13) мощность электрических потерь в роторе можно выразить следующим образом:

$$p_{\text{э}2} = m_2 r_2' I_{2s}^2 = m_2 E_{2s} I_{2s} \cos \psi_{2s} = m_2 C_2 E_{1s} \Phi I_{2s} \cos \psi_{2s} \quad (17.36)$$

Подставляя (17.36) в (17.35), получим

$$M = C_m \Phi I_{2s} \cos \psi_{2s} \quad (17.37)$$

где C_m — постоянная, зависящая от конструкции двигателя и выбранной системы единиц измерения.

Теперь, пользуясь выражениями (17.12), (17.13) и (17.37), можно дать ответ на поставленный выше вопрос.

При малом сопротивлении фазы обмотки ротора пусковой момент двигателя меньше максимально возможного, так как, несмотря на значительный ток в неподвижной обмотке ротора, угол ψ_{2s} сдвига фаз тока по отношению к э. д. с. также значителен и активная составляющая тока ротора оказывается небольшой.

При вращении ротора с низкой скоростью частота колебаний тока в нем уменьшается по сравнению с пусковым моментом, ток вследствие этого тоже уменьшается, но незначительно, а его активная составляющая увеличивается, что объясняется уменьшением угла ψ_{2s} сдвига фаз тока ротора по отношению к э. д. с. Наибольшую величину активная составляющая тока ротора имеет при критической скорости вращения.

Дальнейшее повышение скорости вращения ротора также приводит к монотонному убыванию частоты колебаний и угла сдвига фаз тока по отношению к э. д. с. Однако при малых скольжениях полный ток, а следовательно, и его активная составляющая существенно уменьшаются, что сопровождается соответствующим уменьшением вращающего момента.

Статическая устойчивость асинхронного двигателя

Из рассмотрения механической характеристики асинхронной машины с малым сопротивлением фазы обмотки ротора (см. кривую I на рис. 17.18, б) следует, что при увеличении скорости вращения ротора от нуля до критической вращающий момент машины также увеличивается; дальнейшее увеличение скорости вращения ротора сопровождается уменьшением вращающего момента. Отмеченная особенность асинхронной машины является весьма важной, так как она определяет условия, при которых возможна ее устойчивая длительная работа в двигательном режиме.

Как известно, равномерное вращение ротора может происходить только при динамическом равновесии вращающего и противодействующего или тормозного моментов

$$M_{вр} = M_{пр}.$$

Динамическое равновесие вращающего и тормозного моментов является необходимым, но не достаточным условием устойчивого вращения ротора. Вращение ротора происходит устойчиво, если незначительные нарушения динамического равновесия моментов вызывают также незначительные отклонения скорости вращения. Неустойчивое вращение ротора проявляется в том, что малейшее нарушение равновесия действующих на него моментов либо сопро-

вождается значительным увеличением скорости вращения ротора, либо приводит к его остановке.

1. Анализ условий устойчивого вращения ротора асинхронного двигателя проведем на основе совместного рассмотрения механических характеристик электрического двигателя и установки, приводимой в движение этим двигателем. Допустим, что тормозной момент $M_{пр}$ установки не зависит от скорости ее вращения. Совместим механическую характеристику такой установки с механической характеристикой асинхронной машины так, как это сделано на рис. 17.19.

Динамическое равновесие моментов ($M_{вр} = M_{пр}$) здесь может быть при скоростях вращения n_a и n_b , однако устойчивое вращение ротора возможно только при скорости n_a , превышающей критическую скорость $n_{кр}$. Действительно, если двигатель вращается со скоростью n_a , то при случайном изменении, например при незначительном увеличении тормозного момента, в первое мгновение произойдет нарушение динамического равновесия моментов: тормозной момент будет больше вращающего и ротор машины затормозится. Снижение скорости вращения приведет к увеличению вращающего момента. Когда он уравнивает тормозной момент, процесс торможения закончится и ротор вновь будет равномерно вращаться, но с немного меньшей скоростью (точка a' на рис. 17.19). При случайном уменьшении тормозного момента возникнет ускорение вращения ротора и вращающий момент начнет убывать. Новое динамическое равновесие моментов наступит при немного большей скорости вращения ротора (точка a'' на рис. 17.19).

Участок механической характеристики, соответствующий такому состоянию асинхронной машины, когда увеличение скорости вращения ротора сопровождается уменьшением вращающего момента ($\frac{dn}{dM} < 0$), называют рабочим участком.

Предположим теперь, что двигатель вращается с постоянной скоростью n_b , меньшей критической скорости $n_{кр}$. Если по какой-либо случайной причине тормозной момент уменьшится, пусть даже весьма незначительно, то вслед за этим начнется процесс ускорения вращения ротора. Скорость и вращающий момент в этом случае

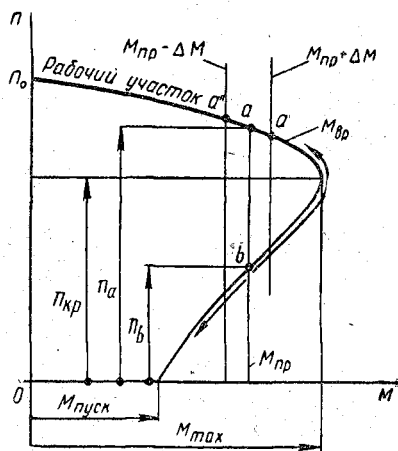


Рис. 17.19. К определению условий устойчивой работы асинхронного двигателя

увеличатся. Начавшееся ускорение будет развиваться, чему будет соответствовать перемещение изображающей точки на механической характеристике (см. рис. 17.19) вверх от точки b . Новое динамическое равновесие моментов наступит при скорости вращения, значительно большей первоначальной (точка a'' на рис. 17.19).

Если по какой-либо причине тормозной момент немного возрастет, то путем тех же рассуждений можно заключить, что начнется замедление вращения ротора вплоть до его полной остановки, чему соответствует перемещение изображающей точки на механической характеристике вниз от точки b . К таким же выводам приводит рассмотрение процессов, возникающих при изменении вращающего момента двигателя. Таким образом, устойчивое вращение ротора асинхронного двигателя с малым активным сопротивлением его обмотки возможно лишь при скорости, превышающей критическую скорость.

Если тормозной момент на валу двигателя увеличивать от момента холостого хода до тех пор, пока он не станет равен максимальному вращающему моменту, то вращение ротора будет устойчивым. Когда тормозной момент превысит величину максимального вращающего момента, произойдет быстрое снижение скорости вращения ротора двигателя и он остановится.

§ 17.6. ПУСК В ХОД АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Пуск в ход асинхронного двигателя представляет собой процесс перехода машины из состояния покоя в состояние равномерного вращения.

В процессе пуска в ход асинхронный двигатель потребляет из сети энергию, расходуемую не только на покрытие собственных потерь и преодоление приложенного к валу тормозного момента, но также на сообщение всей вращающейся вместе с ротором системе механизмов определенного запаса кинетической энергии. Следовательно, в процессе пуска двигателя на ротор машины действуют как тормозной, так и инерционный моменты, которые преодолеваются вращающим электромагнитным моментом, развиваемым машиной.

Чем больше момент инерции системы механизмов, вращающихся вместе с ротором асинхронной машины, тем больше должен быть вращающий электромагнитный момент, чтобы обеспечить при данном тормозном моменте пуск двигателя в течение заданного времени.

Одновременно с этим при пуске машины под полным номинальным напряжением возникают значительные токи в обмотках двигателя. В маломощных сетях они могут вызвать нежелательное для работы других приемников энергии временное понижение напряжения.

Таким образом, в условиях эксплуатации иногда может возникнуть необходимость увеличения вращающего электромагнитного момента с одновременным ограничением пусковых токов.

Поставленная задача наиболее просто решается путем искусственного увеличения активного сопротивления фазы обмотки ротора. Это осуществляется двумя способами:

- 1) для двигателя с контактными кольцами — включением в цепь ротора пускового реостата;
- 2) для двигателей с короткозамкнутым ротором — специальной конструкцией обмотки ротора.

Пуск асинхронного двигателя с контактными кольцами

Асинхронный двигатель с контактными кольцами пускается в ход пусковым реостатом, включенным в его роторную цепь.

На рис. 17.20, а показана принципиальная схема включения асинхронного двигателя с двухступенчатым пусковым реостатом.

Характер изменения момента, развиваемого асинхронной машиной при пуске с помощью реостата, иллюстрируют механические характеристики (рис. 17.20, б).

Первая и вторая характеристики — искусственные, соответствующие работе асинхронного двигателя с введенными в цепь ротора внешними добавочными сопротивлениями $r_{1\text{пуск}}$ и $r_{2\text{пуск}}$; третья характеристика — естественная, которую имеет двигатель без добавочных сопротивлений в цепи ротора.

Как видно из семейства механических характеристик, пусковой момент $M_{\text{пуск}}$ асинхронного двигателя зависит от активного сопротивления фазы обмотки ротора: увеличение активного сопротивления до определенного предела приводит к увеличению пускового момента. Он может быть даже равен максимальному, если общее сопротивление пускового реостата будет таким, при котором критическое скольжение равно единице:

$$s_{\text{кр}} = \frac{r_2' + r_{\text{пуск}}'}{x_{\text{к}}} = 1$$

или

$$r_2' + r_{\text{пуск}}' = x_{\text{к}} = x_1 + x_2'$$

Асинхронный двигатель развивает при пуске наибольший момент, когда приведенное активное сопротивление фазы обмотки ротора равно суммарному индуктивному сопротивлению рассеяния обмоток статора и ротора. Дальнейшее увеличение активного сопротивления фазы обмотки ротора приводит вновь к ослаблению пускового момента.

Пуск двигателя происходит с момента включения обмотки статора на полное напряжение сети. При этом в ротор вводят все сопро-

тивления пускового реостата, благодаря чему пусковой момент значительно увеличивается, а пусковой ток уменьшается.

После того как произойдет пуск двигателя и будет увеличиваться скорость вращения, вращающий момент уменьшится.

Рабочая точка на искусственной механической характеристике (кривая *I* на рис. 17.20, б) будет перемещаться по участку *I—I'*.

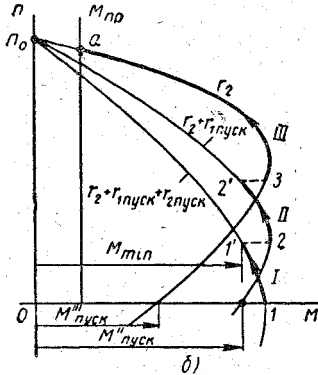
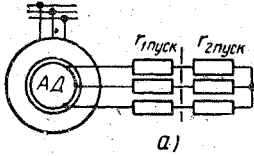


Рис. 17.20. Схема включения пускового реостата в цепь ротора (а) и пусковые механические характеристики (б) асинхронного двигателя с контактными кольцами

Для сокращения времени пуска двигателя его вращающий момент, снизившийся до некоторого минимального значения $M_{мин}$, вновь увеличивают, выводя часть сопротивлений пускового реостата.

Ротор получает дополнительно ускорение, что приводит к дальнейшему возрастанию скорости вращения. Пуск машины происходит по искусственной характеристике *II*, соответствующей оставшемуся в цепи ротора пусковому сопротивлению $r_{пуск}$; рабочая точка при этом переходит на участок *2—2'*. При новом снижении вращающего момента до значения $M_{мин}$ внешнее пусковое сопротивление полностью выключают, а кольца замыкают накоротко. Двигатель заканчивает пуск по естественной характеристике и достигает скорости вращения, определяемой равенством вращающего и тормозного моментов (точка *a* на кривой *III* рис. 17.20, в).

Двигатели с контактными кольцами имеют хорошие пусковые характеристики, однако они дороже, более сложны и менее надежны в эксплуатации, имеют худшие энергетические показатели работы (к. п. д. и $\cos \phi$), чем короткозамкнутые асинхронные двигатели.

Поэтому их применяют лишь в тех случаях, когда короткозамкнутые двигатели не проходят по нагреву (например, приводы с большой частотой включений), не дают требуемых характеристик (например, маховиковые приводы, привод мостовых кранов и т. п.) или не могут быть установлены по условиям работы сети.

Пуск асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором

Короткозамкнутый асинхронный двигатель обычно пускается в ход путем непосредственного включения обмоток статора в сеть.

Для уменьшения пускового тока электродвигателей средней и большой мощности применяют способы, позволяющие понизить

на время пуска напряжение, подводимое к статору. Наиболее употребительным из них является способ переключения обмотки статора со звезды на треугольник*. Его можно применить в том случае, если нормально обмотка статора должна быть соединена в треугольник. Схема пуска посредством переключения обмотки статора показана на рис. 17.21.

В момент пуска обмотку статора соединяют звездой (переключатель в положении 1), т. е. пуск двигателя происходит под уменьшенным в $\sqrt{3}$ раз напряжением. Благодаря меньшему насыщению стали пусковой ток в питающих проводах оказывается примерно в четыре раза меньше, чем при включении обмотки статора на полное напряжение сети. После того как двигатель разовьет скорость, при которой э. д. с. и ток в цепи ротора будут сравнительно небольшими, обмотку статора соединяют треугольником (переключатель в положении 2).

Способы пуска в ход посредством снижения напряжения имеют тот недостаток, что одновременно с ограничением пускового тока резко снижается и пусковой вращающий момент, так как он зависит от квадрата фазного напряжения. Для улучшения пусковых свойств короткозамкнутых асинхронных двигателей, т. е. для увеличения отношения пускового момента к пусковому току, современные асинхронные машины этого типа снабжают роторами специальной конструкции. Наибольшее распространение получили два исполнения короткозамкнутых роторов: с одной «беличьей клеткой», уложенной в глубокие пазы, и с двойной «беличьей клеткой».

«Беличья клетка» на роторе с глубоким пазом состоит из ряда узких высоких стержней, замкнутых на обоих торцах ротора широкими кольцами. Такой паз с заложением в нем стержнем показан на рис. 17.22.

Здесь же изображена примерная картина распределения поля рассеяния ротора.

Представим себе, что узкий стержень, заложённый в паз, разделен по высоте на большое число проводниковых нитей. Из рассмотрения рис. 17.22, а можно заключить, что нити, расположенные в нижних слоях стержня, сцепляются с большим числом маг-

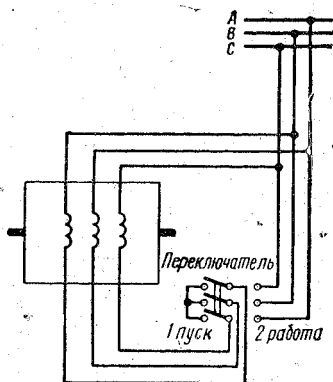


Рис. 17.21. Схема включения обмотки статора короткозамкнутого асинхронного двигателя в трехфазную сеть при пуске под пониженным фазным напряжением

* Пуск с реостатом в цепи статора применяют редко, так как при этом увеличивается мощность электрических потерь в пусковом реостате.

нитных линий, чем нити его верхних слоев. Поэтому они обладают большей индуктивностью.

При пуске, когда частота токов обмотки ротора равна частоте токов обмотки статора, индуктивное сопротивление элементарных проводников в глубине паза оказывается столь значительным, что токи в них практически не возникают. При этом в верхних слоях стержней, где полное сопротивление проводниковых нитей определяется главным образом их малым активным сопротивлением, устанавливаются сильные токи. Иначе говоря, плотность тока δ в верхних слоях стержней будет больше, чем в нижних (см. рис. 17.22, а). Происходит эффект отгеснения тока к поверхностным слоям «беличьей» клетки. При этом площадь активного

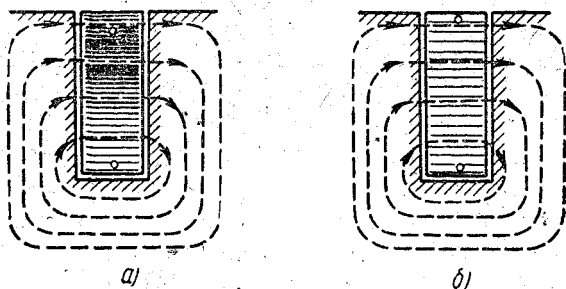


Рис. 17.22. Картина поля рассеяния и диаграмма распределения плотности тока в стержне, расположенном в глубоком пазу:

а — неподвижного ротора; б — вращающегося ротора

сечения стержней будет меньше их геометрической площади, что эквивалентно увеличению активного сопротивления фазы обмотки ротора. Таким образом, пусковой момент оказывается увеличенным.

По мере возрастания скорости вращения двигателя частота токов в стержнях ротора уменьшается, одновременно с этим уменьшается и индуктивное сопротивление нитей проводников, расположенных в глубине паза. При скорости вращения, близкой к номинальной, частота тока в роторе мала; ток ротора в этом случае распределяется практически равномерно по всему сечению стержня (рис. 17.22, б). Следовательно, общее активное сопротивление стержней «беличьей клетки» автоматически уменьшается по мере возрастания скорости вращения двигателя.

Несколько лучшие пусковые характеристики имеют асинхронные машины, роторная обмотка которых выполнена в виде двойной «беличьей-клетки», впервые предложенной М. О. Доливо-Добровольским в 1893 г. На рис. 17.23 изображено поперечное сечение ротора с двойной «беличьей клеткой».

Ротор двигателя выполнен в виде двух «беличьих клеток» с разными сопротивлениями. Верхняя «клетка» изготовлена из

стержней круглого сечения с повышенным активным сопротивлением (обычно из латуни), а нижняя — из стержней прямоугольного сечения с меньшим активным сопротивлением (обычно из меди). Распределение тока ротора между верхней и нижней «клетками» определяется их полными сопротивлениями, индуктивность — полными сопротивлениями. Индуктивность стержней нижней «клетки» в несколько раз больше индуктивности стержней верхней «клетки» в соответствии с различием потокоцеплений тех и других. Полное сопротивление «клеток» во время пуска изменяется; при больших скольжениях, когда частота э. д. с. и тока в роторе мало отличается от частоты статора, полное сопротивление нижней «клетки» значительно больше полного сопротивления верхней «клетки». Поэтому

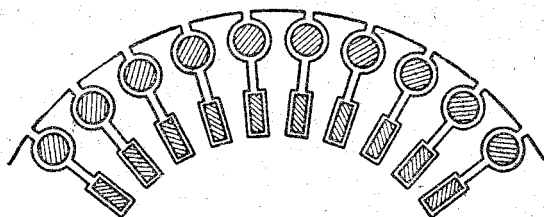


Рис. 17.23. Схема устройства ротора с двойной «белчьей клеткой»

пусковой ток ротора возникает главным образом в стержнях верхней «клетки», называемой п у с к о в о й. Так как активное сопротивление пусковой «клетки» повышенное, то это обеспечивает высокий пусковой момент.

В процессе пуска скорость двигателя возрастает, а частота токов в роторе уменьшается, что приводит к уменьшению полного сопротивления обеих «клеток». При номинальной скорости полное сопротивление верхней и нижней «клеток» практически определяется только их активными сопротивлениями и токи распределяются обратно пропорционально величине этих сопротивлений. При номинальной нагрузке ток ротора устанавливается главным образом в стержнях нижней «клетки», называемой р а б о ч е й.

Т А Б Л И Ц А 17.2

Конструкция ротора	η	$\cos \varphi$	$\frac{M_{\text{пуск}}}{M_{\text{н}}}$	$\frac{I_{\text{пуск}}}{I_{\text{н}}}$
Простая «белчья клетка» с круглыми стержнями . . .	90,7	0,925	1,03	6,26
Глубокий паз	89,7	0,86	1,45	3,97
Двойная «белчья клетка» . .	89,6	0,85	2,24	3,91

В табл. 17.2 приведено сравнение рабочих и пусковых свойств некоторых трехфазных асинхронных двигателей 15 *квт*, 380 *в*, 1500 *об/мин*, 50 *гц* с одинаковыми статорами и различными роторами.

Как видно из таблицы, улучшение пусковых свойств асинхронных двигателей с роторами специального исполнения достигается за счет некоторого ухудшения энергетических показателей их работы при номинальном режиме, в особенности коэффициента мощности.

§ 17.7. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ РОТОРА

Регулирование скорости вращения ротора асинхронного двигателя, т. е. принудительное изменение ее при заданном противодействующем моменте нагрузки, может быть осуществлено двумя путями: изменением скольжения или изменением скорости вращения магнитного поля [см. формулу (17.28)].

Изменение скольжения s достигается включением регулировочного реостата в цепь ротора (см. § 17.3). Этот способ регулирования скорости вращения является неэкономичным, так как он связан с непроизводительным увеличением мощности электрических потерь в роторной цепи, которая пропорциональна скольжению. Однако указанный способ весьма прост и обеспечивает плавное регулирование, поэтому он все же применяется в некоторых случаях (например, маховиковые приводы).

Изменить скорость вращения магнитного поля асинхронных двигателей можно двумя способами: изменением числа пар полюсов обмотки статора или изменением частоты напряжения сети.

Частотный способ регулирования скорости вращения асинхронных двигателей является наиболее перспективным, так как он принципиально обеспечивает глубокое, плавное и экономичное изменение скорости вращения машины. Однако частотный способ регулирования требует специального генератора токов изменяющейся частоты, создание надежной и простой конструкции которого до сих пор встречает большие затруднения и является задачей будущего.

В настоящее время для частотного управления скоростью вращения асинхронных двигателей устанавливаются преобразовательный агрегат, состоящий из нескольких электрических машин, что увеличивает стоимость установки. Подобная система частотного регулирования скорости вращения асинхронных двигателей встречается там, где имеется группа асинхронных машин, работающих в качестве электродвигателей производственных установок, требующих одновременного изменения скорости вращения (пряделные машины, рольганги и пр.). В этих случаях все двигатели питаются от одного преобразовательного агрегата.

Наиболее широкое распространение получило регулирование скорости вращения асинхронного двигателя изменением числа пар

полюсов вращающегося магнитного поля. Поскольку двигатель может иметь только целое число пар полюсов, в этом случае возможно лишь ступенчатое регулирование скорости вращения машины.

Как отмечалось в § 17.1, в асинхронных машинах число пар полюсов магнитного поля и их расположение определяются электрической схемой обмотки статора. Расположив в пазах статора машины отдельные независимые друг от друга обмотки с различными числами пар полюсов, можно, включая в сеть ту или иную обмотку, получить соответствующие скорости вращения ротора двигателя. В асинхронных машинах с одной статорной обмоткой изменение числа пар полюсов обмотки достигается изменением схемы соединения этой обмотки. При пересоединении обмотки, называемом переключением полюсов, изменяют направление тока в части обмотки, что приводит к изменению числа пар полюсов вращающегося поля, а следовательно, и скорости его вращения.

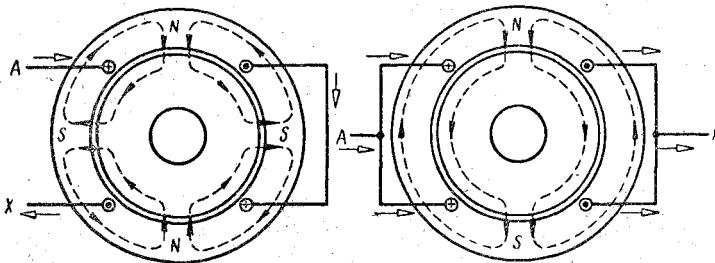


Рис. 17.24. Упрощенная схема пересоединения катушек фазы обмотки статора многоскоростного асинхронного двигателя

На рис. 17.24 показана упрощенная схема пересоединения катушек фазы статорной обмотки с числом пар полюсов $p = 2$ на число пар полюсов $p = 1$.

При включении такой обмотки в сеть с частотой 50 гц скорость вращения магнитного поля может быть увеличена с 1500 до 3000 об/мин. Таким образом, применяя одну или несколько отдельных статорных обмоток, получают двигатель с несколькими определенными скоростями вращения поля. Такой асинхронный двигатель называют многоскоростным. Обычно многоскоростные двигатели имеют 2, 3 или 4 различные скорости. Многоскоростные асинхронные двигатели выполняются с короткозамкнутыми роторами. При выполнении многоскоростного двигателя с контактными кольцами потребовался бы дополнительный переключатель для пересоединения обмотки ротора. Все это усложнило бы конструкцию и уменьшило бы надежность в эксплуатации многоскоростного электродвигателя. К недостаткам многоскоростных двигателей следует отнести зависимость длительно допустимой нагрузки на валу от скорости вращения: с уменьшением скорости номинальная мощность двигателя также снижается, вместе с этим

ухудшаются и энергетические показатели его работы (коэффициент мощности и к. п. д.).

Другие способы регулирования скорости вращения асинхронного двигателя (каскадные соединения, двоянные двигатели и т. п.) здесь не рассматриваются, так как они изучаются в специальных курсах электропривода.

В заключение отметим, что ограниченные возможности регулирования скорости вращения являются основным недостатком асинхронных двигателей.

§ 17.8. ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ТОРМОЖЕНИЕ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

В условиях эксплуатации электропривода весьма часто возникает необходимость торможения двигателя, вплоть до его останова. Для электрического торможения асинхронных двигателей используют обычно два метода: торможение противовключением и рекуперативное торможение. Торможение по методу противовключения осуществляют переключением двух фаз статора, т. е. изменением направления вращения магнитного поля машины. При этом ротор машины начнет вращаться против направления вращения поля за счет сил инерции, т. е. скольжение станет больше единицы. Электромагнитный момент, возникающий от взаимодействия токов ротора с вращающимся магнитным полем и направленный в сторону вращения поля, будет противодействовать вращению ротора, способствуя его торможению. Процесс торможения противовключением сопровождается дополнительными потерями энергии в цепи ротора.

В момент, когда ротор двигателя остановится, обмотку статора отключают от питающей сети, так как двигатель может начать разбег в обратном направлении.

Рекуперативное торможение заключается в переводе машины из двигательного в генераторный режим. Для этого необходимо, чтобы скорость вращения ротора превышала скорость вращения магнитного поля. Такие условия могут возникнуть, например, в подъемных устройствах при спуске груза, когда на вал двигателя действует момент от веса груза в направлении вращения ротора, вызывающий ускорение привода. В многоскоростных двигателях рекуперативное торможение может быть осуществлено переключением обмотки с меньшего на большее число пар полюсов, т. е. снижением скорости вращения магнитного поля. При этом машина переводится в генераторный режим и энергия вращающихся или движущихся масс привода преобразуется в электрическую энергию, отдаваемую в сеть. Во время работы в генераторном режиме машина, как известно, развивает противодействующий момент, осуществляющий торможение.

В отличие от торможения противовключением рекуперативное торможение не связано с дополнительными потерями энергии в цепи ротора машины.

Глава 18

АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

§ 18.1. ОДНОФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

Общие сведения

Наряду с трехфазными асинхронными двигателями, применяемыми в силовых установках, в современной технике широко используются однофазные асинхронные двигатели. Ротор этих двигателей обычно короткозамкнутый, а обмотка статора имеет только одну рабочую фазу, которая на все время работы включается в однофазную сеть. Ток рабочей фазы возбуждает в воздушном зазоре между сердечниками статора и ротора так называемое пульсирующее магнитное поле. Машина с пульсирующим магнитным полем не создает пускового момента, но при выполнении определенных условий может работать в двигательном режиме. Энергетические показатели работы однофазных асинхронных двигателей (к. п. д. и коэффициент мощности) всегда значительно ниже, чем у трехфазных двигателей, поэтому мощность однофазного двигателя редко превышает 0,5 *квт*. Ротор такого двигателя обычно вращается в одном направлении, а его скорость вращения не регулируется и зависит от нагрузки на валу.

Благодаря своему основному достоинству — возможности включения в однофазную сеть — асинхронные машины с одной рабочей фазой обмотки статора получили применение как двигатели реверсивных и нерегулируемых механизмов малой мощности. К ним относятся, например, небольшие вентиляторы, лентопротяжные механизмы, некоторые бытовые и медицинские приборы, аппаратура звукозаписи и звуковоспроизведения и т. п.

Магнитное поле однофазной распределенной обмотки статора

Однофазный асинхронный двигатель имеет многосекционную катушечную обмотку на статоре, рабочая фаза которой обычно занимает $2/3$ пазов (рис. 18.1).

Тем самым обеспечивается пространственное распределение магнитной индукции основного поля вдоль равномерного воздушного зазора между статором и ротором по закону, близкому к синусоидальному.

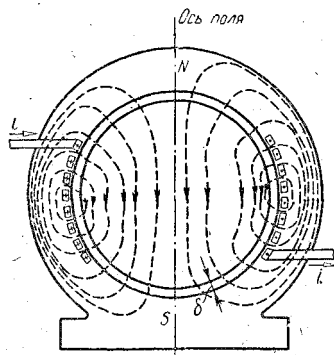


Рис. 18.1. Упрощенная картина поля однофазной обмотки статора

При включении рабочей фазы обмотки статора в однофазную сеть возникает переменный ток (рис. 18.2, а), возбуждающий в машине пульсирующее магнитное поле. Из рассмотрения приближенной картины поля, изображенной на рис. 18.1 для произвольно выбранного направления тока, можно заключить, что в течение выбранного полупериода изменения тока направление магнитных линий сохраняется неизменным; лишь поток полюса гармонически изменяется по величине. На протяжении следующего полупериода направление магнитных линий поля изменяется на противоположное. Однако ось поля в течение первого и второго полупериодов изменения тока остается неподвижной.

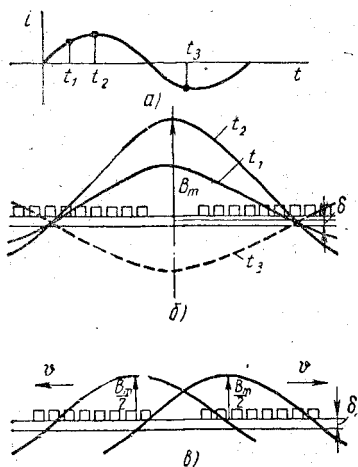


Рис. 18.2. График тока в рабочей фазе обмотки статора (а) и диаграммы распределения в воздушном зазоре асинхронной машины векторов магнитной индукции: пульсирующего поля (б) и двух вращающихся полей (в), эквивалентных пульсирующему полю

Таким образом, особенность пульсирующего магнитного поля состоит в том, что его ось неподвижна в пространстве, а поток полюса периодически изменяется по величине и по направлению.

Диаграмму распределения магнитной индукции такого пульсирующего поля вдоль воздушного зазора машины можно представить себе в виде стоячей волны, изображенной на рис. 18.2, б. Здесь в точках зазора под серединами катушек рабочей фазы находятся узлы, а на оси фазы — пучности стоячей волны.

Как известно из курса физики, стоячая волна может быть заменена двумя бегущими волнами (рис. 18.2, в), движущимися в противоположных направлениях с одинаковой линейной скоростью. Амплитуды лево- и правобегущих волн в этом случае должны быть одинаковы и равны половине амплитуды стоячей волны.

Если применительно к асинхронным машинам бегущие волны называть вращающимися, то из сказанного выше следует, что пульсирующее магнитное поле может быть разложено на два круговых вращающихся магнитных поля с одинаковыми потоками полюсов, оси которых поворачиваются вокруг оси машины в противоположных направлениях с равными угловыми скоростями. Подобное представление магнитного поля однофазной машины существенно облегчает анализ ее работы, так как позволяет распространить на эту машину все выводы, относящиеся к трехфазной асинхронной машине, работающей с круговым вращающимся полем.

Режимы работы однофазной асинхронной машины

Поскольку пульсирующее поле может быть разложено на прямо и обратно вращающиеся круговые поля, однофазную обмотку на статоре можно мысленно заменить двумя эквивалентными трехфазными обмотками, включенными в общую трехфазную сеть таким образом, чтобы порядок чередования фазных токов этих обмоток был разным: в одной $i_1 - i_2 - i_3$, в другой $i_3 - i_2 - i_1$. Если считать, что действие на ротор одного кругового вращающегося магнитного поля происходит независимо от другого, то ток в «беличьей клетке» ротора однофазной машины следует рассматривать как результат одновременного существования в ней токов $i_{2пр}$ и $i_{2обр}$, вызванных действием э. д. с., наведенных прямым и обратным вращающимися полями. Тем самым анализ работы однофазной асинхронной машины может быть сведен к анализу двух одинаковых трехфазных короткозамкнутых машин, обмотки статора которых включены в общую трехфазную сеть, а роторы посажены на один вал (рис. 18.3).

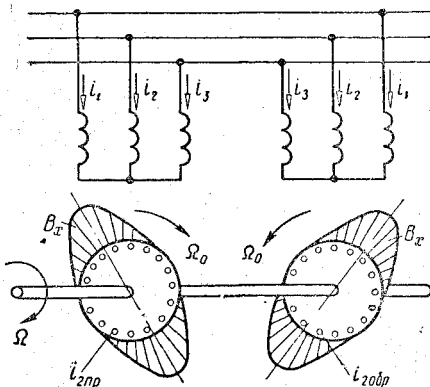


Рис. 18.3. Схемы включения трехфазных асинхронных машин со спаренными роторами, имитирующими однофазную машину

В частности, при помощи этой группы из двух трехфазных машин нетрудно убедиться в том, что однофазная машина не создает пускового момента. В самом деле, если ротор однофазной асинхронной машины неподвижен, то прямо и обратно вращающиеся магнитные поля, взаимодействуя с наведенными ими токами в стержнях «беличьей клетки» ротора, создадут два равных и противоположно направленных момента, которые уравновешивают друг друга.

Как указывалось, даже после подачи переменного напряжения на обмотку статора однофазной асинхронной машины ее неподвижный ротор не сможет начать самостоятельно вращаться.

Выясним, что произойдет с однофазной асинхронной машиной, если ее ротор будет приведен посторонней силой во вращение, например, по направлению движения часовой стрелки (см. рис. 18.3). В соответствующей ей группе из двух трехфазных асинхронных машин со спаренными роторами одна машина, у которой ротор и поле вращаются в одном направлении, будет работать в двигательном режиме (левая машина на схеме рис. 18.3), а другая машина, у которой ротор и поле вращаются в разных направлениях, —

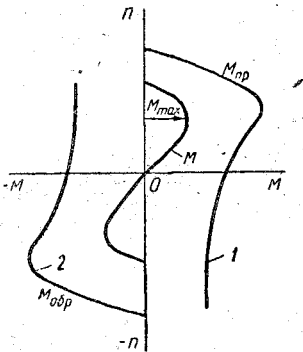


Рис. 18.4. Механическая характеристика однофазной асинхронной машины с малым активным сопротивлением обмотки ротора

в режиме электромагнитного тормоза (правая машина на схеме рис. 18.3). Чтобы определить, в каком режиме при вращающемся роторе будет работать однофазная асинхронная машина, необходимо знать величину активного сопротивления ее «беличьей клетки».

Рассмотрим сначала однофазную асинхронную машину с малым активным сопротивлением обмотки ротора. Ее механическая характеристика может быть построена по известным механическим характеристикам эквивалентных трехфазных машин со спаренными роторами (рис. 18.4).

Для левой машины схемы рис. 18.3, работающей в двигательном режиме, механическая характеристика при малом активном сопротивлении обмотки ротора имеет вид кривой $M_{пр}$ (кривая 1 на рис. 18.4), а для правой машины, работающей в режиме электромагнитного тормоза, — кривой $M_{обр}$ (кривая 2). Так как электромагнитные моменты $M_{пр}$ и $M_{обр}$, создаваемые левой и правой машинами, направлены навстречу друг другу, то фактически действующий на ротор однофазного двигателя момент M может быть определен как алгебраическая сумма моментов $M_{пр}$ и $M_{обр}$ и направлен в сторону большего из них.

Для правой машины схемы рис. 18.3, работающей в режиме электромагнитного тормоза, механическая характеристика при малом активном сопротивлении обмотки ротора

На рис. 18.4 механическая характеристика однофазной асинхронной машины с малым активным сопротивлением обмотки ротора обозначена жирной линией. Из этой характеристики видно, что на ротор машины действует вращающий момент, т. е. однофазная асинхронная машина может служить электрическим двигателем.

Если бы ротор был приведен во вращение в сторону, противоположную первоначальной, то эквивалентные трехфазные машины на схеме рис. 18.3 поменялись бы ролями. Отсюда следует, что нап-

равление вращающего момента однофазной асинхронной машины определяется начальным направлением вращения ее ротора.

Из рассмотрения механической характеристики однофазной асинхронной машины можно заключить, что из-за наличия обратного вращающегося поля максимальный момент M_{max} получается меньше того максимального момента, которого могла бы достичь машина при работе только с прямо вращающимся полем. По этой же причине наибольшая скорость вращения ротора в режиме идеального холостого хода (при $M = 0$) никогда не может быть равна скорости вращения магнитного поля.

Теперь рассмотрим однофазную асинхронную машину со значительным активным сопротивлением обмотки ротора. Ее механическая характеристика также может быть построена по известным механическим характеристикам эквивалентных трехфазных машин со спаренными роторами (рис. 18.5): кривая 1 соответствует трехфазной машине, работающей в режиме двигателя, а кривая 2 — машине, работающей в режиме электромагнитного тормоза. В случае значительного активного сопротивления обмотки ротора тормозной электромагнитный момент $M_{об}$ при любой скорости

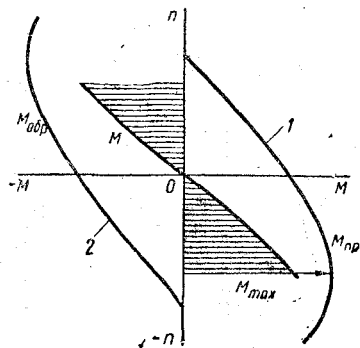


Рис. 18.5. Механическая характеристика однофазной асинхронной машины со значительным активным сопротивлением обмотки ротора

вращения ротора будет больше вращающего момента $M_{пр}$. Это означает, что на вращающийся ротор однофазной машины со значительным активным сопротивлением ее «беличьей клетки» всегда действует тормозной момент (кривая момента M на рис. 18.5). Иначе говоря, асинхронная машина с повышенным активным сопротивлением обмотки ротора не может быть использована в качестве электрического двигателя, если в ней возбуждено пульсирующее магнитное поле.

Итак, асинхронная машина, в сердечнике которой возбуждено пульсирующее поле, при малом активном сопротивлении обмотки ротора может работать в режиме электрического двигателя, а при повышенном сопротивлении — только в режиме электромагнитного тормоза.

Пуск в ход однофазных асинхронных двигателей

Так как однофазный асинхронный двигатель не создает начального вращающего момента, то для его пуска необходимы специальные пусковые приспособления или добавочные элементы. В старых

конструкциях применяли, например, пружины или просто рукой разворачивали ротор. В настоящее время однофазные двигатели снабжаются дополнительной так называемой пусковой фазой; с ее помощью в сердечнике машины возбуждается вращающееся магнитное поле, обеспечивающее разгон ротора. Сразу же после пуска двигателя пусковую фазу выключают, оставляя включенной в однофазную сеть лишь рабочую фазу, возбуждающую пульсирующее магнитное поле.

Из § 17.1 известно, что для возбуждения вращающегося магнитного поля необходимо обеспечить пространственный сдвиг осей катушек и создать временной сдвиг токов в этих катушках. Требование пространственного сдвига осей катушек удовлетворяется укладкой витков катушек пусковой фазы в $1/3$ пазов, оставшуюся после укладки катушек рабочей фазы. Благодаря

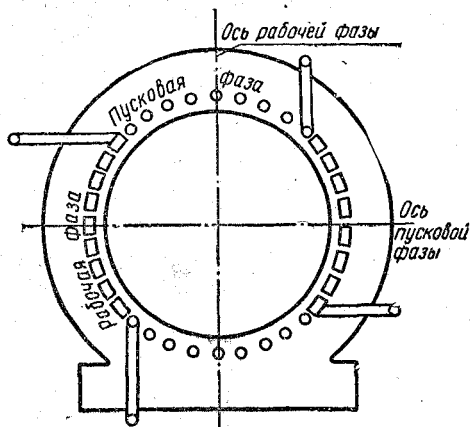


Рис. 18.6. Схема расположения катушек рабочей и пусковой фаз обмотки статора в пазах сердечника асинхронного двигателя.

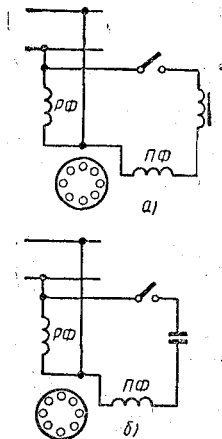


Рис. 18.7. Схема включения в сеть однофазного асинхронного двигателя с фазосдвигающими элементами в цепи пусковой фазы:

а — с индуктивной катушкой; б — с конденсатором

этому ось пусковой фазы получается сдвинутой в пространстве относительно оси рабочей фазы на 90° (рис. 18.6).

Требование временного сдвига тока в пусковой фазе по отношению к току в рабочей фазе удовлетворяется последовательным соединением пусковой фазы с индуктивной катушкой или конденсатором, а также параллельным соединением получившейся цепи с рабочей фазой (рис. 18.7).

При включении цепей обеих фаз в сеть переменного напряжения в двигателе возбуждается вращающееся магнитное поле и на ротор машины действует вращающий момент, достаточный не только для пуска вхолостую, но и для пуска под нагрузкой. Механические

характеристики однофазного асинхронного двигателя, снабженного пусковой фазой с фазосдвигающим элементом, представлены на рис. 18.8.

В процессе пуска вращающий момент двигателя изменяется по кривой 1. Когда ротор достигает заданной скорости (точка *b* на кривой 1), пусковую фазу отключают и момент, действующий на ротор, начнет изменяться по кривой 2. Процесс пуска двигателя

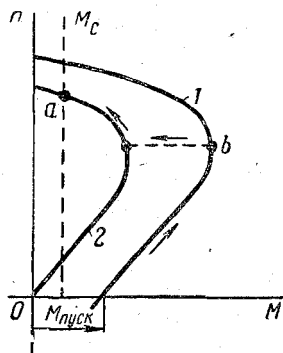


Рис. 18.8. Механические характеристики однофазного асинхронного двигателя с пусковыми элементами

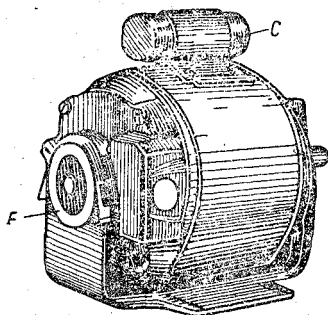


Рис. 18.9. Внешний вид однофазного асинхронного двигателя малой мощности

закончится, когда наступит динамическое равновесие вращающего момента и момента сопротивления (точка *a* на кривой 2). Пусковую фазу отключают либо вручную кнопчным выключателем, либо центробежным выключателем, которым часто снабжаются однофазные асинхронные двигатели малой мощности.

На рис. 18.9 показан внешний вид однофазного асинхронного микродвигателя с фазосдвигающим конденсатором *C* и центробежным выключателем *F*.

§ 18.2. КОНДЕНСАТОРНЫЙ АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

В последние годы широкое применение получили асинхронные двигатели, у которых конденсатор оставляют включенным в одну из двух фаз обмотки статора на все время работы машины. Поэтому их часто называют просто конденсаторными асинхронными двигателями. В этих двигателях каждая фаза обмотки статора, как правило, занимает половину всех пазов на цилиндрической внутренней поверхности неподвижного сердечника и обе фазы являются рабочими; их оси сдвинуты в пространстве относительно друг друга на 90° . Цепи рабочих фаз обмотки статора соединяют по схеме рис. 18.10 и включают в однофазную сеть.

Тем самым как в процессе пуска, так и при работе двигателя в его сердечниках возбуждается вращающееся магнитное поле. Обычно число витков обмотки статора и величину емкости C_p рабочего конденсатора подбирают такими, чтобы при номинальной нагрузке намагничивающие силы обеих фаз обмотки были одинаковыми, а ток в фазе с конденсатором опережал ток другой фазы на четверть периода. В этом случае в машине будет возбуждено круговое вращающееся поле; поток полюса этого поля изменяется по величине, что обеспечивает наилучшие условия работы машины: ее электромагнитный вращающий момент и энергетические показатели работы будут наибольшими.

При нагрузке, отличной от номинальной, а следовательно, и при другой скорости вращения ротора токи в обмотке статора с постоянно включенным конденсатором будут отличными от номинальных по величине и по фазе.

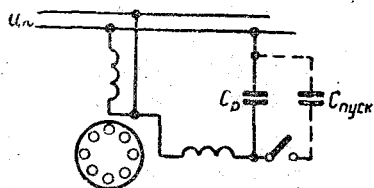


Рис. 18.10. Схема включения в сеть конденсаторного асинхронного двигателя

Вследствие этого поток полюса вращающегося поля по мере поворота его оси начнет периодически колебаться в пределах определенных минимальной и максимальной величин. Такое поле называют эллиптическим вращающимся полем, поскольку при условном изображении потока полюса пространственным вращающимся вектором конец этого вектора опишет эллипс.

Появление эллиптического вращающегося магнитного поля вместо кругового приводит к уменьшению электромагнитного момента, а также к снижению к. п. д. и коэффициента мощности машины.

В частности, если с помощью рабочего конденсатора в сердечнике машины при номинальной скорости вращения ротора будет возбуждено круговое поле, то при неподвижном роторе (момент пуска) и том же конденсаторе поле станет эллиптическим. Машина будет развивать пусковой момент, но его величина может оказаться недостаточной для разгона ротора под нагрузкой в заданное время.

Для увеличения пускового момента в таких случаях параллельно рабочему конденсатору включают еще один пусковой конденсатор, условно изображенный на рис. 18.10 пунктиром. Это приводит к снижению напряжения на рабочем конденсаторе и к соответствующему повышению напряжения на зажимах рабочей фазы, соединенной последовательно с конденсатором; средняя величина потока полюса эллиптического вращающегося поля возрастает и пусковой момент двигателя увеличивается.

После окончания процесса пуска и перехода двигателя к работе с нагрузкой, близкой к номинальной, пусковой конденсатор должен быть отключен (например, центробежным выключателем),

иначе при номинальной нагрузке вращающееся магнитное поле будет не круговым, а эллиптическим, и все показатели работы машины станут ниже номинальных.

§ 18.3. АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ С ЭКРАНИРОВАННЫМИ ПОЛЮСАМИ

Для привода нерегулируемых и нереверсивных механизмов малой мощности, кроме рассмотренных выше асинхронных машин с полым цилиндрическим сердечником статора, применяют машины, у которых сердечник статора выполнен по типу сердечников машин постоянного тока, т. е. в виде станины с явно выраженными полюсами (рис. 18.11, а). Каждый полюс таких машин расщеплен глубоким пазом на две части, на одну из которых насажено медное кольцо, выполняющее роль короткозамкнутого витка. Основные

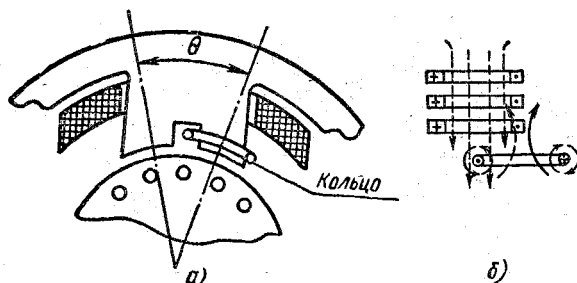


Рис. 18.11. Схема устройства асинхронного двигателя с экранированными полюсами

намагничивающие катушки располагаются на расщепленных полюсах статора и соединяются между собой последовательно, образуя обмотку возбуждения.

При подаче переменного напряжения на обмотку возбуждения в ней возникает переменный ток, который создает пульсирующее магнитное поле. Магнитный поток, пульсирующий внутри медного кольца, в свою очередь наводит в нем переменный ток. Согласно закону Ленца поле тока в кольце будет препятствовать усилению и ослаблению магнитного потока в этой части полюса, т. е. будет проявляться экранирующее действие тока кольца (рис. 18.11, б).

Периодические изменения результирующего магнитного потока в экранированной части полюса по отношению к потоку в неэкранированной части будут совершаться с некоторым запаздыванием, зависящим от параметров кольца. Если учесть пространственное смещение осей этих потоков (угол θ на рис. 18.11, а), то можно заключить, что результирующее магнитное поле машины с экранированными полюсами является вращающимся магнитным

полем. Поворот оси вращающегося поля, следовательно, и короткозамкнутого ротора двигателя будет происходить от оси неэкранизированной части полюса в сторону оси экранированной части, т. е. в сторону катушки (кольца) отстающим по фазе токком.

§ 18.4. АСИНХРОННЫЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ДВИГАТЕЛИ

Общие сведения

Во многих устройствах автоматики и вычислительной техники в качестве силовых и регулирующих элементов часто применяют двухфазные управляемые асинхронные двигатели малой мощности от десятых долей ватта до нескольких сотен ватт. Одну из фаз обмотки статора указанных двигателей включают на все время работы в однофазную сеть; эта фаза служит для создания пульсирующего магнитного поля и называется фазой возбуждения. Другая фаза воспринимает сигнал управления и совместно с первой фазой создает вращающееся магнитное поле; ее называют фазой управления. Под сигналом управления понимают напряжение, изменяемое либо по амплитуде, либо по углу сдвига фаз относительно напряжения сети.

Сигнал управления обычно подается от лампового или полупроводникового усилителя, выходное напряжение которого имеет ту же частоту, что и напряжение сети.

По условиям работы устройств автоматики и вычислительной техники требуется, чтобы ротор установленного в них двигателя приходил во вращение лишь после подачи электрического сигнала управления. Кроме того, необходимо, чтобы работа двигателя была устойчивой во всем диапазоне скоростей вращения, а изменение сигнала управления вызывало плавные изменения скорости вращения ротора в широких пределах. Наконец, нужно, чтобы после снятия сигнала управления происходило быстрое самоторможение ротора: он должен остановиться без применения каких-либо механических тормозных приспособлений. Иначе говоря, должен отсутствовать самоход.

Электрические двигатели, удовлетворяющие перечисленным требованиям, называют исполнительными двигателями.

В зависимости от специфики работы тех или иных систем автоматики к исполнительным двигателям могут предъявляться дополнительные требования. Например, исполнительные двигатели, используемые в блоках быстродействующих вычислительных машин, должны иметь малую инерционность ротора, а в системах управления летательных аппаратов — малые габариты и вес, повышенную надежность работы в широком диапазоне температур и давлений, устойчивость к вибрациям и т. д.

Магнитное поле двухфазного управляемого асинхронного двигателя

В процессе управления режимом работы двухфазного асинхронного исполнительного двигателя в его сердечниках возбуждается как пульсирующее, так и вращающееся магнитное поле, причем оно может быть эллиптическим и круговым.

Пульсирующее поле возбуждается до подачи или после снятия сигнала управления. В рассматриваемой машине такое поле может быть создано либо намагничивающей силой одной фазы возбуждения, либо совместным намагничивающим действием фаз возбуждения и управления, если токи в них будут совпадать во времени.

Вращающееся магнитное поле возбуждается при подаче сигнала управления, т. е. при появлении переменного напряжения на

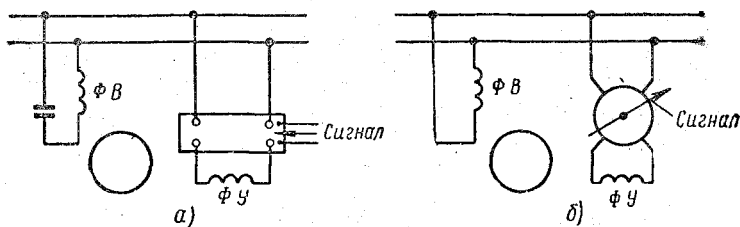


Рис. 18.12. Схемы включения в сеть асинхронного двухфазного исполнительного двигателя:

а — при амплитудном управлении; б — при фазовом управлении

фазе управления или при сдвиге во времени постоянно действующих напряжений на фазах управления и возбуждения. В первом случае осуществляют амплитудное управление машиной, во втором — фазовое управление.

При амплитудном управлении изменяется только величина действующего значения напряжения на фазе управления. Угол сдвига его фаз относительно напряжения на зажимах фазы возбуждения сохраняется практически неизменным (обычно около 90°) и создается при помощи конденсатора, включенного в цепь фазы возбуждения (рис. 18.12, а).

При фазовом управлении напряжения возбуждения и управления постоянно приложены к зажимам обмотки статора и их амплитуды, одинаковые по величине, не изменяются. Под подачей электрического сигнала в этом случае подразумевают, как отмечалось, изменение угла сдвига фаз напряжения управления по отношению к напряжению возбуждения, достигаемое при помощи специального фазосдвигающего устройства (рис. 18.12, б).

При анализе режимов работы асинхронного исполнительного двигателя удобно пользоваться понятием коэффициента сигнала управления.

При амплитудном управлении под коэффициентом сигнала понимают отношение намагничивающей силы фазы управления $\Theta_{упр}$ к намагничивающей силе фазы возбуждения $\Theta_{возб}$.

$$K_c = \frac{\Theta_{упр}}{\Theta_{возб}}.$$

При фазовом управлении коэффициентом сигнала называют синус угла α сдвига фаз тока управления по отношению к току возбуждения:

$$K_c = \sin \alpha.$$

По величине коэффициента сигнала можно судить о характере магнитного поля в машине. Действительно, при $K_c = 0$ поле будет пульсирующим ($\Theta_{упр} = 0$ или $\alpha = 0$), при $K_c < 1$ — эллиптическим вращающимся ($\Theta_{упр} < \Theta_{возб}$ или $\alpha < 90^\circ$), а при $K_c = 1$ — круговым вращающимся ($\Theta_{упр} = \Theta_{возб}$ или $\alpha = 90^\circ$).

В двухфазном управляемом асинхронном двигателе в общем случае возбуждается эллиптическое вращающееся поле; его можно представить как результат сложения двух пульсирующих полей: поля тока возбуждения и поля тока управления. При амплитудном управлении наибольшие значения потоков этих пульсирующих полей будут различными. Раскладывая согласно § 18.1 каждое из двух пульсирующих полей на два круговых вращающихся поля, а затем вновь складывая два взаимно неподвижных прямо вращающихся и обратно вращающихся поля, приходим к следующему выводу: эллиптическое вращающееся магнитное поле может быть разложено на два круговых вращающихся поля с разными потоками полюсов, оси которых поворачиваются вокруг оси машины в противоположных направлениях с одинаковыми угловыми скоростями.

К такому же выводу приводит анализ магнитного поля, полученного при фазовом управлении.

Путем рассуждений, аналогичных приведенным в § 18.1 относительно возможности замены однофазной машины двумя трехфазными машинами со спаренными роторами, нетрудно убедиться в том, что двухфазная управляемая машина также может быть заменена группой машин. Для полной имитации процессов следует считать, что обмотки статоров эквивалентных машин включены в автономные трехфазные сети одинаковой частоты, а симметричные системы напряжений, действующих между линейными проводами этих сетей, зависят от коэффициента сигнала (рис. 18.13).

В частности, при $K_c = 0$, что свидетельствует о наличии пульсирующего поля, которое можно рассматривать как два круговых вращающихся поля с равными потоками полюсов, линейные напряжения обеих трехфазных сетей должны быть одинаковыми (рис. 18.13, а).

• При $K_c < 1$, когда магнитное поле является эллиптическим вращающимся полем, следует считать, что в трехфазных сетях действуют разные линейные напряжения (рис. 18.13, б); линейные напряжения на обмотке статора трехфазной машины, создающей прямо вращающееся магнитное поле, должны быть больше линейных на-

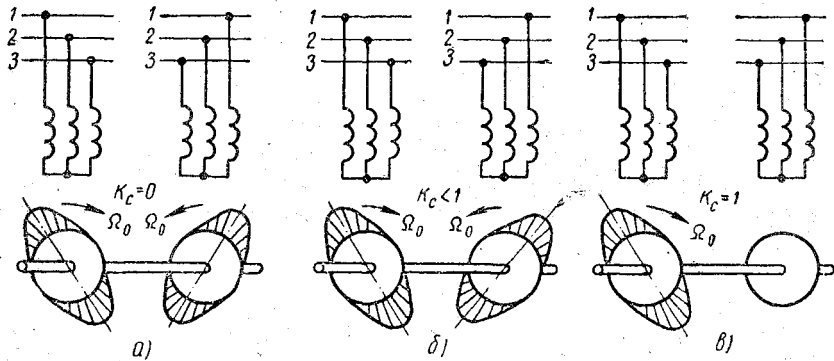


Рис. 18.13. Схемы включения трехфазных асинхронных машин со спаренными роторами, имитирующими двухфазную управляемую машину, работающую: а — при пульсирующем поле; б — при эллиптическом вращающемся поле; в — при круговом вращающемся поле

пряжений на обмотке статора машины, создающей обратно вращающееся магнитное поле.

Наконец, при $K_c = 1$ в машине возбуждается лишь одно прямо вращающееся круговое поле, т. е. в одной из двух трехфазных сетей линейные напряжения равны нулю (рис. 18.13, в).

Двухфазный исполнительный асинхронный двигатель с повышенным активным сопротивлением стержней «беличьей клетки» ротора

На первый взгляд кажется, что конденсаторный асинхронный двигатель (см. § 18.2) может быть использован как исполнительный, если фазу обмотки статора вместе с конденсатором включить в сеть переменного напряжения постоянной амплитуды, а другую фазу считать управляющей. Тогда до подачи сигнала управления поле в машине будет пульсирующим и вращающий момент не возникнет, а после подачи сигнала управления ротор придет во вращение со скоростью, зависящей от коэффициента сигнала.

Хотя до подачи сигнала управления машина и не создает пускового момента, однако ее ротор может начать вращаться, если посторонней механической силой он случайно будет выведен из состояния покоя. Это возможно потому, что на роторе такой машины

расположена «беличья клетка» с малым активным сопротивлением. По той же причине работа двигателя будет устойчивой только в узком диапазоне скоростей — от критической скорости до скорости холостого хода. Наконец, после снятия сигнала управления само-торможения ротора не произойдет и он будет продолжать вращаться, если момент нагрузки не превысит максимального вращающего момента машины, работающей с пульсирующим полем. Таким образом, двухфазная машина с малым активным сопротивлением «беличьей клетки» ротора не удовлетворяет требованиям, предъявляемым к исполнительным асинхронным двигателям. Чтобы двух-фазную асинхронную машину с короткозамкнутым ротором можно было использовать в качестве исполнительного двигателя, необходимо снабдить ее «беличьей клеткой», имеющей повышенное активное сопротивление стержней. Такую «беличью клетку» изготовляют из металла с большим удельным сопротивлением (бронза, латунь), а ее стержням придают вид тонких прутиков. Тогда при возбуждении пульсирующего поля машина будет работать в режиме электромагнитного тормоза (см. § 18.1), а при круговом вращающемся поле ее критическое скольжение будет больше единицы, т. е. максимальный момент машина разовьет также в режиме электромагнитного тормоза. Следовательно, в двигательном режиме работа асинхронной машины будет устойчивой на всем диапазоне скоростей вращения (см. кривую 2 на рис. 17.18, б).

Существенный недостаток исполнительного двигателя с «беличьей клеткой», имеющей повышенное активное сопротивление, состоит в том, что его массивный стальной ротор обладает значительным моментом инерции; вследствие этого процесс перехода от одной установившейся скорости вращения ротора к другой происходит медленно (в течение нескольких секунд).

Двухфазный исполнительный асинхронный двигатель с полым немагнитным ротором

В быстродействующих автоматических устройствах и следящих системах приборного типа наибольшее распространение в качестве исполнительных двигателей получили двухфазные асинхронные машины с ротором, выполненным в виде легкого тонкостенного стакана из сплава алюминия или из меди. Конструктивные элементы такого двигателя схематически изображены на рис. 18.14.

Сердечник статора машины состоит из двух частей: наружной и внутренней в виде стального полого цилиндра, и внутренней изготовленной в форме массивного стального цилиндра со сквозным каналом; внутреннюю часть сердечника укрепляют на выступе одной из боковых крышек корпуса. Наружная и внутренняя части сердечника статора обычно набираются из листового пермаллоя.

В сквозном канале внутреннего сердечника статора расположен вал, на который насажен малоинерционный полый немагнитный ротор. При работе машины он может свободно вращаться в зазоре между наружной и внутренней частями статора.

Двухфазная обмотка статора располагается в пазах наружного либо внутреннего сердечника статора.

Иногда исполнительные двигатели с полым немагнитным ротором снабжают двумя двухфазными обмотками, одна из которых располагается в пазах внешнего, а другая — в пазах внутреннего сердечника статора.

В таких двигателях происходит суммирование сигналов, воспринимаемых управляющими фазами обмоток.

После включения исполнительного двигателя в сеть в полем немагнитном роторе создаются вихревые токи, отесняемые к верхним слоям тонкостенного стакана. Вследствие этого активное сопротивление ротора получается значительным.

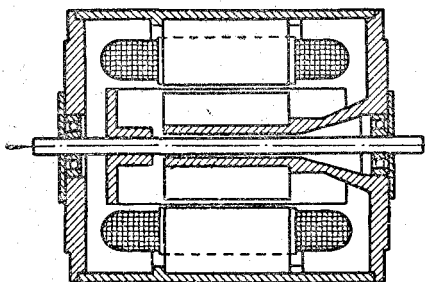


Рис. 18.14. Устройство двухфазного исполнительного асинхронного двигателя с полым немагнитным ротором

Механические характеристики двухфазных исполнительных асинхронных двигателей

Как отмечалось выше, до подачи и после снятия сигнала управления, когда коэффициент сигнала равен нулю, в сердечниках асинхронной машины возбуждается пульсирующее поле. Этому случаю соответствует схема рис. 18.13, а.

Механическая характеристика асинхронной машины со значительным активным сопротивлением ротора, вращающегося в пульсирующем магнитном поле, была рассмотрена в § 18.1 (см. рис. 18.5). Она свидетельствует о работе машины в режиме электромагнитного тормоза, исключая возможность самопроизвольного продолжения вращения ротора.

При подаче сигнала управления в машине создается в общем случае эллиптическое вращающееся магнитное поле. Механическая характеристика машины, работающей с коэффициентом сигнала $K_c < 1$, может быть построена по двум известным механическим характеристикам эквивалентных трехфазных машин со спаренными роторами, обмотки статора которых включены в автономные трехфазные сети по схеме рис. 18.13, б. Соответствующие характеристики показаны на рис. 18.15.

Здесь учтено, что из-за повышенного активного сопротивления ротора обе трехфазные эквивалентные машины развивают макси-

мальный момент в режиме электромагнитного тормоза, а также что максимальный электромагнитный момент машины с прямо вращающимся полем (кривая $M_{пр}$ на рис. 18.15, соответствующая левой машине рис. 18.13, б) больше максимального момента машины с обратно вращающимся полем (кривая $M_{обр}$ на рис. 18.15, соответствующая правой машине рис. 18.13, б).

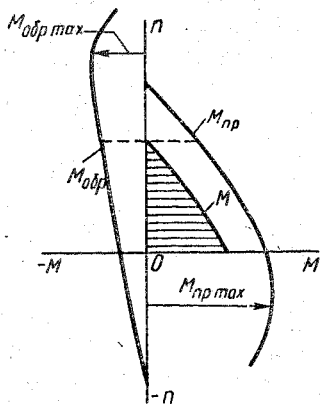


Рис. 18.15. Механическая характеристика двухфазного исполнительного асинхронного двигателя, работающего при эллиптическом вращающемся поле

Из рассмотрения кривой результирующего момента $M = M_{пр} - M_{обр}$ на рис. 18.15 можно заключить, что двухфазная асинхронная машина будет устойчиво работать в двигательном режиме на всем диапазоне изменения скоростей вращения.

Для частного случая работы двухфазной машины, с коэффициентом сигнала $K_c = 1$ (прямое круговое вращающееся поле) механическая характеристика имеет вид кривой $M_{пр}$ на рис. 18.15, соответствующей кривой 2 на рис. 17.18, б. Очевидно, чем меньше коэффициент сигнала управления, тем сильнее сказывается влияние обратно вращающегося поля на рабочий процесс машины; взаимодействие этого поля с токами ротора создает тормозную составляющую электромагнитного момента. Именно на этом и основано управление скоростью вращения асинхронного исполнительного двигателя.

Семейство механических характеристик двухфазного исполнительного асинхронного двигателя, соответствующих его работе с коэффициентом сигнала, изменяющимся от нуля до единицы, изображено на рис. 18.16.

Там же построена механическая характеристика устройства, приводимого во вращение исполнительным двигателем. Ординаты точек пересечения этой характеристики с механическими характеристиками электрического двигателя определяют скорости вращения его ротора. Например, при работе с коэффициентом сигнала $K_c < 1$ ротор двигателя будет вращаться

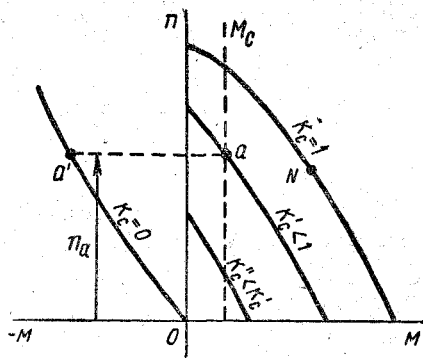


Рис. 18.16. Семейство механических характеристик двухфазного исполнительного асинхронного двигателя

со скоростью n_a , определяемой ординатой точки a пересечения соответствующих кривых, изображенных на рис. 18.16. Сразу после снятия сигнала управления на вращающийся со скоростью n_a ротор машины будет действовать электромагнитный тормозной момент (точка a' на характеристике, расположенной во втором квадранте рис. 18.16), обеспечивающий быструю остановку ротора.

Двухфазные управляемые асинхронные двигатели обычно рассчитывают таким образом, чтобы при номинальном режиме работы их полезная механическая мощность была максимальной. Приняв во внимание, что полезная механическая мощность $P_{мех}$ любого двигателя определяется произведением скорости вращения его ротора на вращающий момент, действующий на валу, воспользуемся механическими характеристиками рис. 18.16 и для ряда значений коэффициента сигнала построим кривые зависимости полезной механической мощности асинхронной машины от скорости вращения ротора, как показано на рис. 18.17.

Из сопоставления кривых рис. 18.16 и 18.17 следует, что двухфазный управляемый двигатель работает с максимальной полезной мощностью, т. е. в номинальном режиме, если в нем возбуждено круговое вращающееся магнитное поле (коэффициент сигнала $K_c = 1$), а ротор вращается со скоростью, почти вдвое меньшей скорости вращения магнитного поля (точка N на рис. 18.16). Таким образом, номинальное скольжение двухфазного управляемого двигателя на порядок выше, чем у обычного короткозамкнутого трехфазного асинхронного двигателя. Поэтому номинальный к. п. д. исполнительных двигателей не превышает 50%. Однако для асинхронных машин малой мощности энергетические показатели их работы имеют второстепенное значение. Более важным здесь является возможность плавного и глубокого регулирования скорости, достигаемая относительно простыми средствами.

В заключение отметим, что для изменения направления вращения ротора исполнительного асинхронного двигателя необходимо при амплитудном управлении изменить фазу сигнала управления на 180° , а при фазовом управлении обеспечить опережение по фазе управляющего напряжения относительно напряжения возбуждения, если до реверсирования управляющее напряжение отставало по фазе от напряжения возбуждения.

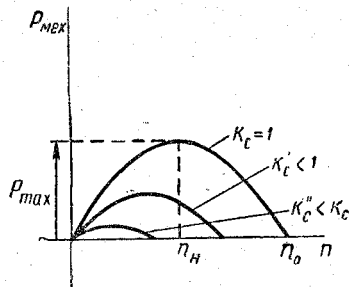


Рис. 18.17. График зависимости полезной механической мощности асинхронного исполнительного двигателя от скорости вращения ротора

§ 18.5. АСИНХРОННЫЕ ТАХОГЕНЕРАТОРЫ

Двухфазная асинхронная машина может быть использована для измерения скорости вращения валов механизмов, т. е. в качестве тахогенератора. Обычно для этих целей применяются двухфазные асинхронные машины с полым ротором, конструкция которых ничем не отличается от конструкции двухфазных исполнительных двигателей, рассмотренных выше.

На статоре асинхронного тахогенератора располагается обмотка, состоящая из двух фаз, оси которых взаимно перпендикулярны (рис. 18. 18).

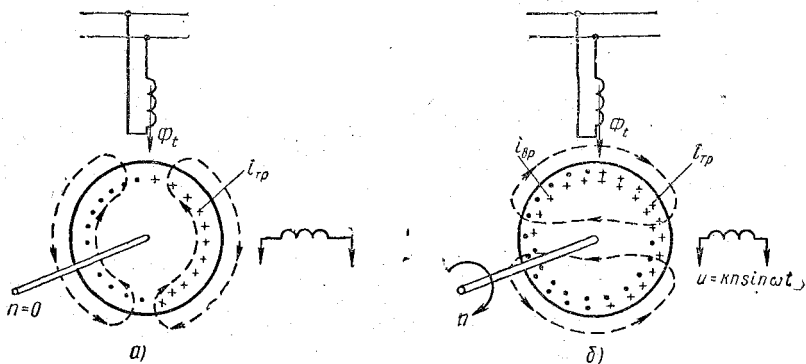


Рис. 18.18. Направления токов в роторе асинхронного тахогенератора и картины возбуждаемых ими полей:

a — при неподвижном роторе; *б* — при вращающемся роторе

Одна из них является фазой возбуждения и включается в сеть переменного тока, другая—измерительной (тахометрической) фазой: с нее снимается напряжение, амплитуда которого зависит от скорости вращения ротора машины.

Принцип действия тахогенератора заключается в следующем. Ротор тахогенератора находится в пульсирующем магнитном поле с потоком полюса Φ_t , которое создается н. с. фазы возбуждения. При неподвижном роторе (рис. 18. 18, *a*) в нем наводятся только так называемые трансформаторные э. д. с., которые вызывают токи i_{rp} в стакане ротора, возбуждающие пульсирующий поток, направленный по оси фазы возбуждения. Если сдвиг между осями фаз обмотки статора равен точно 90° , то при $n = 0$ э. д. с. в измерительной фазе наводиться не будет. При вращении ротора в пульсирующем поле (рис. 18. 18, *б*) в стакане ротора, кроме трансформаторной э. д. с., будет наводиться э. д. с. вращения. Она создает в цепи ротора токи вращения $i_{вр}$, направление которых зависит от направления пульсирующего потока возбуждения. Переменные токи ротора, обусловленные э. д. с. вращения, создают свой поток, направленный пер-

пендикулярно к потоку возбуждения, т. е. совпадающий с осью выходной обмотки. Так как токи периодически изменяют свое направление, то этот поток будет пульсировать с частотой напряжения источника, к которому подключена фаза возбуждения. Величины э. д. с. вращения и потока пропорциональны скорости вращения ротора. Поэтому выходное напряжение без учета насыщения также пропорционально скорости вращения ротора. При изменении направления вращения ротора тахогенератора поток и напряжение на выходе изменяют фазу на 180° .

Двухфазные тахогенераторы в отличие от тахогенераторов постоянного тока не имеют скользящего контакта и обладают повышенной надежностью. Поэтому они широко применяются в различных устройствах автоматики, в том числе в следящих системах и системах регулирования скорости.

Глава 19

СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

§ 19.1. НАЗНАЧЕНИЕ, УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ

Все электрические генераторы переменного тока, установленные на тепловых и гидроэлектрических станциях, являются синхронными машинами. Синхронные машины применяются как двигатели в приводах большой мощности. На металлургических заводах, шахтах, холодильниках они приводят в движение насосы, компрессоры, вентиляторы и другие механизмы, работающие с неизменной скоростью. Специальные синхронные двигатели малой мощности используются в устройствах, где требуется строгое постоянство скорости: электрочасы, автоматические самопишущие приборы, устройства программирования и т. п.

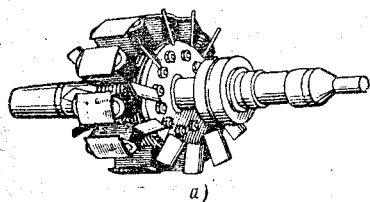
В подавляющем большинстве синхронных машин ротор представляет собой вращающийся электромагнит, возбуждаемый постоянным током (рис. 19. 1, а). Постоянный ток поступает от выпрямителя или от специального генератора-возбудителя. Наличие в электрической цепи ротора постороннего источника принципиально отличает синхронную машину от асинхронной. Статор и его обмотка практически одинаковы у синхронных и асинхронных машин (рис. 19. 1, б).

Роторы синхронных машин выполняются явнополюсными и неявнополюсными. Явнополюсный ротор (рис. 19. 2) собирается из отдельных частей, а обмотка возбуждения выполняется в виде катушек, которые надеваются на полюсы.

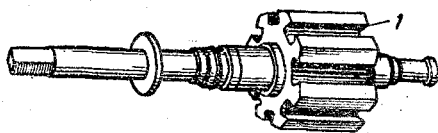
Полюсы укрепляются на крестовине ротора. Такая конструкция применяется в тихоходных машинах: в гидрогенераторах равнинных гидроэлектростанций ($n = 80—250$ об/мин) и синхронных двигателях ($n = 50—750$ об/мин). Число пар полюсов этих машин достигает нескольких десятков (например, генераторы Днепровской ГЭС имеют 72 полюса). В качестве примера на рис. 19. 3 показан ротор гидрогенератора мощностью 11 250 ква, $n = 300$ об/мин, а на рис. 19. 4 — ротор тихоходного синхронного двигателя с горизонтальным валом.

Обмотка возбуждения неявнополюсных роторов закладывается в пазы, выфрезерованные в сплошной стальной поковке. Такая конструкция обеспечивает высокую механическую прочность ротора и применяется в быстроходных машинах — турбогенераторах и синхронных двигателях, используемых, например, в турбокомпрессорах. Скорость этих машин равна 3000 или 1500 *об/мин*, а число пар полюсов невелико — 1 или 2 пары.

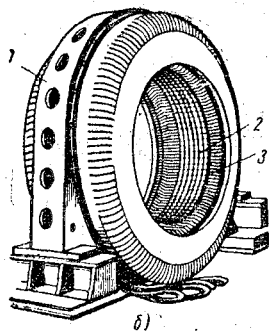
На рис. 19.5 изображен ротор крупного двухполюсного турбогенератора в процессе выполнения его обмотки.



а)



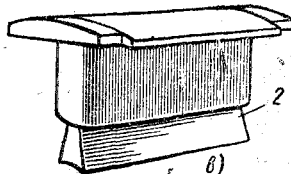
а)



б)



б)



в)

Рис. 19.1. Ротор (а) и статор (б) синхронной машины:

1 — станина; 2 — сердечник статора; 3 — обмотка

Рис. 19.2. Элементы конструкции ротора:

а — крестовина и вал ротора; б — полюсная катушка; в — полюс; 1 — шлицы под полюсы; 2 — «ласточкин хвост», входящий в шлиц крестовины

Принципиальные особенности работы синхронных машин можно выяснить, используя уже известную теорию асинхронной машины. Рассмотрим вначале работу синхронной машины в режиме двигателя. Для этого возьмем асинхронный двигатель с контактными кольцами, у которого момент сил трения и момент нагрузки на валу, равны нулю. После включения двигателя в сеть ротор начинает вращаться и скорость его достигает синхронной скорости поля статора. Если приложить к валу момент нагрузки, то ротор начнет тормозиться, и только при скорости, меньшей синхронной, появится вращающий момент, способный уравновесить момент нагрузки.

Допустим далее, что при синхронной скорости ротора обмотка его размыкается и к двум контактным кольцам подводится постоянное напряжение. Под действием постоянного тока в двух последовательно соединенных фазах обмотки появится магнитный поток и на поверхности ротора образуются соответствующие полюсы. При отсутствии момента сопротивления на валу оси полюсов статора и ротора совпадут, как показано на рис. 19. 6, а. Электромагнитные силы, действующие на оба полюса ротора, уравниваются, и вращающий момент оказывается равным нулю.

Когда к валу ротора применен внешний момент сопротивления M_c , полюсы ротора смещаются относительно полюсов статора и силы их

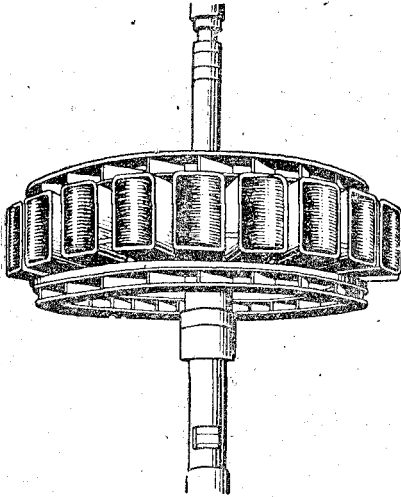


Рис. 19.3. Ротор гидрогенератора

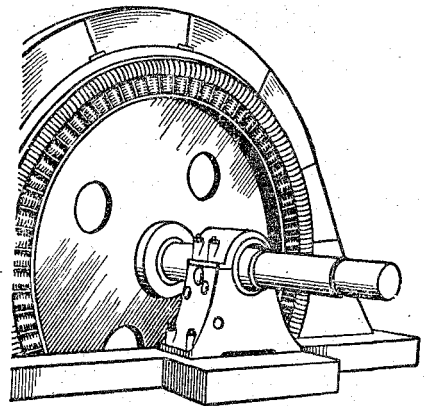


Рис. 19.4. Синхронный двигатель с явнополюсным ротором

взаимодействия образуют вращающий электромагнитный момент M . Угол Θ между осями полюсов увеличивается до такой величины, при которой вращающий момент становится равным моменту сопротивления (рис. 19. 6, б). Увеличение момента сопротивления вызывает дополнительный рост угла Θ и электромагнитного момента, но скорость вращения ротора остается синхронной.

Синхронная машина может работать и в генераторном режиме.

Если приложить внешний вращающий момент M_t к валу машины, то полюсы ротора сместятся относительно полюсов статора так, как показано на рис. 19. 6, в. При этом возникает электромагнитный момент M , направленный навстречу вращения; соответственно изменяет знак и угол рассогласования Θ при постоянной скорости вращения ротора. Как известно, механическая сила, препятствующая движению замкнутого проводящего контура в магнитном поле, образуется при электромагнитном процессе преобразования механической

энергии в электрическую. Следовательно, в рассматриваемом режиме с тормозным электромагнитным моментом машина является синхрон-

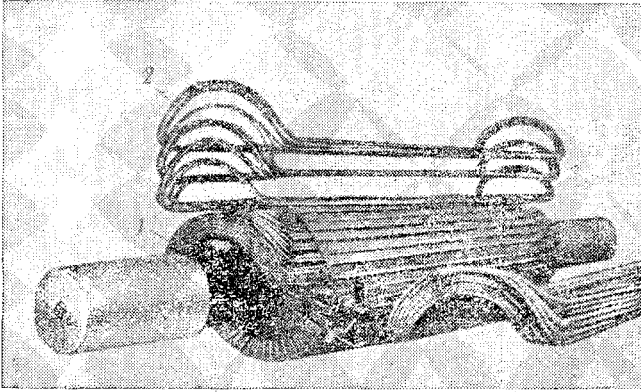


Рис. 19.5. Ротор турбогенератора:

1 — лобовые части; 2 — катушки, приготовленные для укладки

ным генератором. Изменение вращающего момента первичного двигателя (турбины, двигателя внутреннего сгорания и т. п.) приводит

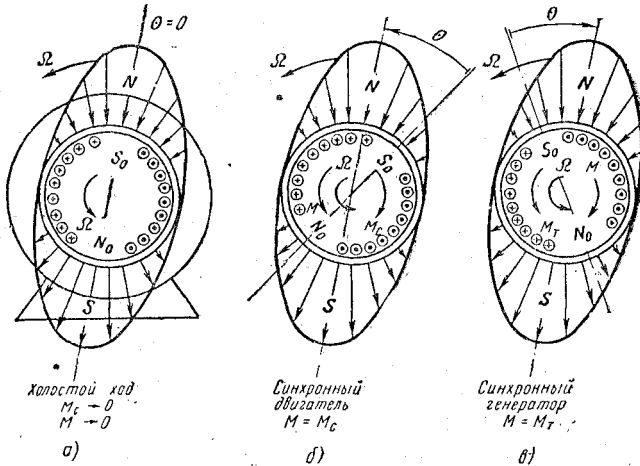


Рис. 19.6. Относительное положение полюсов статора и ротора синхронной машины

к изменению угла Θ , определяющего взаимное положение полюсов ротора и статора, что в конечном счете характеризует интенсивность преобразования механической энергии в электрическую.

В синхронных машинах статор и ротор имеют независимые источники питания, в результате чего образуются два самостоятельных поля статора и ротора. Поэтому только при взаимной неподвижности этих полей средний электромагнитный момент машины будет отличен от нуля. Это условие является обязательным для рабочих режимов синхронного генератора и двигателя, оно может быть выполнено только при синхронной скорости вращения ротора.

§ 19.2. РАБОТА СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПОД НАГРУЗКОЙ

Рассмотрим рабочие процессы в двигателе, к валу которого приложен момент сопротивления. Для облегчения анализа происходящих процессов введем ряд упрощений, идеализирующих двигатель:

1. Пренебрежем потерями электрической энергии в меди обмоток и стали магнитопровода машины.

2. Пренебрежем моментом сил трения вращающихся частей.

3. Допустим равномерность воздушного зазора между статором и ротором.

4. Пренебрежем сопротивлением ферромагнитных участков магнитопровода, считая, что сопротивление последнего определяется только воздушным зазором; вследствие этого допущения характеристика намагничивания машины становится линейной.

5. Допустим, что магнитные потоки рассеяния статорной обмотки пренебрежимо малы.

При этих допущениях коэффициент полезного действия машины становится равным единице. Электрическая мощность потребления энергии двигателем из сети равна механической мощности, развиваемой на валу:

$$P = 3UI \cos \varphi = M\Omega.$$

Электромагнитный вращающий момент M при постоянной скорости Ω равен моменту сопротивления M_c на валу.

Как было выяснено в предыдущем параграфе, магнитное поле синхронной машины складывается из двух полей: вращающегося поля трехфазной обмотки статора и поля постоянного тока возбуждения ротора. Эти поля взаимно неподвижны, так как ротор вращается с той же скоростью, что и поле статора. Вследствие изменения потокоцепления в каждой фазе статорной обмотки индуктируются э. д. с. Поле статора индуктирует э. д. с.

$$\dot{E}_a = -j\omega\dot{\Psi}_a, \quad (19.1)$$

а поле ротора э. д. с.

$$\dot{E}_0 = -j\omega\dot{\Psi}_0. \quad (19.1a)$$

При принятых допущениях фазное напряжение статора уравнивается только этими э. д. с.:

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + (-\dot{E}_a). \quad (19.2)$$

В уравнении (19.2) э. д. с. E_a имеет знак «минус», что соответствует принятой системе условно положительных направлений напряжений, тока и э. д. с. самоиндукции (рис. 19.7).

Э. д. с. E_0 индуцируется внешним полем ротора, и в режиме двигателя (потребления электрической энергии) ее условно положительное направление противоположно направлению тока.

Сумму э. д. с. E_0 и E_a можно заменить результирующей э. д. с.

$$\dot{E} = \dot{E}_0 + (-\dot{E}_a), \quad (19.3)$$

которая наводится результирующим полем машины, т. е.

$$\dot{E} = -j\omega\dot{\Psi}. \quad (19.16)$$

Подставляя выражения э. д. с. через соответствующие потокоцепления в уравнение (19.3), можно определить результирующее потокоцепление статорной обмотки:

$$\dot{\Psi} = \dot{\Psi}_0 + (-\dot{\Psi}_a). \quad (19.4)$$

Знаки «+» и «-» перед слагаемыми в уравнении (19.4) показывают, что условно положительные направления потоков ротора и статора по отношению к статорной обмотке двигателя принимаются противоположными.

После введения понятия результирующей э. д. с. E уравнение (19.2) электрического состояния приводится к виду

$$\dot{U} = \dot{E}. \quad (19.5)$$

Полученным уравнениям соответствует векторная диаграмма рис. 19.8.

Она построена для нагруженного двигателя в предположении, что заданный ток статора I опережает по фазе напряжение сети \dot{U} (напряжение на зажимах двигателя) на некоторый угол φ .

Диаграмма построена для одной из фаз статорной обмотки и соответствует моменту времени, когда ток имеет амплитудное значение. В этот момент потокоцепление фазы A с вращающимся полем статора также максимально и вектор $\dot{\Psi}_a$ совпадает по фазе с вектором I . Э. д. с. E_a отстает по фазе от своего потокоцепления $\dot{\Psi}_a$ на 90° .

Согласно уравнению (19.2) сумма векторов \dot{U} и \dot{E}_a равна вектору \dot{E}_0 э. д. с. от поля ротора. Зная положение вектора \dot{E}_0 , проводим

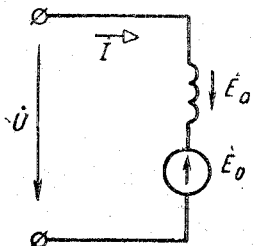


Рис. 19.7. Схема замещения одной фазы статорной обмотки синхронного двигателя

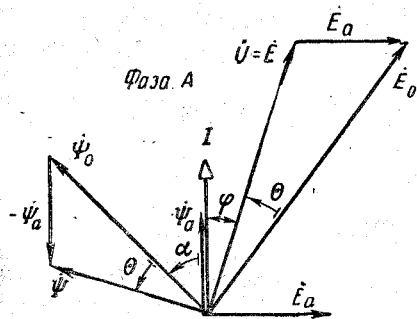


Рис. 19.8. Векторная диаграмма синхронного двигателя

вектор Ψ_0 . Вектор результирующего потокоцепления Ψ построен в соответствии с уравнением (19.4). Результирующая э. д. с. E смещена по фазе на 90° относительно результирующего потокоцепления Ψ .

Построенная векторная диаграмма позволяет представить себе взаимное положение магнитных потоков в машине и выяснить природу образования вращающего электромагнитного момента.

На рис. 19.9, а несколькими магнитными линиями условно показано поле токов статора. Согласно векторной диаграмме рис. 19.9, з в рассматриваемый момент времени потокоцепление фазы А статорной обмотки максимально, т. е. ось симметрии поля статора совпадает с осью этой фазы. Мгновенное направление токов во всех трех фазах статорной обмотки изображено в соответствии с векторной

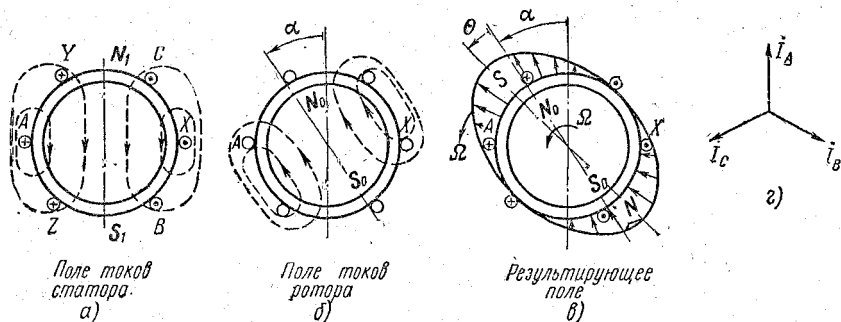


Рис. 19.9. Образование результирующего поля синхронного двигателя при емкостном токе

диаграммой токов: токи в фазах В и С отрицательны, т. е. направлены от конца к началу. Ось потока ротора (ось полюсов ротора) смещена в пространстве относительно оси полюсов статора на угол α , равный углу сдвига фаз потокоцеплений Ψ_0 и Ψ_a (рис. 19,9, б). Поток статора и ротора направлены навстречу друг другу, так как в рассматриваемый момент времени мгновенные значения потокоцеплений Ψ_0 и Ψ_a положительны, т. е. потоки, пронизывающие фазу А, совпадают со своими условно положительными направлениями (по принятому ранее условию эти потоки в машине направлены встречно). При наложении полей ротора и статора создается результирующее поле, полюсы которого на поверхности статора показаны на рис. 19.9, в.

Ось симметрии результирующего поля синхронного двигателя повернута в сторону вращения относительно оси полюсов ротора на угол рассогласования θ , численно равный углу фазового сдвига во времени векторов напряжения U и э. д. с. E_0 , причем

вектор э. д. с. \dot{E}_0 отстает по фазе от вектора напряжения \dot{U} .

При смещении в пространстве полюсов результирующего поля и полюсов поля ротора возникает вращающий момент. Если внезапно возрастет момент сопротивления M_c , то ротор двигателя несколько затормозится, что приведет к увеличению угла Θ ; при этом возрастет электромагнитный момент и восстановится механическое равновесие сил на валу. Увеличение угла Θ вызовет дополнительное рассогласование векторов \dot{E}_0 и \dot{U} , что приведет к росту тока статора и увеличению мощности потребления из сети активной энергии.

Рассмотрим другой возможный вариант работы двигателя, когда при том же моменте сопротивления ток статора отстает по фазе на угол φ от напряжения сети. Векторная диаграмма для этого случая построена на рис. 19.10.

Э. д. с. \dot{E}_0 отстает по фазе от напряжения сети на тот же угол Θ , что и на рис. 19.8, однако величина ее существенно меньше. Такое изменение э. д. с. могло быть вызвано только регулированием тока возбуждения ротора. Следовательно, изменением тока возбуждения ротора можно регулировать коэффициент мощности двигателя.

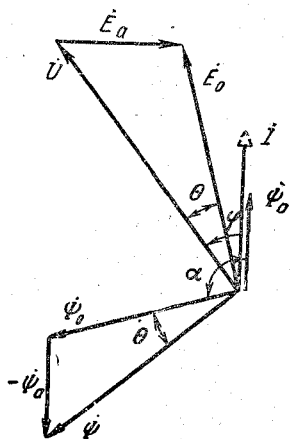


Рис. 19.10. Относительное положение векторов потоков статора и ротора двигателя при индуктивном токе

§ 19.3. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ И ВЕКТОРНАЯ ДИАГРАММА СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Составленное ранее уравнение (19.2)

$$\dot{U} = \dot{E}_0 - \dot{E}_a$$

статорной цепи двигателя (для одной фазы) целесообразно преобразовать, заменив э. д. с. \dot{E}_a от потока статора падением напряжения на некотором индуктивном сопротивлении:

$$\dot{E}_a = -jx\dot{I}.$$

Сопротивление x будем называть синхронным сопротивлением машины. Тогда

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + jx\dot{I}. \quad (19.6)$$

Уравнению (19.6) соответствует упрощенная схема замещения синхронного двигателя, изображенная на рис. 19.11.

Условно положительные направления э. д. с. \dot{E}_0 и тока I характеризуют двигатель как приемник энергии.

Для упрощенной схемы замещения двигателя можно построить векторную диаграмму рис. 19.12.

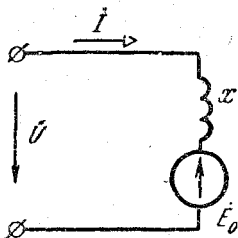


Рис. 19.11. Упрощенная схема замещения синхронного двигателя

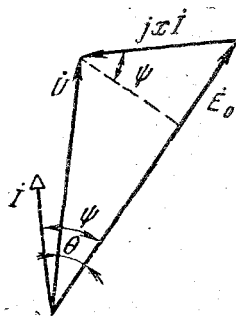


Рис. 19.12. Упрощенная векторная диаграмма синхронного двигателя

Векторы \dot{E}_0 и \dot{U} сдвинуты по фазе на угол рассогласования Θ , который зависит от нагрузки на валу. Величина э. д. с. E_0 задается током возбуждения. Вектор jxI характеризует падение напряжения на внутреннем сопротивлении машины. Вектор тока I проводится перпендикулярно к вектору jxI .

§ 19.4. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ (ВРАЩАЮЩИЙ) МОМЕНТ И УГЛОВАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Как было показано в § 19.2, в результате наложения полей ротора и статора образуется результирующее поле, магнитные линии которого пересекают воздушный зазор. На внутренней поверхности статора образуются полюсы $N-S$, перемещающиеся с угловой скоростью Ω . С той же скоростью вращаются и полюсы ротора N_0-S_0 , отставая по фазе от полюсов статора на угол Θ . Это явление можно уподобить вращению муфты в виде двух постоянных магнитов, имеющих независимые валы и связанных между собой магнитным полем (рис. 19.13).

Ведущим элементом муфты является внешний магнит $N-S$, поле которого аналогично полю статора. Внутренний магнит N_0-S_0 синхронно следует за ведущей половиной муфты; магнитные линии, как бы обладая свойствами упругих нитей, связывают их между собой. Чем больше тормозной момент нагрузки на валу, тем больше «растягиваются» магнитные линии и тем больше вращающий электромагнитный момент, созданный «упругими» силами магнитного поля.

Смещение полюсов статора и ротора, определяющее электромагнитный момент машины, характеризуется углом Θ . Зависимость $M(\Theta)$ носит название угловой характеристики. Найдем аналитическое выражение этой характеристики, для чего воспользуемся схемой замещения синхронной машины и соответствующей векторной диаграммой. Развиваемая двигателем мощность

$$P_{\text{мех}} = M\Omega.$$

Эта мощность одновременно характеризует скорость преобразования электрической энергии в механическую. По принятому ранее условию идеализации к. п. д. машины равен единице, т. е. полезно используется вся электрическая мощность, поступающая из сети. Согласно схеме замещения рис. 19.11 эта мощность равна

$$P_o = 3E_o I \cos \psi.$$

Из векторной диаграммы рис. 19.12 находим, что

$$\cos \psi = \frac{U \sin \Theta}{xI}.$$

Тогда мощность

$$P_{\text{мех}} = P_o = \frac{3E_o U}{x} \sin \Theta \quad (19.7)$$

и момент

$$M = \frac{3E_o U}{x\Omega} \sin \Theta. \quad (19.8)$$

Максимальный момент, развиваемый двигателем,

$$M_{\text{max}} = \frac{3UE_o}{x\Omega} \quad (19.9)$$

при постоянном напряжении сети U зависит только от э. д. с. E_o , т. е. от тока возбуждения ротора I_v . При неизменном токе возбуждения угловые характеристики изображаются синусоидой (рис. 19.14).

В соответствии с выражением (19.8) электромагнитный момент будет иметь положительные значения, т. е. будет вращающим при изменении угла Θ от 0 до 180° . В действительности устойчивый режим работы может быть только в диапазоне $0 < \Theta < 90^\circ$. Для доказательства этого допустим, что двигатель нагружен некоторым моментом M_T и режим задан точкой A на угловой характеристике (рис. 19.15).

При внезапном увеличении противодействующего момента нагрузки на некоторую величину ΔM_T ротор двигателя начнет тормозиться, в результате чего увеличится угол $\Theta = \Theta_A + \Delta\Theta$, как показано на рис. 19.15. С увеличением угла Θ начнет возрастать и вращающий момент двигателя до тех пор, пока не наступит новое равновесие моментов при большем угле Θ . При снижении тормозно-

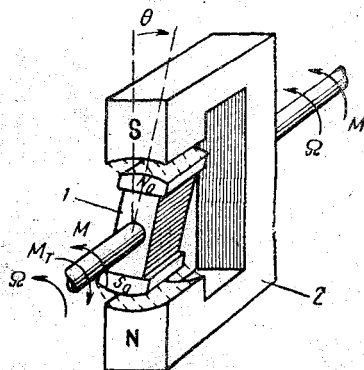


Рис. 19.13. Макет синхронного двигателя — магнитная муфта: 1 — ведущий элемент, 2 — ведомый элемент.

го момента до первоначального значения режим работы машины будет вновь характеризоваться точкой А. Совершенно иной оказывается картина, если предположить, что работа машины характери-

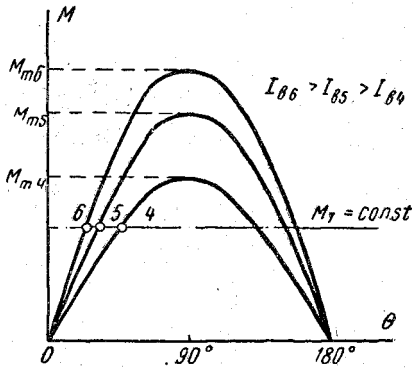


Рис. 19.14. Угловые характеристики синхронного двигателя

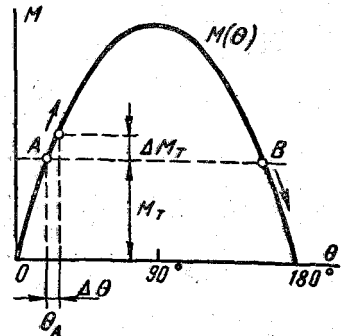


Рис. 19.15. К анализу устойчивости работы синхронного двигателя

зуется точкой В, где формально $M = M_T$. Здесь положительное приращение угла Θ сопровождается снижением вращающего момента. Поэтому случайное отклонение от предполагаемого режима

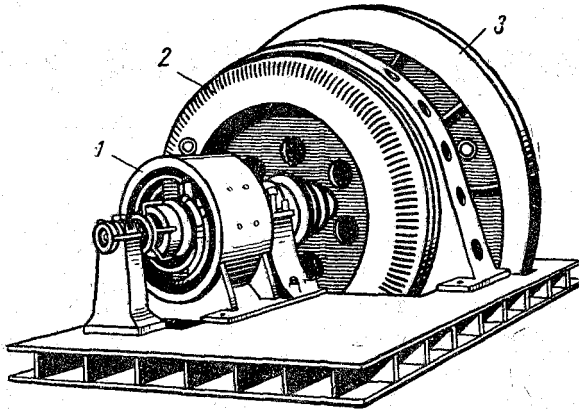


Рис. 19.16. Установка с синхронным двигателем:

1 — возбудитель; 2 — синхронный двигатель; 3 — маховик

в точке В вызовет неуклонный рост угла Θ . Полюсы ротора отрываются от полюсов поля статора, синхронное вращение полей статора и ротора нарушается и, как говорят, машина выпадает из синхронизма.

Следовательно, устойчивая работа синхронного двигателя возможна на том участке угловой характеристики, где с ростом угла Θ растет и вращающий момент, т. е. $\frac{dM}{d\Theta} > 0$. Это условие выполняется при значениях угла Θ , лежащих в указанных выше пределах от 0 до 90° . Практически синхронные двигатели рассчитываются таким образом, чтобы номинальному моменту нагрузки соответствовал угол $\Theta_n = 30^\circ$ и коэффициент $k_m = \frac{M_{\max}}{M_n} = 2$. При больших углах рассогласования могут возникать качания ротора, т. е. периодические изменения его положения относительно поля статора, сопровождающиеся изменением угла Θ .

Для уменьшения качаний ротора, возникающих при резко переменной нагрузке, часто прибегают к искусственному увеличению маховых масс ротора. С этой целью на вал машины насаживается маховое колесо (рис. 19.16).

У двигателей различного назначения коэффициент k_m колеблется в пределах от 1,5 (компрессоры) до 3,5 (дробилки, поршневые насосы).

§ 19.5. РЕГУЛИРОВАНИЕ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ. U-ОБРАЗНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

В асинхронной машине магнитное поле создается токами статора, а индуцированные токи ротора стремятся ослабить это поле. В синхронной машине постоянный ток ротора (ток возбуждения) создается независимым источником питания, поэтому его можно произвольно регулировать, воздействуя тем самым на поле машины. Это создает новые возможности регулирования реактивной (намагничивающей) составляющей тока статора, что позволяет произвольно изменять коэффициент мощности машины.

Синхронный двигатель принципиально может работать с опережающим или отстающим $\cos \varphi$, возможна работа при $\cos \varphi = 1$. При питании двигателя от сети большой мощности напряжение U на его зажимах будет всегда неизменным. Следовательно, результирующая э. д. с. E и результирующее потокосцепление Ψ статорной обмотки должны оставаться постоянными при любом режиме работы машины. Регулирование тока возбуждения, т. е. поля ротора, сопровождается таким изменением поля статора, при котором сохраняется постоянным результирующее поле машины.

Допустим вначале, что двигатель работает в режиме холостого хода ($M = 0$), а ток возбуждения имеет величину, при которой $E_0 = U$. Последнее равенство обеспечивается при $\Psi_0 = \Psi$, т. е. в этом режиме поле ротора имеет ту же интенсивность, что и результирующее поле, соответствующее заданному значению $U = E$.

Следовательно, поле статора должно отсутствовать ($\Psi_a = 0$), и ток в его обмотке также должен быть равен нулю.

Если ток возбуждения увеличить до величины, при которой $E_0 > U$, то поле ротора станет сильнее результирующего поля, необходимого для сохранения неизменной величины $U = E$. Следовательно, в обмотке статора должен возникнуть ток, магнитное поле которого окажет размагничивающее действие. Это возможно при емкостном токе, чему соответствует мощность Q_C потребления из сети реактивной энергии. При снижении тока возбуждения, когда $E_0 < U$, в статоре возникает индуктивный ток.

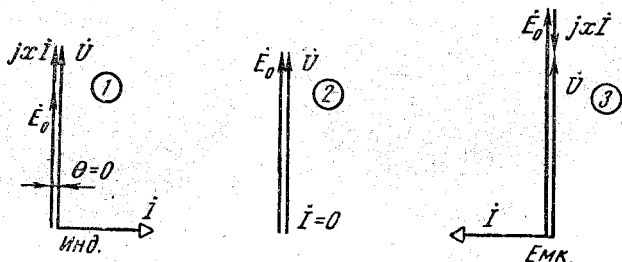


Рис. 19.17. Векторные диаграммы синхронного двигателя в режиме холостого хода при регулировании тока возбуждения

Проследим на векторных диаграммах рис. 19.17 изменение тока статора при регулировании тока возбуждения I_B . При $M = 0$ угол рассогласования $\Theta = 0$ и векторы \dot{E}_0 и \dot{U} совпадают по фазе. Поэтому вектор тока

$$I = \frac{\dot{U} - \dot{E}_0}{jx}$$

имеет только реактивную составляющую. Увеличение тока I_B и, следовательно, э. д. с. E_0 приводит сначала к уменьшению тока статора, а затем к его росту с изменением фазы на 180° ; при $E_0 < U$ возникает индуктивный ток, а при $E_0 > U$ — емкостный. Если $E_0 = U$, то ток статора согласно последнему уравнению равен нулю.

Для количественной оценки регулирования реактивной составляющей тока статора с помощью тока возбуждения используются U-образные характеристики, выражающие зависимость $I(I_B)$ при неизменном моменте на валу $M = \text{const}$. Эти характеристики снимаются экспериментально или строятся на основе графо-аналитических расчетов с помощью векторных диаграмм. Кривая зависимости $I(I_B)$ при $M = 0$ показана на рис. 19.18*. На этой кривой от-

* Синхронные машины, работа которых характеризуется точками на правой ветви U-образной кривой $M = 0$, носят название синхронных компенсаторов. Такие машины устанавливаются на крупных подстанциях и используются для компенсации реактивной мощности асинхронных двигателей промышленных предприятий. Действие синхронных компенсаторов в сети подобно действию конденсаторов, подключенных параллельно индуктивной нагрузке.

мечены точки 1, 2, 3, соответствующие векторным диаграммам рис. 19.17.

Если двигатель нагружен постоянным моментом $M = \text{const}$, то

$$P_{\text{мех}} = M\Omega = \frac{3U}{x} E_0 \sin \Theta = \text{const}$$

и

$$P_0 = 3UI \cos \varphi = \text{const}.$$

Напряжение на двигателе $U = \text{const}$. Отсюда получим условия:

$$E_0 \sin \Theta = \text{const},$$

$$I \cos \varphi = \text{const}$$

при любом токе возбуждения.

Полученные равенства показывают, что векторы \dot{E}_0 и \dot{I} имеют годографы (геометрические места концов векторов) в виде прямых, изображенных на рис. 19.19, где три векторные диаграммы соответствуют различным величинам E_0 (тока

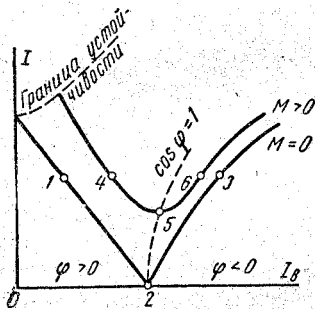


Рис. 19.18. U-образные характеристики синхронного двигателя

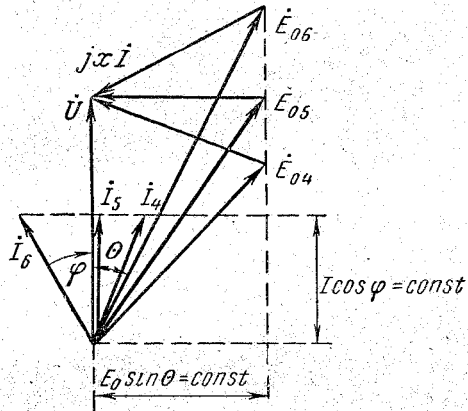


Рис. 19.19. Векторные диаграммы нагруженного синхронного двигателя при регулировании тока возбуждения

возбуждения I_B). Ток статора имеет минимальное значение, когда его реактивная составляющая становится равной нулю ($\cos \varphi = 1$). Увеличение тока возбуждения вызывает изменение знака фазового угла φ . Трех векторным диаграммам рис. 19.19 соответствуют точки 4, 5, 6 на второй U-образной характеристике рис. 19.18 и на угловых характеристиках рис. 19.14.

Аналогично строятся U-образные характеристики при больших моментах на валу. Точки минимума этих характеристик определяют режим двигателя с $\cos \varphi = 1$.

При больших значениях тока I_B начинается насыщение магнитной цепи машины, в результате чего нарушается линейная зависи-

мость потока Φ_0 и э. д. с. E_0 от тока возбуждения. Поэтому правые ветви U-образных характеристик становятся все более пологими.

Отметим, что регулирование тока возбуждения при постоянном моменте вызывает изменение угла Θ . Чем больше ток I_n , тем сильнее поле машины и тем ближе расположены оси полюсов ротора и поля статора машины; в этом проявляются «упругие» свойства магнитных линий, связывающих магнитные полюсы ротора и статора.

Уменьшение тока возбуждения приводит к росту угла Θ и ослаблению электромагнитных связей между статором и ротором. При углах Θ , близких к 90° , рабочая точка на угловой характеристике смещается к вершине синусоиды и работа двигателя становится неустойчивой. Это отмечено на U-образных характеристиках рис. 19.18 границей устойчивости.

Использование синхронного двигателя на промышленных предприятиях весьма целесообразно, так как для питающей сети он является активно-емкостной нагрузкой (при достаточном токе возбуждения). В режиме, когда $E_0 > U$, включение двигателя в сеть подобно включению батареи конденсаторов. Выпускаемые отечественной промышленностью синхронные двигатели рассчитаны на работу с $\cos \varphi = 0,8$ при опережающем токе.

§ 19.6. ПУСК В ХОД СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Пуск синхронного двигателя имеет некоторые особенности. Если обмотку возбуждения присоединить к источнику постоянного тока, а статорную обмотку включить в сеть трехфазного тока, то ротор не сдвинется с места. При таком включении машины вращающееся магнитное поле статора, взаимодействуя с полем неподвижного ротора, создает момент на валу, знак которого изменяется с частотой 100 *гц*. Когда мимо северного полюса ротора будет перемещаться южный полюс статорного поля, создается положительный момент. Через полпериода вместо южного полюса появится северный полюс и образуется отрицательный момент, дающий толчок ротору в обратном направлении. Ротор не успевает поворачиваться, так как механическая инерция его слишком велика.

Электромагнитный момент может заставить ротор следовать за статорным полем только в том случае, когда полюсы поля статора будут медленно перемещаться относительно полюсов возбуждения ротора. Такому перемещению соответствует разность скоростей ротора и поля статора порядка $0,05 \Omega_c$. Следовательно, перед включением цепи возбуждения необходимо каким-либо способом разогнать ротор до скорости, близкой к синхронной.

Для разгона современных синхронных двигателей их роторы снабжаются специальной пусковой обмоткой, подобно «белчиной клетке» асинхронных двигателей. Стержни пусковой обмотки закладываются в тело ротора и соединяются по торцам замыкающими кольцами (рис. 19.20).

После включения статора в сеть создается вращающееся магнитное поле, которое индуцирует токи в пусковой обмотке, в результате чего создается асинхронный электромагнитный момент. В некоторых машинах асинхронный момент создается вихревыми токами, возникающими в теле ротора и в металлических клиньях пазов машины.

Рабочие механизмы предъявляют различные требования к величине пускового асинхронного момента двигателя. Например, дробилки имеют пусковой момент $M_{\text{пуск}}$, доходящий до $2M_{\text{н}}$, а у компрессоров $\frac{M_{\text{пуск}}}{M_{\text{н}}} = 0,3-0,5$. Для увеличения пускового момента используются такие же конструкции «беличьей клетки», как и у асинхрон-

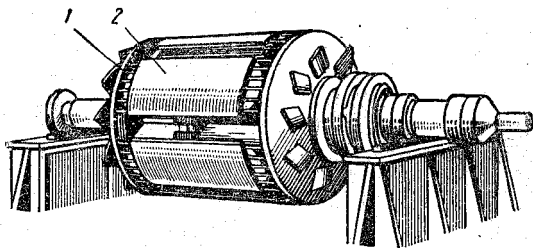


Рис. 19.20. Ротор синхронного двигателя с пусковой обмоткой:

1 — стержни «беличьей клетки» (пусковой обмотки);
2 — полюсы

ных двигателей: с глубоким пазом, с латунными стержнями и т. п. Это позволяет повысить кратность пускового момента $\frac{M_{\text{пуск}}}{M_{\text{н}}}$ до 0,8—1. Нижний предел относится к тихоходным машинам, а верхний — к быстроходным.

Синхронные двигатели обычно пускаются прямым включением статорной обмотки в питающую сеть. Только крупные двигатели мощностью $3 \div 5 \cdot 10^3$ *квт* требуют ограничения пусковых токов. Для понижения напряжения, подводимого к статору, применяются реакторы или автотрансформаторы (см. пуск в ход асинхронных двигателей).

В рабочем режиме при $n = n_c$ ток в пусковой обмотке двигателя становится равным нулю. При толчках нагрузки возникает ускорение ротора и появляется ток в короткозамкнутой обмотке, который способствует демпфированию качаний ротора.

При пуске обмотка возбуждения ротора отключается от источника питания и замыкается на активное разрядное сопротивление, в 6—10 раз превышающее сопротивление этой обмотки. Если обмотку возбуждения оставить разомкнутой, то в начале пуска напряжение

на её выводах увеличится в 20—30 раз по сравнению с номинальным напряжением, что может привести к пробое изоляции.

Когда скольжение ротора достигает нескольких процентов (обычно $s = 5\%$), обмотка возбуждения автоматически отключается от разрядного сопротивления и замыкается на источник постоянного тока. При этом возникает поле ротора и вместе с ним синхронный электромагнитный момент, под действием которого двигатель втягивается в синхронный режим работы.

Вплоть до появления постоянного тока в обмотке ротора асинхронный момент, развиваемый пусковой обмоткой, должен преодолевать тормозной момент рабочего механизма. Поэтому в каталожные данные синхронного двигателя входит величина асинхронного момента $M_{вх}$ при $s = s_{вх}$, который называется входным. Обычно двигатели рассчитываются так, что $\frac{M_{вх}}{M_n} = 0,8 - 1$.

Относительная сложность пуска и необходимость применения специальной аппаратуры в цепи ротора препятствуют широкому введению в производство синхронных двигателей средней мощности (до 100 кВт). При малой мощности двигателей стоимость панели автоматического управления соизмерима со стоимостью самой машины.

§ 19.7. РАБОТА ГЕНЕРАТОРА В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

В современных электрических системах электроэнергия поступает в распределительную сеть от большого числа параллельно работающих генераторов. Отдельные электрические станции объединяются в мощные энергосистемы, куда входят сотни генераторов и все обслуживаемые ими потребители (промышленные, коммунальные и бытовые). Специальная диспетчерская служба этих систем следит за тем, чтобы напряжение в отдельных пунктах системы и частота поддерживались неизменными.

Стабилизация частоты и напряжения осуществляется автоматически, поэтому каждый отдельный генератор может рассматриваться включенным на зажимы активного двухполюсника с бесконечно малым входным сопротивлением, который замещает всю остальную энергосистему (рис. 19.21).

Действующее значение напряжения на зажимах генератора постоянно, а частота равна 50 гц. Любое изменение нормального режима работы генератора не может изменить напряжение и частоту системы, т. е. не может повлиять на работу других машин.

Как указывалось в § 19.2, напряжение U на зажимах машины можно принять равным результирующей э. д. с. E . Постоянству частоты и амплитуды э. д. с. E соответствует постоянство частоты и амплитуды потокосцепления Ψ результирующего поля машины.

Следовательно, при параллельной работе синхронной машины с системой бесконечно большой мощности результирующее магнитное поле статора должно оставаться неизменным и вращаться в пространстве с постоянной угловой скоростью Ω .

Ротор нагруженного генератора приводится во вращение турбиной. Под действием рабочего момента турбины полюсы ротора смещены относительно полюсов вращающегося поля статора (рис. 19.22), в результате чего возникает электромагнитный тормозный момент, равный моменту турбины.

В отличие от двигателя полюсы ротора синхронного генератора опережают полюсы поля статора, чему соответствует другой знак угла рассогласования θ . Поэтому на векторной диаграмме генератора изменяется относительное положение векторов потокоцеплений статорной обмотки с полем ротора $\dot{\Psi}_0$ и с результирующим полем $\dot{\Psi}$ (рис. 19.23).

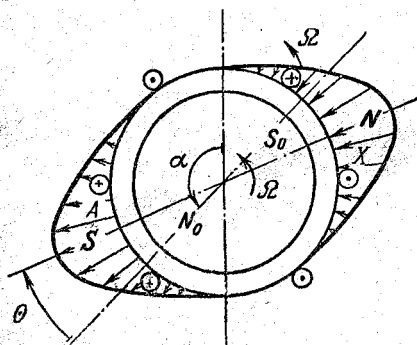


Рис. 19.22. Взаимное положение полюсов ротора и статора синхронного генератора

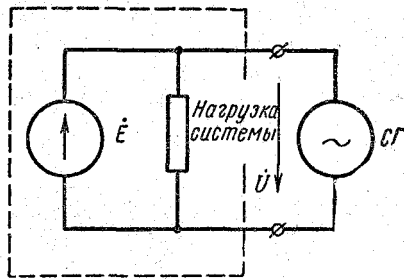


Рис. 19.21. Эквивалентная схема синхронного генератора, работающего параллельно с системой большой мощности

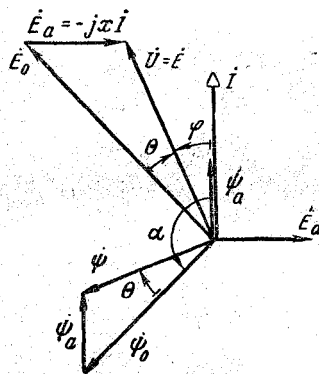


Рис. 19.23. Векторная диаграмма синхронного генератора

Соответственно изменяется положение векторов э. д. с. \dot{E}_0 и $\dot{E} = \dot{U}$. У генератора вектор э. д. с. \dot{E}_0 опережает по фазе вектор напряжения \dot{U} .

На векторной диаграмме рис. 19.23 изменение направления вектора $\dot{E}_a = -jxi$ по сравнению с диаграммой рис. 19.8 связано с вы-

бором условно положительного направления тока в схеме замещения машины (рис. 19.24, а).

По сравнению со схемой замещения двигателя (см. рис. 19.7) изменяется направление тока в статоре и э. д. с. самоиндукции E_a : направление тока I и генераторной э. д. с. E_0 совпадают, как это принято для всех источников энергии. Для схемы рис. 19.24, а можно записать уравнение электрического равновесия

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + jxI, \quad (19.10)$$

по которому построена векторная диаграмма рис. 19.24, б.

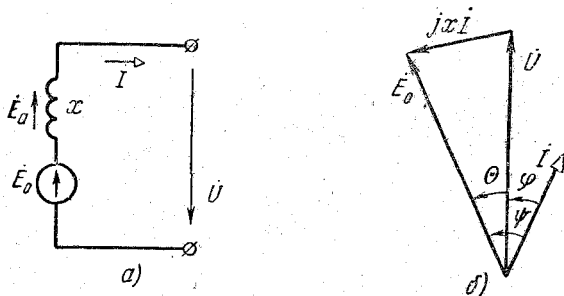


Рис. 19.24. Упрощенная схема замещения (а) и соответствующая ей векторная диаграмма (б) синхронного генератора

Развиваемая генератором активная электромагнитная мощность

$$P_a = M\Omega = 3UI \cos \varphi = 3E_0I \cos \psi \quad (19.11)$$

равна механической мощности турбины:

$$P_{\text{мех}} = M_T \Omega. \quad (19.12)$$

Чем больше момент турбины, тем больше угол рассогласования Θ ; соответственно увеличивается активная составляющая тока статора и активная мощность, отдаваемая генератором в систему.

§ 19.8. РЕГУЛИРОВАНИЕ НАГРУЗКИ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА. УГЛОВАЯ И U-ОБРАЗНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Используя векторную диаграмму рис. 19.24, б и формулы (19.11), (19.12), можно получить уравнения, связывающие электромагнитный момент и активную мощность синхронного генератора с углом рассогласования Θ :

$$\begin{aligned} M &= \frac{3E_0U}{x\Omega} \cos \Theta, \\ P_a &= \frac{3E_0U}{x} \sin \Theta. \end{aligned} \quad (19.13)$$

Эти формулы тождественны полученным ранее формулам для синхронного двигателя.

Для генератора могут быть построены семейства угловых и U-образных характеристик (рис. 19.25, а и б) так же, как это делалось

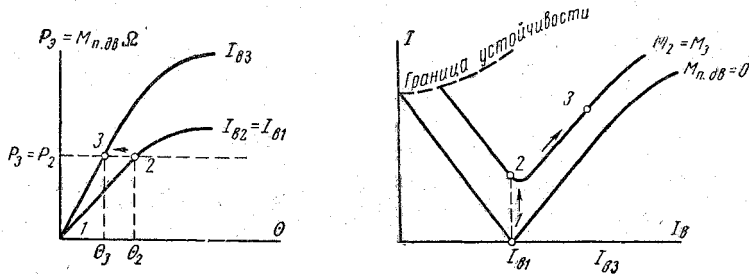


Рис. 19.25. Угловые и U-образные характеристики синхронного генератора

для двигателя. Проследим на этих характеристиках процессы регулирования активной и реактивной мощности генератора, привлекая к рассмотрению векторную диаграмму рис. 19.26.

Допустим вначале, что момент первичного двигателя преодолевает лишь момент трения, а ток возбуждения соответствует равенству $\dot{E}_{01} = \dot{U}$. В этом режиме ток статора I_1 равен нулю.

Если необходимо увеличить активную мощность генератора, то увеличивают степень открытия аппарата, регулирующего поступление пара или воды в турбину. Рабочий момент турбины возрастает, что вызывает ускорение ротора. Полюсы ротора начинают перемещаться относительно полюсов поля машины, в соответствии с этим увеличивается и угол θ сдвига фаз между векторами \dot{E}_0 и \dot{U} . Магнитные линии поля в воздушном зазоре растягиваются, что приводит к росту электромагнитного тормозного момента M , уравновешиваемого моментом первичного двигателя $M_{п.дв}$; увеличивается активная составляющая тока статора, а следовательно, и активная

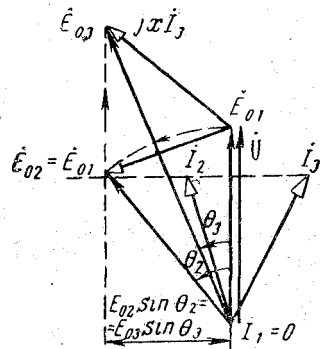


Рис. 19.26. Векторная диаграмма, характеризующая регулирование активной и реактивной мощностей генератора

мощность P_3 . Когда будет достигнута необходимая мощность, отдается команда о прекращении увеличения момента турбины. Наступает новый равновесный режим, которому соответствуют определенный угол θ_2 и определенная активная мощность P_2 . Изменение режима работы генератора характеризуется переходом из точки 1 в точку 2 на угловой и U-образной характеристиках. Таким образом, р е г у л и р о в а

ние активной мощности генератора производится изменением момента первичного двигателя. При этом скорость вращения ротора сохраняется неизменной и равной скорости вращения поля статора, которая задается частотой сети.

В случае необходимости изменения реактивной мощности, отдаваемой генератором в сеть, изменяют ток возбуждения ротора. Нормально синхронные генераторы возбуждаются так, что отдают в систему реактивную мощность индуктивного характера, необходимую для работы асинхронных двигателей промышленных предприятий. Этому режиму соответствуют векторная диаграмма рис. 19.26 и точка Z на угловой и U -образной характеристиках синхронной машины (см. рис. 19.25). По мере увеличения тока возбуждения уменьшается э. д. с. E_0 , причем конец вектора I скользит по своему годографу. На угловых характеристиках рабочая точка смещается по прямой $M_{п, дв} = \text{const}$ на синусоиду с большой амплитудой $M_m = \frac{E_0 U}{x \Omega}$.

При снижении тока возбуждения рабочая точка переходит на левую ветвь U -образной характеристики, а на угловых характеристиках она приближается к вершине синусоидальной кривой $M(\theta)$. При некотором минимальном токе параллельная работа генератора с системой становится неустойчивой и машина выпадает из синхронизма.

§ 19.9. ВКЛЮЧЕНИЕ ГЕНЕРАТОРА НА ПАРАЛЛЕЛЬНУЮ РАБОТУ С СИСТЕМОЙ

До сих пор при рассмотрении параллельной работы генератора с системой предполагалось, что операция включения машины уже произведена. Однако периодически машина отключается для профилактических осмотров, ремонта или просто на время уменьшения нагрузки. После этого машина должна быть вновь введена в работу.

Включение машины может сопровождаться бросками тока в статорной цепи и толчками момента на валу, что связано с возникающими переходными процессами. Генератор и турбина являются механической системой, ротор которой при нормальной работе должен вращаться со скоростью, равной скорости вращения поля статора. Следовательно, для устранения переходного механического процесса при включении, связанного с инерцией ротора, необходимо, чтобы скорость ротора n_2 перед включением генератора в сеть была равна синхронной скорости n_c . Контроль скорости вращения ротора наиболее удобно вести по частоте э. д. с. генератора E_0 в режиме холостого хода: $f_r = \frac{n_2 p}{60}$. Равенство частот генератора f_r и сети f_c указы-

вадет на равенство скорости вращения ротора и синхронной скорости статора:

$$n_c = \frac{60f_c}{p} = \frac{60f_s}{p} = n_s.$$

Это равенство достигается регулированием момента турбины, который должен уравновешивать момент сил трения при $n_2 = n_c$.

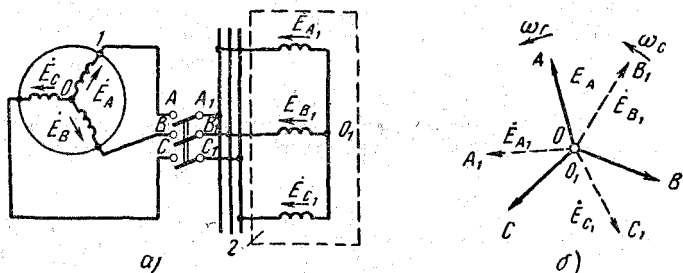


Рис. 19.27. Схема включения генератора на параллельную работу с системой (а) и векторная диаграмма э. д. с. (б):

1 — генератор; 2 — система

Электрический переходный процесс в статорной цепи генератора отсутствует только в том случае, когда режим до коммутации в точности соответствует режиму после коммутации. До включения машина работает в режиме холостого хода. Следовательно, не обходимо создать такие условия, при которых ток статора и после включения оставался бы равным нулю.

После включения генератора в сеть ток в статоре будет отсутствовать, если угол рассогласования $\Theta = 0$ и $E_0 = U$ (см. векторную диаграмму для первого режима на рис. 19.26). Равенство действующих значений э. д. с. генератора и напряжения сети достигается регулированием тока возбуждения ротора. Заметим, что последовательность чередования фаз системы и генератора должна быть одинаковой.

Дополнительным условием отсутствия переходного процесса в цепи статорной обмотки является равенство потенциалов соответствующих контактов выключателя (рис. 19.27, а) в момент их замыкания:

$$\Phi_A = \Phi_{A_1},$$

$$\Phi_B = \Phi_{B_1},$$

$$\Phi_C = \Phi_{C_1}.$$

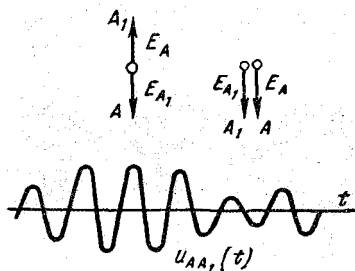


Рис. 19.28. Напряжение на контактах выключателя

Потенциалы контактов характеризуются концами векторов э. д. с. включаемого генератора и э. д. с. эквивалентного генератора системы (рис. 19.27, б).

Практически не удается добиться точного равенства частот генератора и сети, вследствие чего имеет место медленное скольжение звезды векторов фазных э. д. с. генератора, вращающейся со скоростью ω_r , относительно звезды векторов сети, вращающихся со скоростью ω_c . Мгновенные значения напряжения между контактами выключателя u_{AA_1} , u_{BB_1} , u_{CC_1} определяются соответствующими отрезками AA_1 , BB_1 , CC_1 на числовой плоскости. Эти отрезки, периодически увеличиваясь и уменьшаясь, становятся равными нулю в момент совпадения одноименных векторов (рис. 19.28).

В этот момент и следует производить включение машины в сеть*. Момент включения выбирается с помощью специального прибора — синхроскопа (лампового или стрелочного).

* В последние годы в СССР применяется метод самосинхронизации, при котором пуск генератора осуществляется аналогично пуску синхронного двигателя (см. § 19.6). Отличие состоит лишь в том, что пусковой момент создается турбиной.

СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

Синхронные микродвигатели отличаются от двигателей нормального исполнения тем, что их роторы не имеют обмоток возбуждения, питаемых постоянным током. При этом исключаются два важнейших недостатка синхронных машин — наличие скользящих контактов и необходимость в источнике постоянного напряжения. В микродвигателях электромагнитный вращающий момент возникает вследствие специальной формы ротора или в результате изготовления ротора из магнитотвердых материалов, обладающих коэрцитивной силой порядка нескольких десятков или сотен ампер на сантиметр.

§ 20.1. ГИСТЕРЕЗИСНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Статор гистерезисных двигателей выполняется так же, как и у асинхронных двигателей малой мощности. Вращающееся магнитное поле машины создается двух- или трехфазной обмоткой статора. Ротор представляет собой сплошной цилиндр 1 из меди или машиностроительной стали, на который надета втулка, кольца или спираль 2 из магнитотвердого материала (рис. 20.1). Наиболее широко применяется викаллой (сплав железа, кобальта и ванадия), обладающий значительной коэрцитивной силой ($H_c = 50 \div 100 \text{ а/см}$).

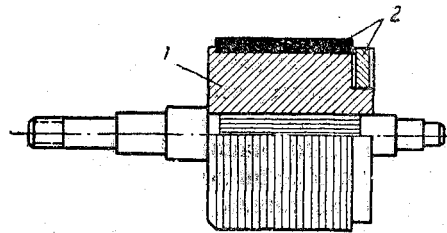


Рис. 20.1. Конструкция ротора гистерезисного двигателя

После включения машины в сеть ротор перемагничивается вращающимся полем статора в соответствии с петлей гистерезиса

(рис. 20.2, б). Выясним относительное положение полюсов статора и ротора в процессе перемагничивания, для чего зафиксируем положение поля статора в какой-либо момент времени (рис. 20.2, а).

В радиальном направлении, проходящем через точку 1, напряженность поля в воздушном зазоре максимальна, следовательно, магнитное состояние ротора (точнее, его верхнего слоя) характеризуется точкой 1 на петле гистерезиса (см. рис. 20.2, б). В точке 2 $H = 0$, но ротор сохраняет остаточную намагниченность, при которой $J = J_{ост}$. В точке 3 $J = 0$, что вызвано изменением направления вектора напряженности поля в воздушном зазоре; этому со-

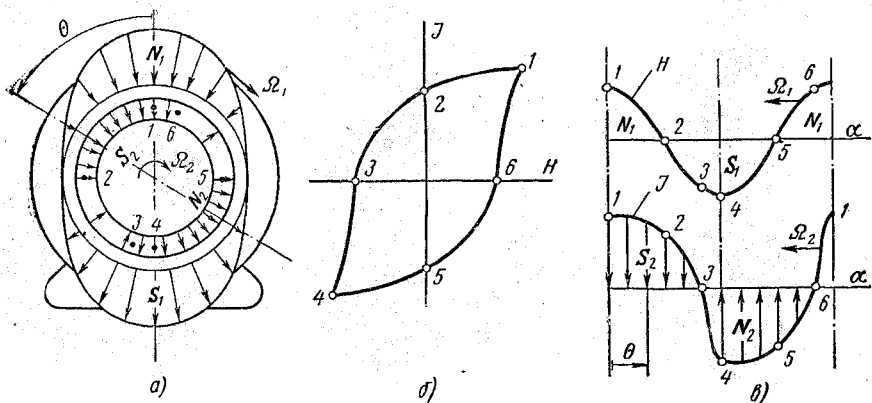


Рис. 20.2. Изменение напряженности магнитного поля в воздушном зазоре и намагниченности ротора гистерезисного двигателя при нагрузке

ответствует изменение знака H на петле гистерезиса. Таким же образом на петле гистерезиса можно отметить магнитное состояние всех участков ротора. На рис. 20.2, в построены кривые распределения вдоль воздушного зазора машины напряженности магнитного поля H и намагниченности ротора J . Построенные кривые наглядно показывают, что оси полюсов поля статора и ротора смещены в пространстве, что создает электромагнитный момент, заставляющий ротор вращаться вслед за полем статора. Величина момента, развиваемого машиной, почти не зависит от скорости вращения ротора, что легко доказать и аналитически. Согласно теории асинхронного двигателя электромагнитный элемент

$$M = \frac{\Delta P_2}{s\Omega_1},$$

где ΔP_2 — мощность потерь электрической энергии в роторе.

Гистерезисный двигатель не имеет обмотки возбуждения на роторе, следовательно, величина ΔP_2 определяется только магнитными потерями, которые характеризуются площадью динамической петли

гистерезиса. Отсюда

$$M = \frac{P_{\text{гист}}}{s\Omega_1}$$

Если принять в первом приближении площадь динамической петли A_n постоянной, то мощность $P_{\text{гист}}$ будет пропорциональна частоте перемагничивания ротора:

$$P_{\text{гист}} \equiv f_2 A_n \equiv s f_1 A_n \equiv s \frac{p\Omega_1}{2\pi} A_n.$$

Следовательно, максимальный момент двигателя

$$M_{\text{max}} \equiv s \frac{p\Omega_1}{2\pi} A_n \frac{1}{s\Omega_1} = \frac{p}{2\pi} A_n = \text{const}$$

сохраняется неизменным при любом скольжении и любой скорости ротора $\Omega_2 \leq \Omega_1$. Механическая характеристика гистерезисного двигателя имеет вид, показанный на рис. 20.3.

Во время пуска скорость двигателя постепенно возрастает до синхронной. Рабочая точка, определяющая установившийся режим, находится на пересечении механических характеристик двигателя $n_2(M)$ и приводного механизма $n_2(M_c)$, как показано на рис. 20.3. При любом значении $M_c < M_{\text{max}}$ в установившемся режиме $n_2 = n_1$; изменяется лишь угол рассогласования Θ .

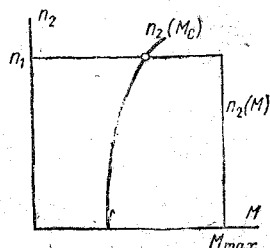


Рис. 20.3. Механическая характеристика гистерезисного двигателя

§ 20.2. СИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

В установившемся режиме при $\Omega_2 = \Omega_1$ гистерезисный двигатель по сути дела превращается в двигатель с постоянными магнитами. Однако механическая характеристика последнего имеет существенную особенность — пусковой синхронный момент равен нулю так же, как и у двигателя с электромагнитным возбуждением ротора. Дело в том, что материал постоянных магнитов имеет значительно большую коэрцитивную силу ($H_c \geq 500 \text{ а/см}$). Машина намагничивается один раз на заводе в сильном импульсном магнитном поле, и собственное поле машины не может изменить направление намагниченности ротора. Поэтому во время пуска при $\Omega_2 < \Omega_1$ синхронный момент быстро изменяет знак, а ротор остается неподвижным. Для разгона двигателя используется дополнительный асинхронный момент, созданный токами в «беличьей клетке». При скорости, близкой к синхронной, двигатель рывком втягивается в синхронизм. Синхронные двигатели с постоянными магнитами применяются в тех случаях, когда не требуется большой пусковой момент, так как по сравнению с гистерезисными двигателями они имеют меньшие габариты при равной мощности.

§ 20.3. РЕАКТИВНЫЙ СИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Синхронный момент может быть создан даже при отсутствии собственного поля возбуждения ротора, хотя ротор выполнен из магнитномягкого материала с низкой коэрцитивной силой. Такие синхронные двигатели получили название реактивных. Ротор этих двига-

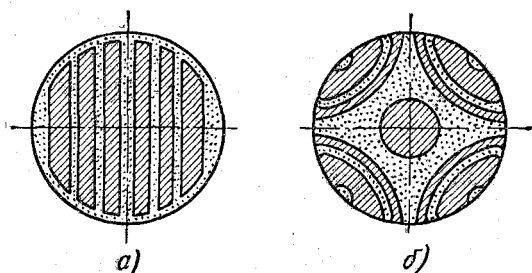


Рис. 20.4. Конструкция роторов реактивного синхронного двигателя:

a — двухполюсного; *б* — четырехполюсного

телей отличается тем, что его магнитное сопротивление в радиальных направлениях не одинаково. На рис. 20.4, *a* и *б* изображен поперечный разрез роторов реактивных двигателей с одной и двумя парами полюсов. Они выполнены из нескольких пакетов листовой

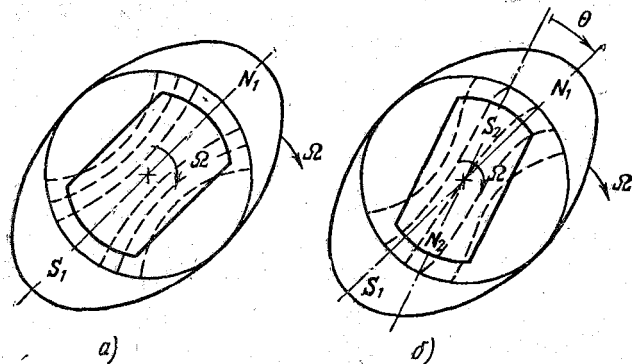


Рис. 20.5. Образование вращающего момента в реактивном двигателе

электротехнической стали, залитых алюминием. Стальные листы создают направления легкого намагничивания ротора.

Для выяснения природы образования реактивного вращающего момента рассмотрим макет двигателя, в котором стальной ротор имеет форму цилиндра, срезанного по боковой поверхности. Допустим сначала, что двигатель не нагружен моментом сопротивления.

После включения статорной обмотки в сеть появляется вращающее магнитное поле, которое индуцирует вихревые токи в алюминиевой заливке ротора. Под действием асинхронного момента скорость ротора постепенно приближается к синхронной. При синхронной скорости ротор неподвижен относительно поля статора, причем его положение строго определено. При отсутствии момента сопротивления под действием сил магнитного поля ротор повернется так, что ось его легкого намагничивания совпадает с осью вращающего потока машины (рис. 20,5, а). Если теперь к ротору приложить момент сопротивления, то он заставит ротор несколько затормозиться, в результате чего появится угол рассогласования Θ (рис. 20,5, б). Полюсы статора и ротора смещаются, и появляется электромагнитный момент, который уравнивает момент сопротивления. С увеличением момента нагрузки на валу возрастает угол Θ ; соответственно увеличиваются тангенциальные составляющие сил взаимодействия полюсов ротора и статора, т. е. электромагнитный момент. Максимальный момент зависит от разности магнитных сопротивлений ротора вдоль и поперек оси его полюсов. Сделать эту разность значительной нельзя, так как тогда придется уменьшить толщину пакетов стали и тем самым ослабить поток машины; величина потока в конечном счете также определяет максимальный момент. При равных габаритах номинальная мощность реактивного двигателя много меньше мощности гистерезисного двигателя. Однако его достоинствами являются простота конструкции и низкая стоимость.

Г л а в а 21

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

§ 21.1. СЕЛЬСИНЫ

Общие сведения

В современной технике электрические машины применяются не только как двигатели и генераторы. Они используются также в качестве разнообразных электрических датчиков, регуляторов напряжения и фазовращающих устройств. С их помощью можно, например, решать математические задачи или осуществлять телемеханическое управление движением антенны радиолокатора.

Широкое распространение электрические машины получили в системах синхронной связи.

Под системой синхронной связи понимается система электромагнитных устройств, обеспечивающих одновременное согласованное вращение или поворот на заданный угол нескольких механически не соединенных между собой валов механизмов или осей приборов.

Различают два вида систем синхронной связи: систему синхронного вращения (электрический вал) и систему синхронного поворота (дистанционная передача угловых перемещений).

Система электрического вала здесь не рассматривается, поскольку ее осуществляют при помощи обычных электрических машин (чаще всего трехфазными асинхронными двигателями с контактными кольцами). Она подробно описывается в специальных курсах электрического привода.

Система дистанционной передачи угловых перемещений состоит из трех основных частей: задающего устройства — д а т ч и

ка, одного или нескольких приемников и соединяющей их линии связи.

Датчик преобразует неэлектрическую величину — угловое перемещение ведущего вала — в электрическую величину — напряжение или ток.

Приемники либо преобразуют электрический сигнал датчика в угловое перемещение ведомого вала, либо вырабатывают электрический сигнал, соответствующий углу поворота ведущего вала.

Датчиками и приемниками в системе синхронного поворота служат специальные электрические машины переменного тока, называемые сельсинами.

Ротор сельсина-датчика укрепляют на ведущем валу, а ротор сельсина-приемника — на ведомом валу.

Устройство и принцип действия сельсинов

Сельсины относятся к электрическим машинам малой мощности, выполненным подобно асинхронным машинам. Они снабжаются двумя обмотками. Одна из них предназначена для возбуждения пульсирующего магнитного поля, в другой (рабочей) обмотке индуцируется э. д. с. Рабочая обмотка обычно расположена на роторе, а обмотка возбуждения — на статоре сельсина. Возможно и иное расположение. Обмотки сельсинов могут быть одно-, двух- и трехфазными. Сельсины выполняются двухполюсными и многополюсными. Некоторые сельсины, подобно асинхронным машинам с фазным ротором, снабжаются контактными кольцами на роторе и неподвижными щетками, укрепляемыми на боковом щитке. Широкое распространение имеют также бесконтактные сельсины. Ограничимся рассмотрением двухполюсных сельсинов с однофазной обмоткой на статоре и с трехфазной обмоткой на роторе (рис. 21.1, а). В этом случае машина имеет три контактных кольца. Трехфазную обмотку сельсинов принято называть обмоткой синхронизации. Ее фазы всегда соединены звездой.

Если однофазную обмотку сельсина включить в сеть (рис. 21.б), то переменный ток возбудит в ней пульсирующее магнитное поле, замыкающееся по сердечникам статора и ротора. В фазах обмотки синхронизации при этом наводятся переменные э. д. с. Амплитуда э. д. с. каждой фазы будет зависеть от расположения оси этой фазы по отношению к оси обмотки возбуждения. Когда ось какой-либо фазы обмотки синхронизации, например первой фазы, совпадает с осью возбуждения, амплитуда э. д. с. в ней имеет наибольшую величину E_{0m} (кривая 1 на рис. 21.2).

При повороте ротора сельсина на угол $\alpha_2 < 90^\circ$ амплитуда э. д. с. в рассматриваемой фазе уменьшается пропорционально косинусу угла α_2 , но сдвига во времени при этом не происходит (кривая 2 на рис. 21.2). Если ось первой фазы расположить пер-

пендикулярно к оси возбуждения ($\alpha = 90^\circ$), то э. д. с. в первой фазе наводиться не будет. При повороте ротора на угол $\alpha_3 > 90^\circ$ амплитуда фазной э. д. с. начнет изменяться по тому же косинусо-

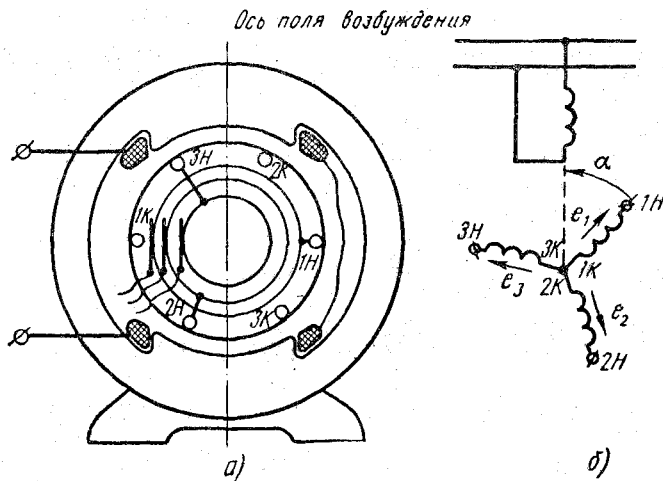


Рис. 21.1. Схема устройства (а) и схема включения в сеть (б) двухполюсного сельсина

идальному закону $E_{0m} \cos \alpha_3$, однако она будет находиться в противофазе относительно э. д. с. при $\alpha_2 < 90^\circ$ (кривая 3 на рис. 21.2).

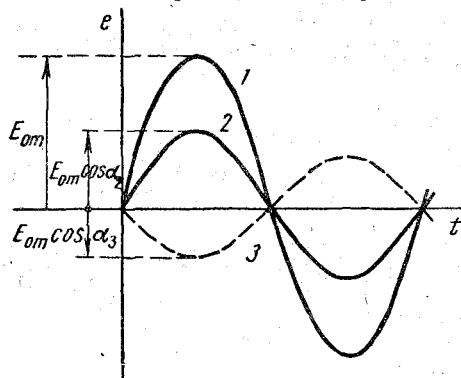


Рис. 21.2. Графики э. д. с., индуцируемых в фазе обмотки синхронизации при разных углах поворота ротора сельсина

Поскольку оси фаз обмотки синхронизации симметрично смещены в пространстве на угол 120° , амплитуды э. д. с. этих фаз будут изменяться в зависимости от угла α (угла поворота оси первой фазы по отношению к оси обмотки возбуждения) следующим образом:

первая фаза

$$E_{0m} \cos \alpha,$$

вторая фаза

$$E_{0m} \cos (\alpha - 120^\circ),$$

третья фаза

$$E_{0m} \cos (\alpha - 240^\circ).$$

В системах дистанционной передачи угловых перемещений сельсины-приемники могут работать в двух основных режимах — индикаторном и трансформаторном.

Индикаторный режим работы сельсинов

Индикаторную систему дистанционной передачи угловых перемещений применяют в тех случаях, когда ведомая ось не создает тормозного момента, например когда на ней укреплена лишь стрелка показывающего прибора.

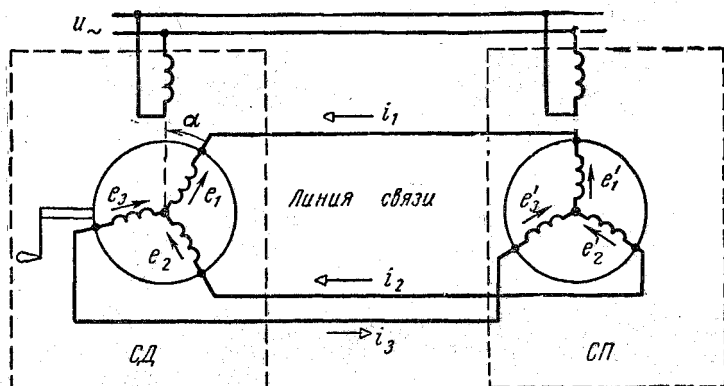


Рис. 21.3. Схема включения сельсина, работающего в индикаторном режиме

Принципиальная схема соединения обмоток сельсина, работающего в индикаторном режиме, представлена на рис. 21.3.

Однофазные обмотки сельсина-датчика (СД) и сельсина-приемника (СП) включены в сеть переменного тока. Обмотки синхронизации включены встречно: каждая фаза сельсина-датчика соединена проводами линии связи с соответствующей фазой сельсина-приемника.

Если фазы обмоток синхронизации расположены одинаково по отношению к обмоткам возбуждения, то э. д. с. в каждой из них равны по величине, но направлены встречно. При таком согласован-

ном положении роторов сельсинов токи в трехпроводной линии связи не возникают.

Если ротор сельсина-датчика повернуть на угол α_d и закрепить в таком положении, то э. д. с. в фазах его обмотки синхронизации не будут равны э. д. с. соответствующих фаз сельсина-приемника и в линии связи возникнут токи. В результате взаимодействия токов в фазах обмоток синхронизации с потоками возбуждения на роторы сельсинов будут действовать вращающие моменты: закрепленный ротор сельсина-датчика останется неподвижным, а ротор сельсина-приемника повернется.

В теоретически возможном случае, когда электрические параметры обмоток синхронизации обоих сельсинов одинаковы и отсутствуют силы трения в осях сельсина-приемника, ротор последнего установится в положение, точно соответствующее положению ротора сельсина-датчика, а токи в линии связи исчезнут. Однако такого положения никогда не бывает; ротор сельсина-приемника поворачивается на угол α_n , близкий к углу α_d , но не равный ему. Конечная разность углов поворота роторов датчика и приемника называется углом рассогласования:

$$\Theta = \alpha_d - \alpha_n.$$

Угол рассогласования характеризует точность действия индикаторной системы дистанционной передачи угловых перемещений.

Трансформаторный режим работы сельсинов

Трансформаторный режим работы сельсинов получил широкое распространение в системах телеизмерения и телеуправления, в автоматических системах и вычислительных устройствах.

Принципиальная схема включения обмоток сельсина, работающего в трансформаторном режиме, изображена на рис. 21.4.

В отличие от индикаторного режима здесь однофазная обмотка сельсина-приемника служит выходной, или сигнальной, обмоткой, а трехфазная — обмоткой возбуждения. Если ротор сельсина-приемника затормозить в каком-то положении, а однофазную обмотку сельсина-датчика включить в сеть, то под действием э. д. с., наводимых в обмотке ротора датчика, в обмотке ротора приемника установятся переменные токи различной величины. Эти три различных по величине тока возбуждают в магнитной цепи сельсина-приемника пульсирующее магнитное поле. Можно показать, что при повороте ротора сельсина-датчика на угол α_d ось результирующего магнитного поля в сельсине-приемнике с заторможенным ротором повернется на такой же угол $\alpha_n = \alpha_d$.

В качестве примера на рис. 21.5 показана условная картина магнитных полей сельсинов, работающих в трансформаторном режиме.

При построении картины полей принято, что поток поля возбуждения сельсина-датчика направлен сверху вниз и возрастает.

Рис. 21. 5, *а* соответствует согласованному положению роторов сельсина-датчика и сельсина-приемника ($\alpha_d = 0$).

Направление токов в фазах обмоток синхронизации определено по правилу Ленца и показано знаками креста и точки в сечении проводов.

Из рассмотрения картины поля токов в обмотке ротора сельсина-приемника можно заключить, что ось этого поля направлена так же, как и ось поля возбуждения сельсина-датчика.

На рис. 21. 5, *б* изображена картина полей сельсина-датчика и сельсина-приемника для случая, когда ротор сельсина-датчика

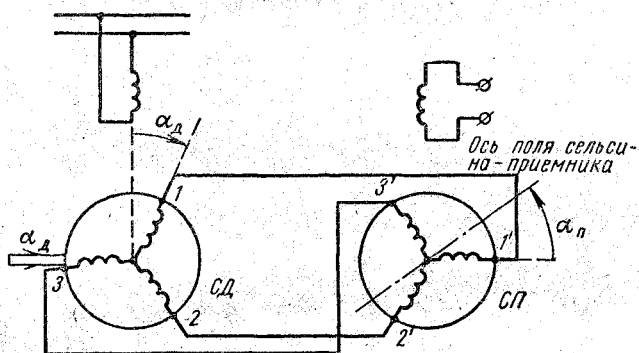


Рис. 21.4. Схема включения сельсина, работающего в трансформаторном режиме

повернут на угол $\alpha_d = 60^\circ$. В этом случае ось поля токов в обмотке ротора сельсина-приемника оказывается повернутой на такой же угол: $\alpha_n = 60^\circ$.

Если ось результирующего магнитного поля в приемнике совпадает с осью сигнальной обмотки, то напряжение на ее зажимах будет максимальным. При расположении оси результирующего магнитного поля сельсина-приемника перпендикулярно к оси сигнальной обмотки э. д. с. в ней наводиться не будет. Действующее значение напряжения на сигнальной обмотке приемника изменится в зависимости от угла поворота ротора датчика по гармоническому закону. Изменение направления поворота ротора датчика сопровождается изменением фазы э. д. с. сигнальной обмотки на 180° .

При практическом использовании трансформаторного режима работы сельсинов ротор датчика располагают таким образом, чтобы в исходном положении в сигнальной обмотке сельсина-приемника напряжение отсутствовало. При этом оси соответствующих фаз обмоток роторов окажутся взаимно сдвинутыми на 90° . Таким образом, о повороте ротора датчика на угол α_d можно судить по ве-

личине напряжения на сигнальной обмотке заторможенного сельсина-приемника:

$$U_{\text{вых}} = U_0 \sin \alpha_{\text{д}}$$

Поскольку ротор сельсина-приемника, работающего в трансформаторном режиме, не может повернуться за счет влияния сигнала сельсина-датчика, поворот ведомого вала в этом случае осуществляет не сельсин-приемник, а электрический двигатель со-

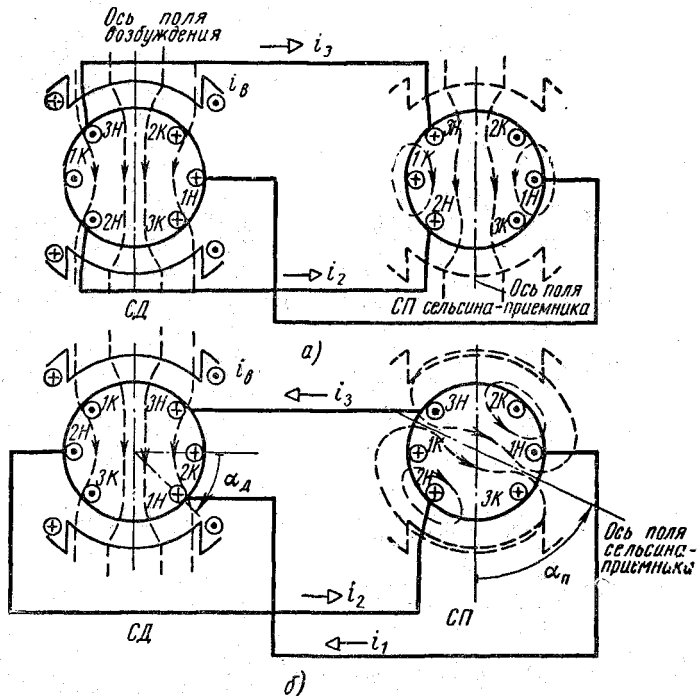


Рис. 21.5. Условная картина магнитных полей сельсинов, работающих в трансформаторном режиме:

а — при согласованном расположении обмоток синхронизации датчика и приемника; б — при повороте обмотки синхронизации датчика на угол $\alpha = 60^\circ$ относительно обмотки синхронизации приемника

ответствующей мощности. Сельсин-приемник является источником сигналов, управляющих работой двигателя. Схема подобной дистанционно-следящей системы на сельсинах представлена на рис. 21.6.

Здесь ротор сельсина-приемника СП укреплен на ведомом валу, поворачиваемом двигателем, а сигнальная обмотка соединена (через усилитель) с обмоткой статора двухфазного исполнительного двигателя ИД. В исходном положении системы напряжение на фазе управления двигателя отсутствует. Поэтому ведомый вал будет неподвижным. При повороте ротора сельсина-датчика СД на

угол α_d ось результирующего магнитного поля в сельсине-приемнике поворачивается на такой же угол: $\alpha_{\Pi} = \alpha_d$. В сигнальной обмотке сельсина-приемника возникает э. д. с. и ротор двигателя приходит в движение, поворачивая одновременно ведомый вал механизма и ротор сельсина-приемника. Поворот трехфазной обмотки возбуждения сельсина-приемника вызывает уменьшение э. д. с. сигнальной обмотки. Когда ротор приемника будет повернут двигате-

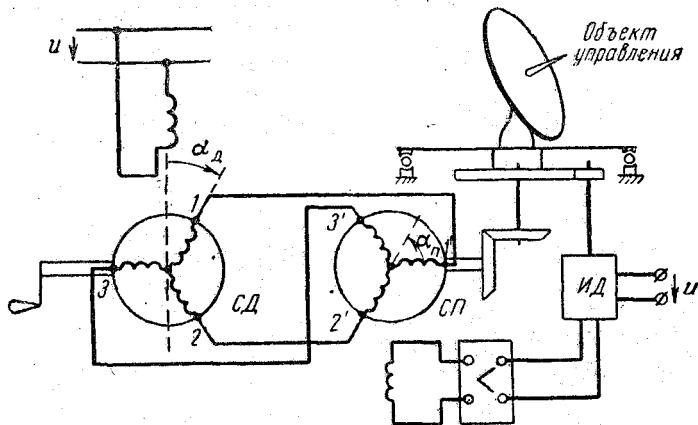


Рис. 21.6. Схема дистанционно-следающей системы на сельсинах

лем на угол, равный углу поворота ротора датчика, напряжение на сигнальной обмотке исчезнет и двигатель остановится. При повороте ротора датчика в обратную сторону фаза э. д. с. сигнальной обмотки изменится на 180° и двигатель начнет вращаться в обратную сторону. Таким образом, вал приемника будет вращаться синхронно с валом датчика при отсутствии механической связи между ними.

§ 21.2. ПОВОРОТНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Назначение и устройство

Поворотные трансформаторы (ПТ) представляют собой миниатюрные электрические машины переменного тока, поворот ротора которых сопровождается плавным изменением амплитуды выходного напряжения или его фазы по отношению к входному напряжению. При помощи таких машин могут быть решены многие алгебраические, геометрические и тригонометрические задачи; они могут также выполнять функции сельсин в трансформаторных синхронных дистанционных передачах угловых перемещений. Поэтому поворотные трансформаторы применяются в счетно-решаю-

щих устройствах и в различных системах автоматики. Конструктивная схема поворотного трансформатора аналогична схеме асинхронной машины с контактными кольцами.

Сердечники статора и ротора набираются из листов электротехнической стали или пермаллоя. Сердечник статора выполнен в форме полого цилиндра, а сердечник ротора — в виде барабана. Они отделены друг от друга равномерным воздушным зазором.

В пазах сердечника статора уложена двухфазная обмотка, оси фаз которой взаимно перпендикулярны. Такая же двухфазная обмотка расположена в пазах ротора. Выводы обмотки ротора соединяются с внешней цепью посредством контактных колец и щеток, а при работе машины с ограниченным углом поворота — при помощи гибких проводников.

В отличие от обычных трансформаторов, где изменение амплитуды вторичного (выходного) напряжения достигается только путем изменения амплитуды первичного (входного) напряжения, в поворотных трансформаторах амплитуда выходного напряжения зависит еще от угла поворота ротора.

В зависимости от способа соединения фаз обмоток на статоре и роторе выходное напряжение получают как функцию синуса (косинуса) или линейную функцию угла поворота. Соответственно этому различают синусно-косинусный поворотный трансформатор (СКПТ) и линейный поворотный трансформатор (ЛПТ).

Синусно-косинусный поворотный трансформатор

В СКПТ фазы обмоток на статоре и роторе электрически не связаны между собой. Одна из них служит для возбуждения пульсирующего магнитного поля и является первичной обмоткой. В фазах другой (вторичной) обмотки индуцируются э. д. с., амплитуды которых пропорциональны соответственно синусу и косинусу угла поворота ротора. Для определенности будем считать, что первичная обмотка СКПТ расположена на роторе, а вторичная — на статоре, хотя встречается и обратное расположение обмоток. Электрическая схема такого СКПТ представлена на рис. 21.7, а.

При подаче синусоидального напряжения на одну из фаз первичной обмотки, именуемой в дальнейшем ф а з о й в о з б у ж д е н и я, в машине возникает пульсирующее магнитное поле, поток которого изменяется во времени по синусоидальному закону:

$$\Phi(t) = \Phi_m \sin \omega t.$$

В общем случае оси фаз вторичной обмотки расположены по отношению к оси фазы возбуждения под углами α и $90^\circ - \alpha$ (см. схему рис. 21.7, а). Поэтому амплитуды магнитных потоков, сцепленных с каждой фазой вторичной обмотки, будут разными: одну фазу про-

низывает поток с амплитудой $\Phi_m \cos \alpha$, а другую фазу — поток с амплитудой

$$\Phi_m \cos (90^\circ - \alpha) = \Phi_m \sin \alpha.$$

Амплитуды или действующие значения э. д. с., индуцируемых этими переменными потоками в фазах вторичной обмотки, также зависят от синуса и косинуса угла поворота ротора. Поэтому иногда фазы вторичной обмотки СКПТ называют соответственно с и н у с н о й и к о с и н у с н о й.

Если выводы одной из фаз вторичной обмотки возбужденного СКПТ соединить с зажимами приемника (измерительный прибор, электронный усилитель, обмотка исполнительного двигателя и т. п.),

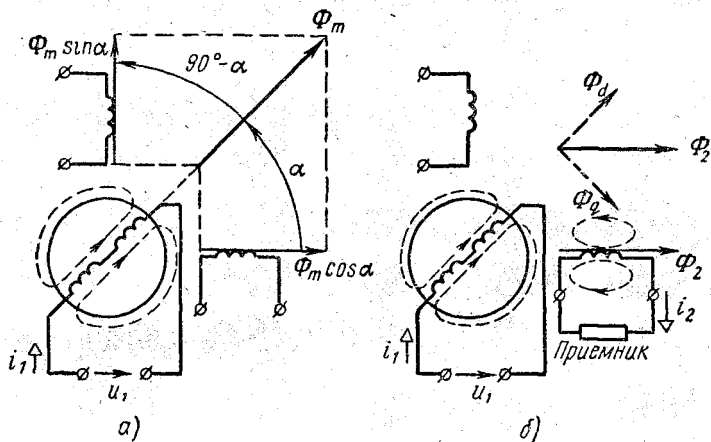


Рис. 21.7. Схема включения в сеть и условная картина магнитного поля СКПТ:

а — вторичная обмотка разомкнута; *б* — одна фаза вторичной обмотки соединена с нагрузкой

то в этой фазе появится переменный ток i_2 , создающий свое пульсирующее магнитное поле (рис. 21.7, б). Это поле удобно рассматривать состоящим из двух полей: продольного поля с потоком Φ_d , ось которого совпадает с осью фазы возбуждения, и поперечного поля с потоком Φ_q , ось которого перпендикулярна к оси фазы возбуждения. Амплитуда потока Φ_{am} продольного поля, как и в обычном трансформаторе, определяется амплитудой напряжения на фазе возбуждения и практически не изменяется с появлением тока в фазе вторичной обмотки. Увеличивается лишь ток в фазе первичной обмотки (фазе возбуждения). Однако амплитуда потока Φ_{qm} поперечного поля будет изменяться пропорционально току нагрузки.

Рассматривая э. д. с. в фазе вторичной обмотки как результат существования в ней двух э. д. с., индуцируемых потоками Φ_d

и Φ_q , можно заключить, что в рабочем режиме СКПТ амплитуда вторичной э. д. с. будет изменяться при повороте ротора по закону, отличному от синусоидального. Чтобы и в рабочем режиме СКПТ амплитуда вторичной э. д. с. изменялась по синусоидальному (или косинусоидальному) закону, необходимо скомпенсировать поперечную составляющую магнитного потока. Для этого достаточно соответствующим образом нагрузить либо вторую фазу первичной обмотки (первичное симметрирование), либо вторую фазу вторичной обмотки (вторичное симметрирование).

Более глубокий анализ показывает, что для первичного симметрирования фазу первичной обмотки, ось которой перпендикулярна

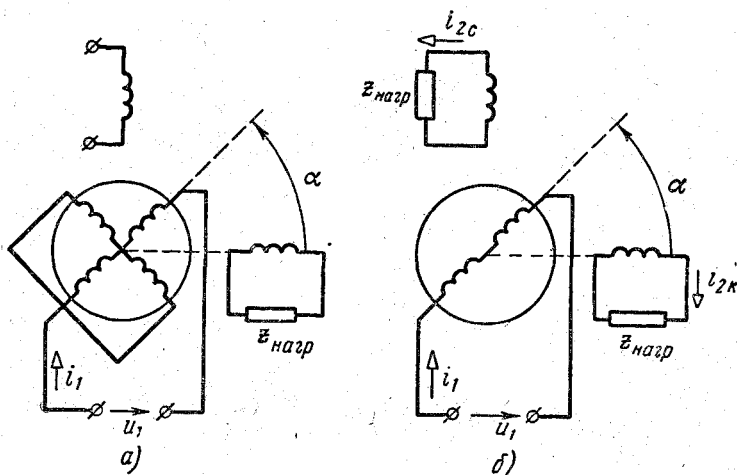


Рис. 21.8. Схема симметрирования поворотных трансформаторов:
а — первичное; б — вторичное

к оси возбуждения и поэтому называемой квадратурной фазой, необходимо замкнуть на нагрузку с сопротивлением, численно равным внутреннему сопротивлению источника питания СКПТ. В частности, при включении фазы возбуждения в сеть весьма большой мощности, эквивалентной источнику питания с исчезающе малым внутренним сопротивлением, первичное симметрирование достигается коротким замыканием квадратурной фазы СКПТ (рис. 21.8. а).

Можно также показать, что для вторичного симметрирования достаточно, чтобы сопротивления нагрузок синусной и косинусной фаз вторичной обмотки были одинаковы (рис. 21.8, б). В ряде случаев для уменьшения погрешности СКПТ производят как первичное, так и вторичное симметрирование, т. е. используют все четыре фазы обмоток машины.

Линейный поворотный трансформатор

Чтобы амплитуда выходного напряжения поворотного трансформатора линейно зависела от углового поворота ротора, следует соединить фазы обмоток машины либо по схеме с первичным симметрированием (рис. 21.9, а), либо по схеме с вторичным симметрированием (рис. 21.9, б).

Пусть обмотки ЛПТ соединены по схеме с первичным симметрированием, когда фаза возбуждения и косинусная фаза соединены последовательно и включены в сеть, квадратурная фаза замкнута накоротко, а синусная фаза включена на нагрузку. Будем считать,

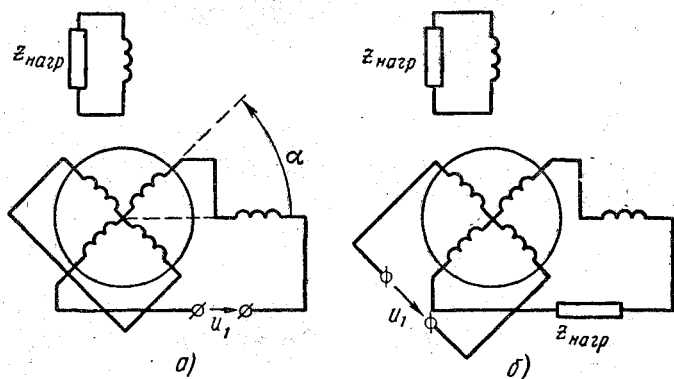


Рис. 21.9. Схемы соединения фаз обмоток линейного поворотного трансформатора:

а — с первичным симметрированием; б — со вторичным симметрированием

что э. д. с. создается только продольной составляющей потока Φ_d (поперечная составляющая потока Φ_q скомпенсирована полем тока короткозамкнутой фазы), а поля рассеяния и активные сопротивления фаз обмоток пренебрежимо малы. Тогда для действующих значений э. д. с. и напряжений идеализированной цепи с последовательным соединением фазы возбуждения и косинусоидной фазы можно записать

$$E_1 + E_2 \cos \alpha = U_0, \quad (21.1)$$

где E_1 — э. д. с. фазы возбуждения с расчетным (эквивалентным) числом витков w_{13} ;

E_2 — э. д. с. синусной или косинусной фазы с расчетным (эквивалентным) числом витков w_{23} ;

U_0 — напряжение сети.

Приняв во внимание, что коэффициент трансформации $k = \frac{E_2}{E_1} = \frac{w_{23}}{w_{13}}$, получим

$$E_1 + kE_1 \cos \alpha = (1 + k \cos \alpha) E_1 = U_0. \quad (21.2)$$

Для цепи нагрузки

$$E_2 \sin \alpha = kE_1 \sin \alpha = U_{\text{вых}}. \quad (21.3)$$

Исключая E_1 из выражений (21.2) и (21.3), получим

$$U_{\text{вых}} = kU_0 \frac{\sin \alpha}{1 + k \cos \alpha}. \quad (21.4)$$

Выражение (21.4) для ограниченного диапазона углов поворота ротора α и при $k \approx 0,5$ является практически линейной функцией угла поворота α и может быть записана в виде $U_{\text{вых}} = kU_0\alpha$. Например, при $-60^\circ < \alpha < +60^\circ$ и $k = 0,54$ ошибка в выработке линейной зависимости амплитуды выходного напряжения от угла поворота ротора составляет лишь 0,06%. В схеме ЛПТ с вторичным симметрированием получаются аналогичные соотношения.

Работа СКПТ в режиме преобразователя координат

При помощи СКПТ могут быть решены задачи взаимного преобразования декартовых, полярных и сферических координат. В частности, пусть вектор \vec{a} задан в полярной системе координат

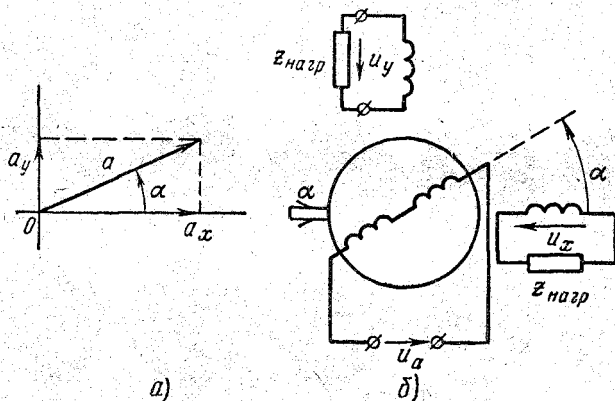


Рис. 21.10. Схема СКПТ-преобразователя координат

модулем a и углом α между этим вектором и осью абсцисс (рис. 21.10, а). Требуется определить составляющие вектора a_x и a_y в декартовой системе координат. Принципиальная схема включения СКПТ для решения этой задачи приведена на рис. 21.10, б.

Здесь на фазу возбуждения подано переменное напряжение u_a , амплитуда которого U_{am} в известном масштабе пропорциональна заданному модулю вектора \vec{a} . Ротор СКПТ закреплен в таком положении, при котором угол между осями фазы возбуждения и косинусной фазы равен заданному углу α . Тогда амплитуды синфазных переменных

напряжений, действующих между зажимами синусной и косинусной фаз вторичной обмотки СКПТ, будут пропорциональны искомому составляющим вектора \vec{a} в декартовой системе координат. В рассмотренном примере СКПТ выполняет по существу задачу определения двух катетов прямоугольного треугольника по заданным гипотенузе и острому углу.

Работа СКПТ в режиме построителя

При работе СКПТ в режиме построителя решается задача определения модуля a вектора \vec{a} и угла α , составляемого этим вектором с горизонтальной осью по заданным проекциям a_x и a_y на оси декартовой системы координат. Эта задача является обратной по

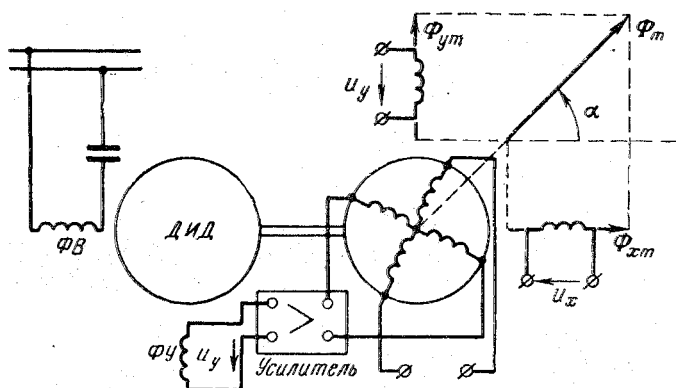


Рис. 21.11. Схема СКПТ-построителя

отношению к задаче, решаемой СКПТ, работающим в режиме преобразователя координат. Ее можно рассматривать как задачу определения гипотенузы и острого угла прямоугольного треугольника по заданным величинам его катетов. На рис. 21.11 изображена схема СКПТ, работающего в режиме построителя. Поставленная задача решается при помощи двух машин: СКПТ и двухфазного исполнительного асинхронного двигателя ДИД, управляемого путем изменения амплитуды напряжения u_y .

Известные проекции искомого вектора на оси абсцисс и ординат задаются в виде двух переменных синфазных напряжений u_x и u_y одинаковой частоты, подаваемых на синусную и косинусную фазы вторичной обмотки СКПТ. Амплитуды этих напряжений, а следовательно, и амплитуды потоков, пульсирующих по осям вторичной обмотки, пропорциональны составляющим искомого вектора в прямоугольной системе координат. Амплитуда результирующего магнитного потока СКПТ может быть найдена как геометрическая

сумма пространственно смещенных (под прямым углом) амплитуд магнитных потоков синусной и косинусной фаз (см. схему рис. 21.11). Ее величина может быть определена по наибольшему значению э. д. с. в рабочей фазе первичной обмотки, что бывает при совпадении оси этой фазы с осью результирующего потока.

Из рассмотрения схемы рис. 21.11 следует, что ось результирующего потока при совпадении с осью рабочей фазы обмотки ротора составляет с осью квадратурной фазы угол 90° . Таким образом, решение поставленной задачи при помощи возбужденного со стороны вторичной обмотки СКПТ сводится к такому повороту его ротора, при котором ось одной фазы первичной обмотки будет совпадать, а ось другой фазы — составлять угол 90° с осью результирующего магнитного потока СКПТ. При этом положении ротора напряжение на первой фазе достигнет наибольшей величины и в некотором масштабе будет выражать модуль искомого вектора, а напряжение на второй (квадратурной) фазе первичной обмотки исчезнет. Разумеется, угол поворота ротора, отсчитываемый от оси косинусной фазы вторичной обмотки, будет соответствовать искомому углу между направлением вектора и осью абсцисс.

Поворот ротора в положение отсчета достигается автоматически с помощью исполнительного двигателя, получающего сигнал управления с квадратурной фазы первичной обмотки СКПТ. До тех пор, пока ось квадратурной фазы не расположится перпендикулярно к оси результирующего магнитного потока, исполнительный двигатель будет воспринимать сигнал управления. Как только такое расположение будет достигнуто, сигнал управления с квадратурной фазы исчезнет и ротор двигателя вместе с ротором СКПТ остановится.

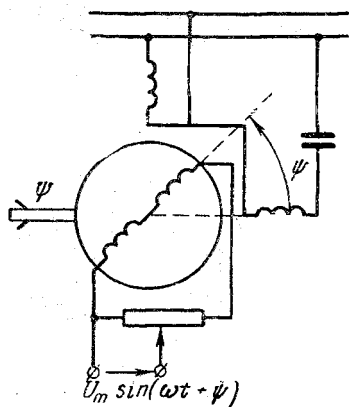


Рис. 21.12. Схема СКПТ-фазовращателя

Работа СКПТ в режиме фазовращателя

Угловое перемещение ротора поворотного трансформатора может вызвать плавное изменение фазы выходного напряжения по отношению к напряжению сети. При этом амплитуда выходного напряжения сохраняется неизменной. Такой режим работы СКПТ называют режимом фазовращателя. Его осуществляют путем возбуждения в машине

кругового вращающегося поля. Схема включения СКПТ, работающего в режиме фазовращателя, изображена на рис. 21.12.

Здесь первичная двухфазная обмотка СКПТ включается в однофазную сеть по схеме с конденсатором в одной фазе. При работе

машины ее ротор не вращается; его поворачивают на требуемый угол и закрепляют в этом положении. В фазах неподвижной вторичной обмотки круговое вращающееся магнитное поле наводит э. д. с. неизменной амплитуды и одинаковой частоты, а при угловом перемещении ротора происходит лишь фазовый сдвиг выходного напряжения по отношению к напряжению сети.

Принципы построения элементов счетно-решающих устройств с ПТ

С помощью ПТ можно выполнить многие математические операции — от сложения алгебраических величин и возведения в степень до дифференцирования и интегрирования. Ограничимся рассмотрением общих принципов построения наиболее распространенных элементов счетно-решающих устройств на ПТ, предназначенных для выполнения операций с векторами.

Первый этап разработки элементов таких устройств — выбор их блок-схемы, а второй этап — выбор типов ПТ и определение места их расположения в счетно-решающей схеме. При этом целесообразно представить заданные и искомые векторы на диаграмме, которую затем следует рассматривать состоящей из нескольких прямоугольных треугольников. В прямоугольных треугольниках, заданных гипотенузой и острым углом, искомыми величинами являются оба катета, которые могут быть определены при помощи СКПТ, работающего в режиме преобразования координат. Если в прямоугольном треугольнике известны оба катета, то для определения гипотенузы и одного угла необходимо применить СКПТ-построитель.

Пусть, например, надо решить задачу вычитания двух векторов, заданных модулями A и B и углом α между ними. Поставленной задаче соответствует диаграмма, изображенная на рис. 21.13, а, где искомый вектор условно показан пунктиром. Косоугольный

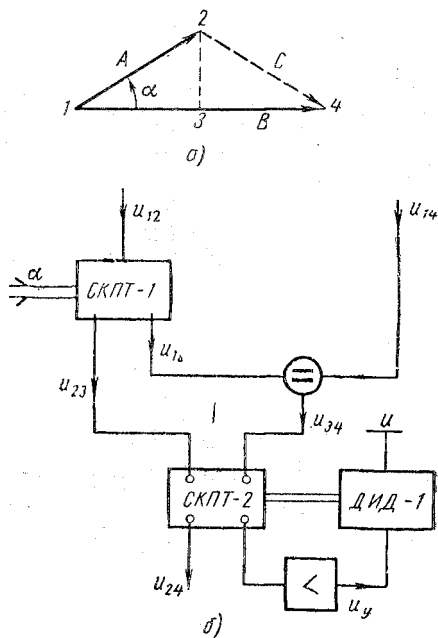


Рис. 21.13. Векторная диаграмма (а) и блок-схема СКПТ для решения задачи вычитания двух векторов (б)

треугольник векторов на рис. 21.13, *а* можно рассматривать состоящим из двух прямоугольных треугольников. В треугольнике $1-2-3$ известны гипотенуза A и угол α . Катеты этого треугольника определяются при помощи СКПТ-преобразователя координат. Тогда в треугольнике $2-3-4$ следует считать известными оба катета; один катет у него общий с треугольником $1-2-3$, а другой определяется разностью известного модуля вектора B и второго катета треугольника $1-2-3$.

Таким образом, для нахождения искомого вектора, являющегося гипотенузой треугольника $2-3-4$, необходимо, кроме СКПТ-преобразователя координат, использовать и СКПТ-построитель.

С учетом вышеизложенного задачу определения разности двух векторов можно решить при помощи многокаскадного устройства на ПТ, блок-схема которого изображена на рис. 21.13, *б*.

Здесь модули векторов задаются в виде амплитуд переменных напряжений u_{12} и u_{14} , а модулю искомого вектора соответствует амплитуда переменного напряжения u_{24} . Задача решается тремя машинами: СКПТ-преобразователем координат, СКПТ-построителем и двухфазным исполнительным двигателем (ДИД).

Аналогично с помощью ПТ решаются задачи преобразования сферической и декартовой систем координат, сложения векторов, находятся решения комплексных уравнений и т. п.

Глава 22

ЭЛЕКТРОПРИВОД

§ 22.1. ПОНЯТИЕ ОБ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

Большинство современных рабочих машин (машин-орудий) приводится в действие электрическими двигателями. Такое широкое распространение электрических двигателей объясняется тем, что они имеют ряд преимуществ перед двигателями других видов: высокий к. п. д., быстрое включение, простое и надежное управление рабочим процессом, гибкую и экономичную систему энергоснабжения.

Как известно, рабочая машина и электродвигатель соединены друг с другом механической передачей и образуют единое машинное устройство. Подобным машинным устройством управляют обычно при помощи аппаратов, приборов, а иногда и вспомогательных электрических машин, включенных в цепи электрического двигателя.

Часть машинного устройства, состоящая из электродвигателя с аппаратурой управления, преобразователя электрической энергии и механической передачи от электродвигателя к рабочей машине, называется э л е к т р о п р и в о д о м.

Рабочие машины могут быть оборудованы одним или несколькими электрическими двигателями.

Одноводвигательный, или о д и н о ч н ы й, э л е к т р о п р и в о д применяется для привода простых станков, лифтов, транспортеров и многих других несложных механизмов.

Сложные рабочие машины снабжаются несколькими электрическими двигателями, каждый из которых приводит в движение самостоятельный механизм или отдельное звено машины. Например, на шагающем экскаваторе механизм подъема и тяги ковша, а также ходовой и все вспомогательные механизмы приводятся в действие индивидуальными электродвигателями. Такой же м н о г о д в и г а т е л ь н ы й э л е к т р о п р и в о д применяется на мостовых кранах, слябингах и блюмингах, на полиграфических и дру-

гих сложных машинах. Применение многодвигательного привода позволило существенно упростить конструкцию рабочих машин, заменив механические связи между отдельными узлами более простыми и гибкими электрическими связями. Кроме того, многодвигательный привод дает возможность автоматизировать многие производственные операции, используя при этом электроавтоматику.

Для обеспечения надежной работы электропривода в специфических условиях ряда производств, а также для упрощения конструкций машин-орудий электромашиностроительные заводы изготавливают электродвигатели специальных серий — флянцевые и шпиндельные для металлорежущих станков, краново-металлургические, текстильные, прокатные и т. д.

К ним, в частности, относятся так называемые встраиваемые электродвигатели, изготавливаемые без вала и станины в виде узлов статора и ротора. Пакет статора такого двигателя впрессовывается в цилиндрический корпус станка или инструмента (сверлилка, дисковая пила и т. д.), а пакет ротора насаживается на шпиндель, который служит валом двигателя. При этом электрическая машина и производственный механизм органически сливаются в единое целое. В качестве другого примера подобного объединения механизма и электрической машины можно назвать рольганг-транспортер в виде многих вращаемых роликов, перемещающих слитки металла в прокатных цехах металлургических заводов. Здесь иногда применяют электродвигатели с обращенной схемой размещения статора и ротора: ротор выполняется наружным и служит роликом транспортера, а статор располагается внутри ротора-ролика.

В зависимости от степени участия человека в процессе управления электроприводом различают неавтоматический, полуавтоматический (автоматизированный) и автоматический электроприводы.

Неавтоматическим называют такой привод, когда включение и выключение двигателя, а также изменение скорости вращения его вала производятся оператором, воздействующим на определенные аппараты схемы управления. Он наблюдает за состоянием управляемого объекта, принимает решение о необходимости тех или иных операций и выбирает способ выполнения принятого решения.

В автоматизированном электроприводе роль оператора сводится к пуску, т. е. к подаче начальной команды на выполнение целого ряда циклов электрических переключений в схеме, обеспечивающих необходимую последовательность движений отдельных механизмов рабочей машины. Автоматизированный электропривод в подавляющем большинстве является многодвигательным. Примером автоматизированного электропривода может служить привод листопрокатного реверсивного стана, копировально-фрезерного станка и т. п. Электропривод, управление которым осуществляется без непосредственного участия человека, называется автоматическим. Роль человека сводится к монтажу

и настройке, а также к общему наблюдению за состоянием системы автоматического управления объектом.

В качестве аппарата, включающего систему в работу, применяют различного рода датчики, часовые механизмы, конечные выключатели и т. д.

Применение автоматических электроприводов, средств автоматического управления, контроля и регулирования позволило связать производственные установки в единый комплекс. Это в свою очередь привело к созданию новых, более совершенных машинорудий, специально приспособленных для работы в автоматическом комплексе. При комплексной автоматизации коренным образом перестраивается весь технологический процесс, а многие производственные цехи сливаются в единую непрерывную линию. Уже созданы автоматические линии станков, где весь процесс обработки изделия полностью автоматизирован. Вслед за автоматическими линиями были построены цехи-автоматы, все операции в которых — от подачи заготовок до упаковки изделий — выполняются автоматически. Таким образом, широкое внедрение электропривода в корне изменяет условия работы, повышает производительность труда, улучшает качество продукции и облегчает труд рабочего.

В развитии электропривода в настоящее время и на ближайшее будущее намечены следующие основные направления: расширение областей применения электроприводов; совершенствование существующих и создание новых экономичных типов электроприводов на основе внедрения современных электротехнических материалов и изделий; автоматизация электроприводов и производственных процессов с использованием новейших средств и методов автоматического управления, регулирования и контроля, включая вычислительные машины и специальные программные устройства.

Технико-экономические преимущества комплексной автоматизации производственных процессов настолько велики, что это направление в развитии электропривода следует считать решающим.

§ 22.2. ВЫБОР ТИПА ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

Из многочисленных типов двигателей переменного и постоянного тока для привода той или иной производственной машины должен быть выбран такой двигатель, который наиболее полно удовлетворял бы технико-экономическим требованиям. Это значит, что необходимо выбрать двигатель наиболее простой по управлению, надежный в эксплуатации, имеющий наименьшие стоимость, вес и габариты, а также высокие энергетические показатели.

В сравнении со всеми существующими типами двигателей этим требованиям в наибольшей мере отвечают асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором. Поэтому они нашли широкое приме-

нение во всех отраслях народного хозяйства для привода различного рода механизмов и машин, не требующих регулирования скорости в процессе работы.

Таким образом, выбирая тип двигателя для нерегулируемого электропривода малой или средней мощности, необходимо прежде всего рассмотреть возможность применения короткозамкнутого асинхронного двигателя с одной «беличьей клеткой», расположенной в круглых или овальных пазах ротора. При этом следует выяснить, насколько полно будут удовлетворены технические требования: допустимое уменьшение скорости при увеличении момента нагрузки, допустимая частота повторных включений, возможность быстрого и надежного пуска и т. д. Если, например, пусковой момент короткозамкнутого асинхронного двигателя с одной «беличьей клеткой» окажется недостаточным для обеспечения требуемого режима пуска, то выбирают двигатель с двойной «беличьей клеткой» или с глубокими пазами на роторе.

В тех случаях, когда короткозамкнутый асинхронный двигатель с «беличьей клеткой», имеющей малое активное сопротивление стержней, не обеспечивает требуемой частоты включений, рекомендуется использовать двигатель с «беличьей клеткой» повышенного сопротивления. Это позволяет уменьшить потери энергии при пуске. В отдельных случаях приходится применять асинхронные двигатели с контактными кольцами. Они сложнее по устройству, имеют больший вес, габариты и стоимость, менее надежны в работе. Поэтому применение таких двигателей ограничено в основном теми электроприводами, где по условиям пуска требуется иногда повышенный или, наоборот, ограниченный пусковой момент. Это характерно для подъемно-транспортных механизмов, где по ряду причин требуется ограничение ускорений (пассажирские подъемники, шахтные подъемные установки и т. д.). Асинхронные двигатели с контактными кольцами, имеющие меньшие потери энергии в обмотках при пуске и торможении, позволяют использовать их в весьма напряженных режимах работы с большой частотой включений. Они могут применяться также в тех установках, где требуется регулирование скорости в узких пределах. Однако следует иметь в виду, что при этом уменьшается жесткость механических характеристик и снижается к. п. д. двигателя.

Для нерегулируемых электроприводов средней и большой мощности, работающих в продолжительном режиме с редкими пусками (преобразовательные установки, компрессоры, мощные насосы, воздуходувки и т. д.), следует использовать синхронные двигатели. Они отличаются более высоким к. п. д., допускают регулирование коэффициента мощности, что имеет большое практическое значение там, где необходимо компенсировать реактивную мощность. Применение синхронных двигателей малой мощности экономически менее целесообразно, так как капитальные затраты не окупаются эксплуатационными преимуществами.

Двигатели постоянного тока независимого возбуждения применяются главным образом, там, где по условиям работы допустимо незначительное изменение скорости при изменении момента нагрузки или требуется работа привода с низкой скоростью. Этому требованию, как известно, отвечают двигатели постоянного тока независимого возбуждения. Жесткая механическая характеристика, возможность плавного и глубокого регулирования скорости, а также большая допустимая частота включений позволяют применять двигатели постоянного тока независимого возбуждения (система Г — Д) в таких ответственных электроприводах, как реверсивные прокатные станы, доменные подъемники, лифты высотных зданий, бумагоделательные машины, сложные металлообрабатывающие станки и т. д.

Двигатели постоянного тока последовательного возбуждения широко используются на электрическом транспорте и в подъемно-транспортных механизмах, так как в отличие от других двигателей они имеют более жесткие механические характеристики при больших значениях момента и низкой скорости.

Большое практическое значение имеет правильный выбор конструктивного исполнения двигателя с учетом условий окружающей среды. Так, например, химостойкие двигатели предназначены для работы в условиях химически активной среды, влагостойкие — для работы в сырых и особо сырых помещениях и т. д. Многие двигатели выпускаются в закрытом обдуваемом исполнении, т. е. снабжены боковыми крышками от проникновения пыли извне. Двигатели защищенного исполнения имеют приспособления, предохраняющие от случайного прикосновения к вращающимся и токоведущим частям, а также от попадания внутрь посторонних предметов.

Для защиты окружающей среды от возможного взрыва при искрообразованиях в двигателях выпускаются взрывозащищенные двигатели, снабженные специальными кожухами, которые выдерживают давление при взрыве газов или паров в корпусе двигателя и не пропускают пламя наружу во взрывоопасную среду.

Естественно, что чем больше степень закрытия двигателя, тем хуже условия охлаждения его обмоток. Чтобы при тех же габаритах двигателя сохранить его номинальную мощность, необходимо искусственно усилить теплоотдачу двигателя. С этой целью закрытые обдуваемые двигатели снабжают вентилятором, насаженным на вал двигателя под защитным кожухом.

Продуваемые двигатели, т. е. двигатели с независимой вентиляцией, охлаждаются при помощи постороннего вентилятора. Они снабжены специальными патрубками, к которым крепится трубопровод.

Следует иметь в виду, что необоснованное использование двигателя специального исполнения удорожает установку. Поэтому во всех сухих непыльных помещениях с нормальной средой следует устанавливать открытые двигатели, а в производственных поме-

щениях — защищенные двигатели. Двигатели переменного и постоянного тока выпускаются в различных модификациях также по способу монтажа: двигатели с горизонтальным расположением вала, имеющие для крепления лапы; фланцевые двигатели с левым или правым расположением вводного устройства (клеммная панель) и т. д. Эти данные приводятся в каталогах и позволяют выбрать двигатель по способу монтажа с таким расчетом, чтобы исключить применение специальных устройств.

Выбор двигателя по номинальному напряжению в каждом конкретном случае обусловлен тем или иным напряжением сети. Номинальные напряжения двигателей, как правило, совпадают со стандартным напряжением сети.

Для проектируемых предприятий этот вопрос решается сравнением вариантов технико-экономических расчетов.

При выборе двигателя по номинальной скорости следует исходить из того, что применение передаточных устройств снижает к. п. д. и удорожает установку. При этом необходимо иметь в виду, что чем ниже скорость двигателя, тем больше его габариты, вес и стоимость при одной и той же мощности. Таким образом, приемлемое решение в этом случае может быть принято также на основе сравнения вариантов технико-экономических расчетов.

§ 22.3. РАБОТА ДВИГАТЕЛЯ В УСТАНОВИВШЕМСЯ И ПЕРЕХОДНОМ РЕЖИМАХ

Двигатель, приводя в движение рабочую машину, развивает вращающий момент M . Вал двигателя через передаточное устройство или непосредственно передает вращение валу рабочей машины, преодолевая сопротивление со стороны последней. Величину этого сопротивления оценивают с помощью момента статического сопротивления M_c . Если вращение происходит с неизменной установившейся скоростью $n = \text{const}$, то вращающий момент M , развиваемый двигателем, уравнивает момент сопротивления, т. е. $M = M_c$.

Скорость вращения вала двигателя в установившемся режиме определяется механической характеристикой двигателя и моментом сопротивления, создаваемым рабочей машиной.

Механические характеристики производственных механизмов

Характер изменения момента статического сопротивления рабочей машины в свою очередь определяется производственным процессом. Производственным процессом определяются и те основные факторы, которые влияют на величину статического момента. Такими факторами могут быть скорость, путь и время.

Так, у вентиляторов, центробежных насосов, компрессоров, центрифуг и других устройств зависимость момента сопротивления от скорости может быть выражена формулой

$$M_c = M_0 + (M_{c,n} - M_0) \left(\frac{n}{n_n} \right)^x, \quad (22.1)$$

где M_c — момент сопротивления рабочей машины при скорости n ;

M_0 — момент, обусловленный трением в движущихся частях машины;

$M_{c,n}$ — момент сопротивления при номинальной скорости n_n ;

$x = (-1 \div 2)$ — показатель, характеризующий изменение момента сопротивления при изменении скорости.

Кривая 1 на рис. 22.1 представляет собой механическую характеристику производственных механизмов с так называемым вентиляторным моментом. Она построена в соответствии с уравнением (22.1) при $x = 2$.

На основании того же уравнения при $x = -1$ построена механическая характеристика (кривая 2), которой обладают некоторые металлорежущие станки, моталки прокатных станов и т. п. У других производственных механизмов, таких, как шаровые мельницы, некоторые механизмы экскаваторов, пилы для резки дерева, момент сопротивления зависит от времени, главным образом в силу свойств обрабатываемых материалов.

Существуют механизмы, у которых момент зависит от пути или угла поворота. К ним относятся поршневые компрессоры, шахтные подъемники (с неуравновешенным канатом), ножницы для резки металла, ковочные машины и другие механизмы с кривошипной передачей.

Большую группу составляют механизмы, момент сопротивления которых зависит от технологических (металлообрабатывающие станки) или случайных (камнедробилки, глиномялки и т. п.) факторов.

У некоторых производственных механизмов момент нагрузки постоянен (кривая 3 на рис. 22.1). Сюда входят механизмы большинства подъемных кранов, конвейеры, лифты, некоторые металлорежущие станки.

Не представляет труда определить нагрузку двигателя и скорость вращения его вала в установившемся режиме для случая его работы с производственным механизмом, статический момент сопротивления которого определяется зависимостью $M(n)$. Для этого доста-

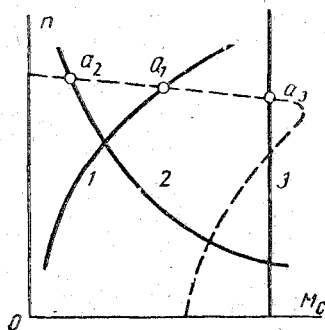


Рис. 22.1. Механические характеристики производственных механизмов

точно построить в одинаковых масштабах характеристики двигателя и производственного механизма. Точки их пересечения (точки a_1, a_2, a_3 на рис. 22.1) дают значения скорости и момента, развиваемого двигателем в установившемся режиме.

Для полного представления о нагрузке, создаваемой рабочей машиной на валу двигателя в процессе его работы, обычно прибегают к построению нагрузочной диаграммы. Под нагрузочной диаграммой понимают зависимость от времени нагрузочного момента или мощности: $M_c = f_1(t)$ или $P_c = f_2(t)$. Нагрузочные диаграммы двигателя $M = f_1(t)$ и $P = f_2(t)$ совпадают с нагрузочными диаграммами производственного механизма $M_c = f_1(t)$ и $P_c = f_2(t)$ лишь в установившемся режиме работы, так как только в этом случае $M = M_c$ и, следовательно, $P = P_c$.

Уравнение движения электропривода

Для выбора мощности электродвигателя необходимо знать не только нагрузку в установившемся режиме, но и нагрузки в переходных режимах.

Правильно выбрать мощность электродвигателя, подобрать аппараты и рассчитать схемы управления можно только с учетом изменений скорости, момента и тока в переходных режимах.

Переходные режимы возникают в результате изменения нагрузки, связанной с производственными процессами, изменения сопротивлений в цепях двигателя, колебаний напряжения сети и т. п.

В широких пределах изменяются скорость, момент и ток двигателя при пуске, реверсировании или торможении. Вообще переходный режим возникает в том случае, когда нарушается равенство между вращающим моментом двигателя и моментом сопротивления: $M \neq M_c$. Таким образом, переходные процессы связаны с динамикой работы электрического двигателя и производственного механизма.

Нарушение равновесия моментов M и M_c приводит к изменению скорости вращения привода. Если в результате, например, повышения напряжения, подводимого к двигателю, увеличится развиваемый им момент M , то при $M > M_c$ привод получит ускорение. В этом случае равновесие моментов, действующих в электроприводе, выразится уравнением

$$M_{\text{дин}} = M - M_c. \quad (22.2)$$

В данном случае увеличение скорости происходит под действием динамического момента $M_{\text{дин}}$. Динамический момент называют еще инерционным моментом, так как его возникновение всегда связано с изменением кинетической энергии, запасенной в движущихся частях машинного устройства. Изменение запаса кинетической энергии учитывается моментом инерции J .

Отдельные элементы системы передач от двигателя к рабочему органу машины движутся с различными скоростями, одни из них совершают вращательные, другие — поступательные движения.

При расчетах сложную систему привода с различными видами движений и различными скоростями отдельных ее элементов заменяют приведенной системой. Приведение основано на равенстве запасов кинетической энергии приведенной и действительной систем. Таким образом, момент инерции J представляет собой приведенный момент инерции системы.

На основании этого динамический (инерционный) момент можно выразить формулой

$$M_{\text{дин}} = J \frac{d\Omega}{dt}, \quad (22.3)$$

где J — момент инерции всех движущихся частей машинного устройства, приведенный к валу двигателя, $\text{н} \cdot \text{м}$;

Ω — угловая скорость вращения вала двигателя, рад/сек .

Выражая угловую скорость Ω через скорость вращения вала n (об/мин)

$$\Omega = \frac{\pi n}{30},$$

получим

$$M_{\text{дин}} = J \frac{d\Omega}{dt} = \frac{J}{9,55} \cdot \frac{dn}{dt} [\text{н} \cdot \text{м}]. \quad (22.4)$$

С учетом (22.4) уравнение (22.2) запишется в виде

$$\frac{1}{9,55} J \frac{dn}{dt} = M - M_c. \quad (22.5)$$

Уравнение (22.5) называют уравнением движения электропривода.

В инженерных расчетах электропривода момент инерции удобно выражать через маховой момент, исходя из того, что $J = m \rho^2 = \frac{GD^2}{4q}$, где $q = 9,81$ — ускорение силы тяжести, м/сек^2 .

Если момент инерции выразить через маховой момент, то уравнение (22.5) запишется в следующей форме:

$$\frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt} = M - M_c, \quad (22.6)$$

где

$$\frac{1}{375} = \frac{\pi}{9,81 \cdot 4 \cdot 30} \text{ — коэффициент пересчета;}$$

G — сила тяжести, н ;

D — приведенный диаметр инерции, м .

При $M > M_c$ $\frac{dn}{dt} > 0$, электропривод будет ускоряться. При $M < M_c$ $\frac{dn}{dt} < 0$, электропривод будет работать с замедлением.

Уравнение (22.6) может характеризовать поведение электропривода, если известны соотношение и знаки моментов, входящих в это уравнение. Для момента M , развиваемого электрической машиной в режиме двигателя, условно положительным принято считать такое направление, которое совпадает с направлением скорости производственного механизма при выполнении им своих функций. При этом момент, развиваемый электрической машиной в тормозном режиме, войдет в уравнение с отрицательным знаком.

Знаки моментов статического сопротивления M_c также определяются в зависимости от того, какое направление эти моменты имеют по отношению к скорости. Моменты, направленные против скорости, т. е. препятствующие движению, входят в правую часть уравнения (22.6) с отрицательным знаком. Моменты, совпадающие с направлением скорости, т. е. способствующие движению, входят в правую часть этого уравнения с положительным знаком. Моменты сопротивления бывают активные (потенциальные) и реактивные. К первым относятся моменты сил тяжести, деформации упругих тел и т. п. Их еще называют потенциальными, так как они отражают изменение потенциальной энергии привода. В уравнение движения потенциальные моменты могут входить как с положительными, так и с отрицательными знаками. В качестве примера можно привести момент силы тяжести, создаваемый весом поднимаемого груза. При подъеме он препятствует, а при опускании способствует движению, т. е. сохраняет свой знак при изменении направления скорости.

Реактивные моменты всегда направлены в сторону, противоположную направлению скорости, и изменяют свой знак при изменении направления вращения. К ним относятся моменты, зависящие в какой-то степени от скорости, момента трения, резания, сжатия неупругих тел и т. п.

Статический момент обуславливается как полезными, так и паразитными сопротивлениями. Последние возникают в результате трения движущихся частей рабочей машины, отдельных элементов передач между электродвигателем и рабочей машиной. Они учитываются в расчетах соответствующим к. п. д. передачи $\eta_{п}$. В уравнение движения обычно подставляют момент сопротивления, приведенный к валу двигателя. Приведение моментов, как известно, основано на равенстве мощностей действительной и эквивалентной (приведенной) кинематических схем, т. е.

$$M_{с.м} n_m \frac{1}{\eta_{п}} = M_c n_d,$$

откуда

$$M_c = M_{с.м} \frac{n_m}{n_d} \cdot \frac{1}{\eta_{п}} = \frac{M_{с.м}}{i \eta_{п}}. \quad (22.7)$$

Здесь $M_{с.м}$ — момент сопротивления, создаваемый рабочей машиной;
 M_c — тот же момент сопротивления, приведенный к валу двигателя;

n_d — скорость вала двигателя;

n_m — скорость вала рабочей машины;

$i = \frac{n_d}{n_m}$ — передаточное число.

При наличии многоступенчатой передачи между двигателем и исполнительным органом рабочей машины в формулу (22.7) подставляют $\eta_n = \eta_{n1}\eta_{n2}\eta_{nk}$ и $i = i_1i_2i_k$.

§ 22.4. НАГРУЗОЧНЫЕ ДИАГРАММЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

В основу построения нагрузочных диаграмм электропривода положено уравнение движения. Как отмечалось, в установившихся режимах, т. е. при $M = M_c$, нагрузочные диаграммы исполнительного механизма совпадают с нагрузочными диаграммами электропривода. Построение участков нагрузочных диаграмм, относящихся к переходным режимам, является одной из ответственных и трудных задач. В большинстве случаев моменты двигателя и статического сопротивления в переходных режимах имеют сложную зависимость от скорости. Аналитическое решение уравнения движения в этом случае невозможно, поэтому прибегают к графическим или графоаналитическим методам, которые подробно рассмотрены в специальной литературе по электроприводу.

Оценка длительности переходных режимов

Для приближенной оценки нагрузок в переходных режимах и длительности последних можно воспользоваться уравнением движения электропривода, приняв соответствующие допущения:

1) момент двигателя во время пуска и торможения сохраняет некоторое постоянное среднее значение;

2) статический момент сопротивления не зависит от скорости.

Тогда из уравнения (22.5) можно найти время разгона двигателя до заданной скорости n :

$$t_{\text{пуск}} = \frac{J}{9,55} \cdot \frac{n}{M - M_c}. \quad (22.8)$$

Аналогично время торможения двигателя, отключенного от сети, под действием момента M_c (самоторможение)

$$t_{\text{торм}} = \frac{J}{9,55} \cdot \frac{n}{M_c}. \quad (22.9)$$

Если для останова двигателя применяется механический тормоз или один из способов электрического торможения, то тормозной момент $M_{\text{торм}}$ сложится с моментом сопротивления и время замедления привода от скорости n до нуля соответственно уменьшится:

$$t_{\text{торм}} = \frac{J}{9,55} \cdot \frac{n}{M_T + M_c}. \quad (22.10)$$

Однако пока нагрузочная диаграмма с учетом нагрузок в переходных режимах еще не построена, по диаграмме статических нагрузок производят предварительный (ориентировочный) расчет мощности двигателя. Затем по каталогу выбирают двигатель, мощность которого наиболее близка и больше расчетной.

После этого, просуммировав маховые моменты, приступают к расчету нагрузок в переходных режимах и построению нагрузочной диаграммы электропривода. Иногда цикл работы производственного механизма задается графиком скорости. В этом случае исходными данными для определения динамических моментов на участках с переменной скоростью являются заданное время, маховой момент и статический момент сопротивления.

Диаграммы моментов и мощностей

Ход построения нагрузочной диаграммы можно проследить на примере одного из типичных подъемно-транспортных механизмов — шахтного подъемника с уравновешенным канатом.

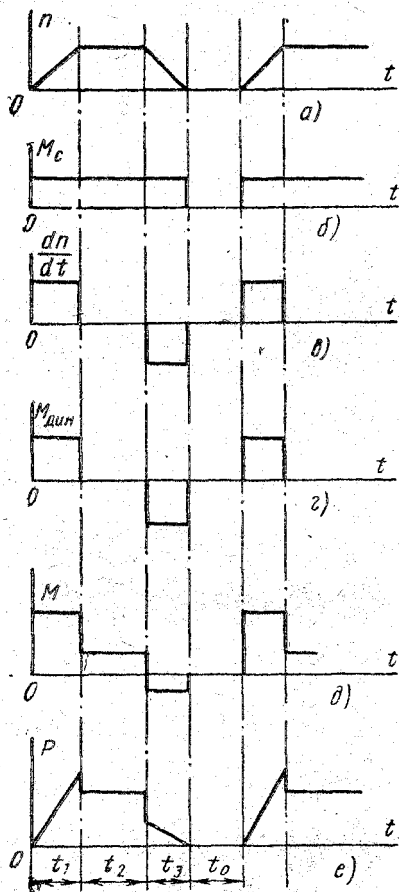
На рис. 22.2, а представлен график скорости вращения $n(t)$ привода, заданный его производительностью за один цикл работы (подъем груза).

Длительность одного цикла включает: t_1 — время разгона двигателя с нагрузкой на валу от скорости $n = 0$ до $n = n_{зад}$; t_2 — время работы привода с постоянной скоростью $n_{зад}$; t_3 — время замедления; t_0 — паузу между подъемами.

Рис. 22.2. Диаграммы движения и нагрузочные диаграммы электропривода

Далее цикл повторяется в той же последовательности и с той же нагрузкой, заданной графиком $M_c(t)$ (рис. 22.2, б).

По графику движения привода рис. 22.2, а определяют ускорение $\frac{dn}{dt}$ на участках t_1 и t_3 . Ускорение привода за время t_1 , так же как и замедление за время t_3 , остаются постоянными (рис. 22.2, в).



Поэтому динамический момент $M_{дин} = \frac{J}{9,55} \cdot \frac{dn}{dt}$ за период ускорения или замедления также остается постоянным. Для времени замедления t_3 динамический момент отрицателен.

На основании произведенных расчетов строится график динамических моментов (рис. 22.2, *з*).

Из уравнения (22.4) следует, что нагрузочный момент, уравновешиваемый моментом двигателя в процессе его работы, может быть найден алгебраическим суммированием статического и динамического моментов. Эта сумма изображена графиком на рис. 22.2, *д*, который представляет собой диаграмму нагрузок, создаваемой шахтным подъемником на валу двигателя, приводящего его в движение. Наконец, на рис. 22.2, *е* представлен график мощности на валу двигателя в функции времени. Он построен путем перемножения соответствующих ординат момента и скорости на основании известной формулы

$$P = \frac{Mn}{9550} [\text{квт}].$$

§ 22.5. РАСЧЕТ И ВЫБОР МОЩНОСТИ ДВИГАТЕЛЯ

Нагревание и охлаждение двигателя

Условие максимальной производительности, надежности и экономичности электропривода может быть выполнено только в случае правильного выбора мощности электродвигателя. Двигатель заниженной мощности не обеспечивает заданной производительности, чрезмерно перегревается, быстро изнашивается и является причиной возникновения аварий и простоев.

Двигатель завышенной мощности работает с низким к. п. д., стоимость электрооборудования и эксплуатационных расходов при этом возрастает. Расчет необходимой мощности двигателя производится на основании ряда технико-экономических требований, но одним из основных условий правильного выбора электродвигателя является его нагрев. Наиболее уязвимой с точки зрения нагрева является изоляция обмоток двигателя.

Если температура окружающей среды принята равной 35°C , то превышение температуры изоляции обмоток над температурой окружающей среды допускается от 70°C (для изоляции класса А) до 95°C (для изоляции класса В), а для некоторых весьма нагревостойких материалов на основе слюды, стекла и керамики — до 145°C .

Превышение температуры изоляции обмоток сверх установленной недопустимо, так как это ведет к ее разрушению и сокращению срока службы двигателей.

Исходя из одноступенчатой теории нагрева, полагают, что двигатель является однородным сплошным телом, а также что тепло-

емкость и теплоотдача пропорциональны разности температур двигателя и окружающей среды. В соответствии с этим уравнение теплового баланса запишется так:

$$\Delta p dt = C d\tau + A\tau dt, \quad (22.11)$$

где Δp — мощность потерь при работе двигателя с постоянной мощностью;

$\Delta p dt$ — количество тепла, выделившегося за время dt ;

C — теплоемкость двигателя;

τ — разность температур двигателя и окружающей среды;

$C d\tau$ — количество тепла, не выделившегося в окружающую среду;

$A\tau dt$ — удельная теплоотдача.

Если температура двигателя равна температуре окружающей среды ($\tau = 0$), то в начале нагрева отдача тепла будет незначительной и скорость нарастания температуры двигателя будет определяться соотношением

$$\frac{d\tau}{dt}_{t=0} = \frac{\Delta p}{C}.$$

С увеличением разности температур двигателя и окружающей среды τ большая часть тепла будет отдаваться в окружающую среду и скорость изменения температуры двигателя уменьшится:

$$\frac{d\tau}{dt} = \frac{\Delta p - A\tau}{C}.$$

Когда температура двигателя достигнет значения $\tau_{уст} = \frac{\Delta p}{A}$, рост ее прекратится и тепло, выделяющееся при работе двигателя, будет отдаваться в окружающую среду. Здесь $\tau_{уст}$ — установившаяся температура перегрева.

Уравнение теплового баланса можно привести к виду

$$\tau_{уст} = T \frac{d\tau}{dt} + \tau. \quad (22.12)$$

Величина T представляет собой время, за которое температура двигателя достигает температуры окружающей среды при отсутствии теплоотдачи, и называется постоянной времени двигателя. При $t = 0$ уравнение (22.12) имеет вид

$$\tau = \tau_{уст} \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right). \quad (22.13)$$

На рис. 22.3 изображены кривые нагревания двигателя при различных мощностях нагрузки.

Нагрузке $P_1 = P_n$ соответствует кривая 1, нагрузке P_2 — кривая 2 и т. д. Из рисунка видно, что двигатель может длительно работать без перегрева в том случае, когда мощность нагрузки не превышает номинальной мощности. Если мощность нагрузки выше номиналь-

ной, то время работы двигателя должно быть уменьшено с таким расчетом, чтобы его температура не превышала $\tau_{доп}$ (t_2, t_3 на рис. 22.3).

Наличие начальной температуры перегрева $\tau_{нач}$ изменяет лишь скорость увеличения температуры двигателя, не изменяя характера процесса (рис. 22.4).

В этом случае уравнение температуры перегрева будет иметь вид

$$\tau = \tau_{уст} + (\tau_{нач} - \tau_{уст}) e^{-\frac{t}{T}} \quad (22.14)$$

Разность $\tau_{нач} - \tau_{уст}$ может быть положительной или отрицательной и температура двигателя будет соответственно расти или убывать (рис. 22.5).

Первому случаю соответствует кривая 1 на рис. 22.5, второму случаю — кривые 2 и 3. Постоянная времени охлаждения неподвижного двигателя T_0 больше постоянной времени нагревания

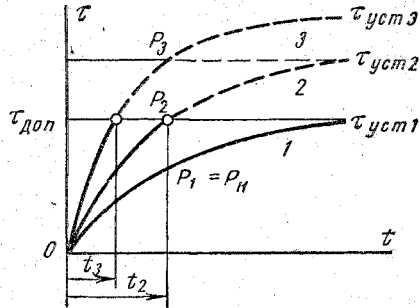


Рис. 22.3. Кривые нагревания двигателя при различных мощностях нагрузки

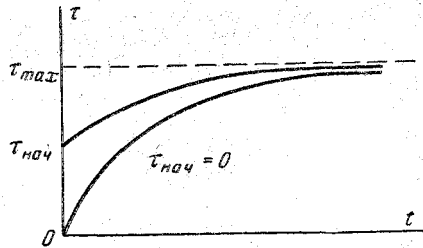


Рис. 22.4. Изменение температуры перегрева двигателя при $\tau_{нач} = 0$ и $\tau_{нач} \neq 0$

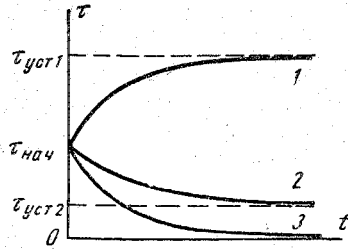


Рис. 22.5. Кривые изменения температуры двигателя при нагревании и охлаждении

(охлаждения) вращающегося двигателя T . Вообще же постоянная времени двигателя пропорциональна его объему. Кроме того, у вентилируемых машин постоянная времени больше по сравнению с невентилируемыми машинами тех же габаритов.

Классификация режимов работы двигателя

Исходя из особенностей нагревания и охлаждения двигателя различают три режима работы электропривода: длительный, кратковременный и повторно-кратковременный.

Под длительным режимом понимают работу двигателя такой длительности, при которой он успевает нагреться до установившейся температуры $t_{уст}$. В таком режиме работают электроприводы компрессоров, вентиляторов, воздуходувок, преобразовательных агрегатов и т. п. Примерные графики работы двигателя в длительном режиме показаны на рис. 22.6.

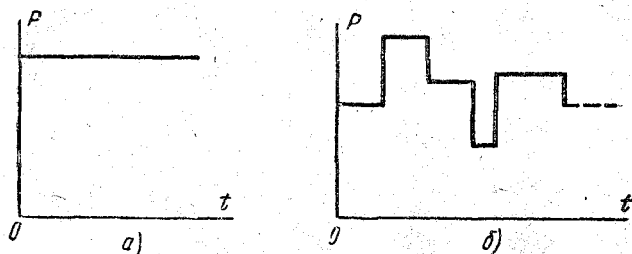


Рис. 22.6. Примерные графики работы двигателя в длительном режиме с неизменной (а) и изменяющейся (б) нагрузками

Кратковременный режим работы электропривода характеризуется такой длительностью рабочего времени, при которой двигатель не успевает нагреться до установившейся температуры, а пауза настолько велика, что температура успевает снизиться до температуры окружающей среды (например, электроприводы разводных мостов, затворов шлюзов и др.). График нагрузки двигателя кратковременного режима показан на рис. 22.7.

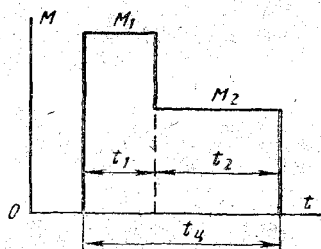


Рис. 22.7. График кратковременного режима работы двигателя

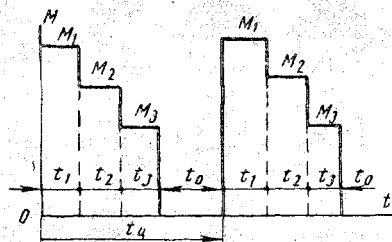


Рис. 22.8. График повторно-кратковременного режима работы двигателя

Если рабочие периоды и паузы чередуются столь часто, что температура двигателя за рабочий период не достигает установившейся, а за время паузы — температуры окружающей среды, то такой режим называют повторно-кратковременным.

Длительность одного рабочего периода и паузы называют циклом. Время цикла не должно превышать 10 мин. В повторно-кратковременном режиме работают многие механизмы подъемно-транспорт-

ных машин, некоторые металлорежущие станки и т. п. Упрощенный график нагрузки двигателя повторно-кратковременного режима показан на рис. 22.8.

Расчет и выбор мощности двигателя для длительного режима работы

Если температура окружающей среды не отличается от принятой, то выбор двигателя для длительной работы с постоянной нагрузкой сводится к выбору его по каталогу. При этом должно удовлетворяться условие $P_n \geq P$.

В том случае, когда двигатель должен работать в температурных условиях, отличных от принятых ГОСТом, производится перерасчет таким образом, чтобы температура перегрева двигателя была близкой к установленной для данного класса изоляции.

Расчет или проверка правильности предварительного выбора мощности двигателя для длительной работы с переменной нагрузкой производится на основании нагрузочной диаграммы. Пользуясь уравнениями нагревания и охлаждения двигателя, следует определить температуру максимального перегрева τ_{\max} и сравнить ее с допустимой температурой $\tau_{\text{доп}}$. Правильному выбору соответствует условие $\tau_{\max} \leq \tau_{\text{доп}}$.

Однако определение величины τ_{\max} требует громоздких вычислений, большой затраты времени и поэтому в практике почти не применяется. Более удобным (хотя и менее точным) является метод средних потерь. В основу этого метода положено условие, в силу которого мощность потерь $\Delta p_{\text{ср}}$ за цикл работы не должна превышать номинального значения, т. е.

$$\Delta p_{\text{ср}} \leq p_n$$

Таким образом, считают, что количество тепла, выделившегося при работе по заданному графику, не больше того количества, которое выделилось бы за то же время работы с постоянной номинальной мощностью. В соответствии с этим, а также с учетом того, что количество тепла $\Delta p dt$ пропорционально потерям мощности, можно записать

$$\Delta p_n \geq \frac{\Delta p_1 t_1 + \Delta p_2 t_2 + \dots + \Delta p_k t_k}{t_n} \quad (22.15)$$

Метод средних потерь применим для всех двигателей переменного и постоянного тока и является наиболее точным по сравнению с методами так называемых эквивалентных величин.

Под эквивалентными величинами (ток $I_{\text{экр}}$, момент $M_{\text{экр}}$ и мощность $P_{\text{экр}}$) понимают такие их значения, которым соответствуют потери в двигателе при длительной нагрузке, равные потерям при работе этого же двигателя по заданному графику переменной нагрузки.

Методы эквивалентных величин основаны на методе средних потерь с учетом соответствующих допущений. Так, если считать, что постоянные потери в двигателе p_c не зависят от нагрузки, то на основании (22.15) можно записать

$$(p_c + aI_{\text{экр}}^2) t_{\text{ц}} = (p_c + aI_1^2) t_1 + (p_c + aI_2^2) t_2 + \dots + (p_c + aI_k^2) t_k, \quad (22.16)$$

где

$aI_{\text{экр}}^2$ — потери в меди;
 t_1, t_2, \dots, t_k — промежутки времени, в которые ток двигателя соответственно равен I_1, I_2, \dots, I_k ;

$t_1 + t_2 + \dots + t_k = t_{\text{ц}}$ — время цикла.

Из уравнения (22.16) можно определить эквивалентный по нагреву ток:

$$I_{\text{экр}} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_k^2 t_k}{t_1 + t_2 + \dots + t_k}}. \quad (22.17)$$

При выборе двигателя по каталогу или при проверке предварительно выбранного двигателя должно соблюдаться условие $I_{\text{н}} \geq I_{\text{экр}}$.

Метод эквивалентного тока применим для расчета и выбора мощности всех типов двигателей. Для более точной оценки величины $I_{\text{экр}}$ расчет токов на участках нагрузочной диаграммы необходимо производить для нагретого двигателя ($t = 75^\circ \text{C}$).

Метод эквивалентного момента является производным от метода эквивалентного тока, так как для большинства двигателей момент пропорционален току. Исключение составляют двигатели последовательного возбуждения при нагрузках, значительно меньших номинальных.

Эквивалентный по нагреву момент, так же как и эквивалентный по нагреву ток, представляет собой среднеквадратичное значение момента нагрузочной диаграммы:

$$M_{\text{экр}} = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + \dots + M_k^2 t_k}{t_1 + t_2 + \dots + t_k}}. \quad (22.18)$$

В том случае, когда имеется график $P(t)$, можно воспользоваться аналогичной формулой для эквивалентной мощности, которая справедлива, когда скорость двигателя изменяется незначительно:

$$P_{\text{экр}} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \dots + P_k^2 t_k}{t_1 + t_2 + \dots + t_k}}. \quad (22.19)$$

При использовании метода эквивалентных величин для расчета мощности двигателя или проверки его по нагреву необходимо предварительно произвести проверку двигателя по перегрузочной способности и пусковому моменту.

Требование лучшей загрузки и, следовательно, использования двигателя в случаях длительной работы с переменной нагрузкой удовлетворяется при выборе двигателя с номинальным моментом M_n , близким к эквивалентному моменту $M_{э\text{кв}}$. При этом может оказаться, что в некоторые периоды времени двигатель будет нагружен моментами больше номинального, т. е. перегружен. Такие перегрузки допустимы только в пределах перегрузочной способности двигателя.

Под перегрузочной способностью двигателя понимают отношение максимально допустимого момента к номинальному моменту:

$$K_n = \frac{M_{\text{max}}}{M_n},$$

где K_n — коэффициент перегрузки по моменту;

M_{max} — максимально допустимый момент перегрузки;

M_n — номинальный момент двигателя.

У двигателей постоянного тока коэффициент перегрузки ограничивается в основном условиями коммутации; для двигателей независимого и смешанного возбуждения $\frac{M_{\text{max}}}{M_n} = 2 \div 2,5$, для двигателей последовательного возбуждения $\frac{M_{\text{max}}}{M_n} = 2,5 \div 3$.

Перегрузочная способность асинхронного двигателя ограничивается моментом, который способен развить двигатель при напряжении на фазах его обмотки на 15—20% ниже номинального:

$$K_n = (0,8 \div 0,85) \frac{M_{\text{max}}}{M_n}.$$

Такое ограничение перегрузочной способности асинхронного двигателя вызвано возможным снижением напряжения питающей сети с учетом того, что $M_{\text{max}} \sim U_{\text{ф}}^2$.

Асинхронные короткозамкнутые двигатели, кроме проверки по перегрузочной способности, особенно при кратковременной работе, выбирают по пусковому моменту. Поскольку эти двигатели обладают сравнительно небольшим пусковым моментом, необходимо сравнить начальный момент, создаваемый рабочей машиной, и пусковой момент двигателя. Условию нормального пуска соответствует неравенство

$$M_n > M_{\text{с, нач}},$$

где M_n — пусковой момент;

$M_{\text{с, нач}}$ — начальный статический момент нагрузки.

Расчет и выбор мощности двигателя для повторно-кратковременного режима работы

Расчет мощности двигателя для работы в повторно-кратковременном режиме производится по тем же формулам (22.15), (22.17), (22.18), (22.19), что и при расчете мощности двигателя для работы в длительном режиме. При этом, однако, необходимо учитывать особенности, характеризующие повторно-кратковременный режим.

Частые пуски и остановки двигателя ухудшают вентиляцию на участках разгона и торможения двигателя. Это обстоятельство учитывается поправочными коэффициентами, которые выбирают исходя из тех соображений, что для самовентилируемых открытых электродвигателей теплоотдача в неподвижном состоянии ухудшается примерно в два раза.

С учетом этого выражение, например, для эквивалентного тока будет иметь такой вид:

$$I_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + I_3^2 t_3}{0,75t_1 + t_2 + 0,75t_3 + 0,5t_0}}, \quad (22.20)$$

где t_1 — время разгона двигателя;

t_2 — время работы двигателя с установившейся скоростью;

t_3 — время торможения двигателя;

t_0 — время, в течение которого двигатель неподвижен.

Кроме того, повторно-кратковременный режим характеризуется так называемой продолжительностью включения ($PB\%$). Под $PB\%$ понимается отношение суммарного времени рабочих периодов ко времени продолжительности цикла:

$$PB\% = \frac{t_1 + t_2 + t_3}{t_1 + t_2 + t_3 + t_0}, \quad (22.21)$$

где t_1, t_2, t_3 — время работы на соответствующих участках нагрузочной диаграммы;

t_0 — время паузы;

$t_1 + t_2 + t_3 + t_0 = t_{\text{ц}}$ — время цикла.

Для улучшения экономических показателей электроприводов выпускаются двигатели, специально предназначенные для работы в повторно-кратковременном режиме с $PB = 15, 25, 40$ и 60% . Перегрузочная способность указана в каталоге для номинальной мощности с $PB = 25\%$.

Как видно из формулы (22.21), увеличение PB практически означает уменьшение времени паузы по отношению к суммарному времени цикла и, следовательно, более тяжелый режим работы с точки зрения нагрева двигателя.

Двигатель, выбранный для работы с $PB = 15\%$, сможет работать с $PB = 40\%$, но, для того чтобы он не перегревался, мощность нагрузки должна быть соответственно уменьшена.

Пересчет с одной величины PB на другую производится по формуле

$$P_2 = P_1 \sqrt{\frac{PB_1}{PB_2}}. \quad (22.22)$$

Так, например, асинхронный двигатель открытого исполнения мощностью 28 кВт при $PB = 15\%$ может без перегрева развивать мощность при $PB = 40\%$ лишь

$$P_2 = 28 \sqrt{\frac{15}{40}} = 17,1 \text{ кВт},$$

а при длительной работе — еще меньше:

$$P_2 = 28 \sqrt{\frac{15}{100}} = 10,86 \text{ кВт}.$$

УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

§ 23.1. ПОНЯТИЕ ОБ УПРАВЛЕНИИ

В процессе работы электропривода необходимо производить управление пуском, реверсирование и торможение, изменение скорости вращения вала двигателя или поддержание ее на заданном уровне и т. д., т. е. осуществлять управление электроприводом.

Различают неавтоматическое (ручное), дистанционное и автоматическое управления. При ручном управлении переключения в цепях электродвигателей производятся за счет мускульной силы человека — оператора, непосредственно воздействующего на рукоятки аппаратов управления. Подобное управление возможно в нерегулируемых приводах незначительной мощности, таких, как электропривод центробежного насоса, вентилятора и др. В мощных электроприводах ручное управление затруднено, а в некоторых случаях вообще невозможно из-за больших усилий, требующихся от оператора для переключения аппаратов. Кроме того, управляя вручную, оператор затрачивает много времени для переключений, что снижает производительность труда. От этих недостатков свободно так называемое дистанционное управление — управление на расстоянии. При этом переключения в цепях электродвигателей производятся аппаратами, контакты которых приводятся в движение силой тяги электромагнитов, вспомогательных двигателей, гидравлических или других устройств. Роль оператора сводится к воздействию на кнопки управления. Однако он не освобождается от напряженного труда по наблюдению, регулированию и согласованию работы машин или их звеньев.

Во многих современных установках скорость работы столь велика, что оператор не в состоянии уследить за ходом процесса и заметить его нарушения. Только при автоматическом управлении и все переключения с определенной последовательностью и темпом обеспечиваются цепями управления без участия человека.

Автоматическое управление электроприводами осуществляется электромагнитными устройствами, включенными в электрические цепи привода, — различного рода реле, контакторами. Управление с помощью таких устройств называют релейно-контакторным.

Однако релейно-контакторная автоматика во многих случаях не может обеспечить всех требований, предъявляемых современными интенсивными производственными процессами к электроприводу. На смену релейно-контакторному управлению приходит электромашинная автоматика с применением магнитных и электромашинных усилителей, управляемых вентилей и т. д.

§ 23.2. АППАРАТУРА УПРАВЛЕНИЯ

Классификация

Современные электрические аппараты низкого напряжения чрезвычайно разнообразны. Их можно классифицировать по принципу действия, назначению и роду тока. По принципу действия различают:

1) коммутационные аппараты ручного управления для включения и отключения электрических цепей путем воздействия на них ручным или механическим способом (рубильники, переключатели, командоаппараты, конечные и путевые выключатели, кнопки и др.);

2) электромагнитные автоматические аппараты, принцип работы которых основан на электромагнитном действии тока.

По назначению электрические аппараты можно разделить на:

1) пускорегулирующие и токоограничивающие аппараты (пусковые реостаты, сопротивления, магнитные пускатели, контакторы, контроллеры);

2) аппараты защиты (тепловые реле, предохранители, электромагнитные токовые реле, реле минимального напряжения и др.).

По роду тока электрические аппараты делятся на аппараты постоянного и переменного тока.

Общие сведения

Все аппараты независимо от того, как они приводятся в действие, имеют исполнительный орган — контактную систему для осуществления электрического контакта — металлического соприкосновения двух или нескольких проводников (деталей).

Электрические контактные соединения могут иметь самую различную форму, выполняться из различных материалов, иметь большую или меньшую площадь контактной поверхности и т. д. Контактная система аппаратов, как правило,

состоит из неподвижных и подвижных контактов. Подвижные контакты, соединяясь или разъединяясь с неподвижными, создают или разрывают цепь тока. От надежности этого соединения зависит нормальная работа как самого аппарата, так и управляемой им цепи. Надежность работы контактного соединения зависит от многих факторов. Основными из них являются материал контактных поверхностей и переходное сопротивление — относительно большое электрическое сопротивление в зоне перехода тока из одного тела в другое. Полное сопротивление контактного соединения состоит из сопротивления материала контактных элементов и переходного сопротивления:

$$r_k = r_m + r_n, \quad (23.1)$$

где r_k — полное сопротивление контакта;
 r_m — сопротивление материала контакта;
 r_n — переходное сопротивление.

Если величина r_m зависит только от удельного сопротивления материала, то переходное сопротивление r_n зависит от степени нажатия на контакты, площади и состояния контактных поверхностей, а также от температуры контактного соединения. Необходимую степень нажатия создают пружины, которыми, как правило, снабжены подвижные контакты. Пружины выбирают с таким расчетом, чтобы они создавали лишь требуемую силу нажатия, так как чрезмерные усилия не приводят к уменьшению переходного сопротивления.

Переходное сопротивление зависит в значительной степени от чистоты поверхности контактных элементов, причем шлифовка поверхностей увеличивает переходное сопротивление по сравнению с обработкой напильником. Это объясняется тем, что на шлифованной поверхности бугорки более пологие и их смятие затруднено. Особенно неблагоприятно сказывается на величине переходного сопротивления наличие окислов на контактных поверхностях. Окислы металлов, из которых выполняются контактные элементы, неэлектропроводны (за исключением олова, серебра и платины) и увеличивают переходное сопротивление в сотни, а иногда и в тысячи раз. Поэтому для уменьшения переходного сопротивления контактные поверхности покрывают оловом или изготавливают из серебра. Хорошие результаты дает покрытие нейтральной смазкой контактных поверхностей, предварительно зачищенных напильником или стеклянной бумагой (наждачная бумага не рекомендуется, так как крупинки наждака, попадая внутрь металла, увеличивают сопротивление r_n).

Площадь контактной поверхности обуславливается в основном допустимой плотностью тока в контактном соединении, а следовательно, допустимым нагревом.

Значительная величина сопротивления r_k даже при допустимой плотности тока приводит к повышению температуры контактных

элементов. Это в свою очередь ведет к еще большему образованию неэлектропроводных окислов и, следовательно, к увеличению переходного сопротивления r_n . На работу контактного соединения очень неблагоприятно влияет дуга — электрический разряд между расходящимися контактами цепи при сколько-нибудь значи-

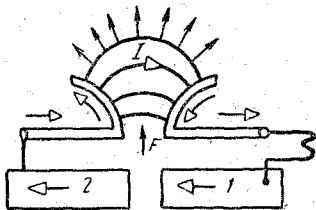


Рис. 23.1. Гашение дуги с помощью роговых разрядников

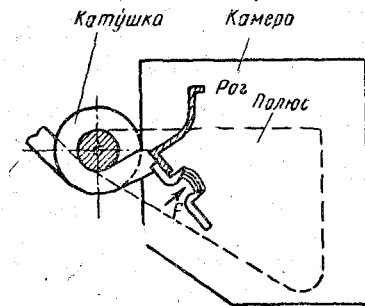


Рис. 23.2. Гашение дуги с помощью дугогасительной катушки

тельных токе и напряжении. Под действием высокой температуры возникает термическая ионизация воздуха, благодаря которой поддерживается возникший дуговой разряд. При этом температура дуги достигает $4000-7000^\circ \text{K}$. При такой температуре контакты аппаратов обгорают, а нередко и расплавляются так, что могут оказаться сваренными после застывания расплавленного металла.

При замыкании контактов в результате упругого удара, а также вследствие электродинамических усилий, действующих на них, появляется вибрация контактов. Это приводит к расплющиванию и износу контактных элементов, тем более что возникающая при вибрации дуга приводит к частичному сгоранию материала контактов.

Во избежание нежелательных явлений, связанных с возникновением дуги, в аппаратах низкого напряжения применяют различные способы гашения дуги:

1) При помощи роговых разрядников (рис. 23.1) или дугогасительной катушки (рис. 23.2).

В первом случае дуга нагретым ею воздухом перемещается вверх по расходящимся рогам, удлиняется и, обрываясь, гаснет. Во втором случае катушка, включенная последовательно в разрываемую цепь тока, создает магнитное поле. Дуга как проводник с током выталкивается из межконтактного промежутка, растягивается и гаснет.

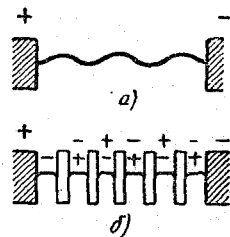


Рис. 23.3. Гашение дуги в деионной решетке:

а — дуга; б — деионная решетка

2) При помощи дугогасительных камер с продольными щелями. Дуга под действием электродинамических сил собственного контура тока заходит в продольные щели (ось щели совпадает с осью столба дуги), образуемые изоляционными пластинами. Установлено, что дуга в малом объеме гасится значительно быстрее, чем в открытом пространстве. Это обстоятельство положено в основу данного способа гашения дуги.

3) При помощи деионизационной металлической решетки (рис. 23.3), состоящей из ряда стальных изолированных друг от друга пластин. В этом случае дуга делится на ряд коротких дуг, каждая из которых может поддерживаться только при определенной величине напряжения. Из-за недостаточности этого напряжения дуга гаснет.

В современных электрических аппаратах гашение дуги часто осуществляется одновременно двумя или несколькими из перечисленных способов.

Аппараты ручного управления

Самым простым аппаратом, предназначенным для ручного замыкания и размыкания электрической цепи, является рубильник.

Р у б и л ь н и к (рис. 23.4) состоит из неподвижных пружинящих контактов 1 и подвижных контактов 2.

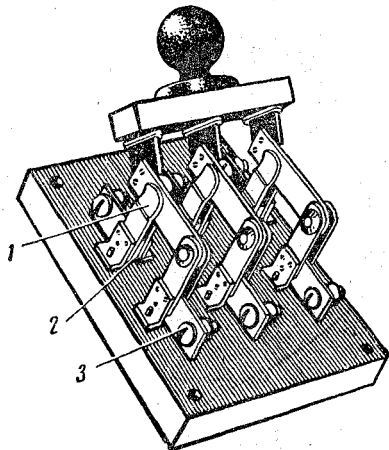


Рис. 23.4. Трехполюсный рубильник

Те и другие контакты выполнены из меди или латуни. Неподвижные контакты укреплены на изоляционной плите. Проводники с помощью винтов 3 присоединяются к основанию подвижных и неподвижных контактов.

П а к е т н ы й в ы к л ю ч а т е л ь (рис. 23.5, а) по сравнению с рубильником является более совершенным и компактным аппаратом. Он состоит из пакетов изоляционных дисков 3 (рис. 23.5, б), смонтированных на изолированном от токоведущих частей валу 4.

К дискам прикреплены подвижные упругие контакты 1, сверху и снизу обжимающие неподвижные контакты 2, которые устанавливаются в корпусе пакетного выключателя. Поворот вала вместе с подвижными контактами осуществляется вручную с помощью рукоятки 5. Для более ускоренного перемещения подвижных кон-

тактов (независимо от скорости поворота вала) и точной установки их в требуемом положении пакетный выключатель снабжен пружиной 6 (рис. 23.5, а) и фиксатором. Такое устройство способствует быстрому гашению дуги, возникающей при разрыве электрической

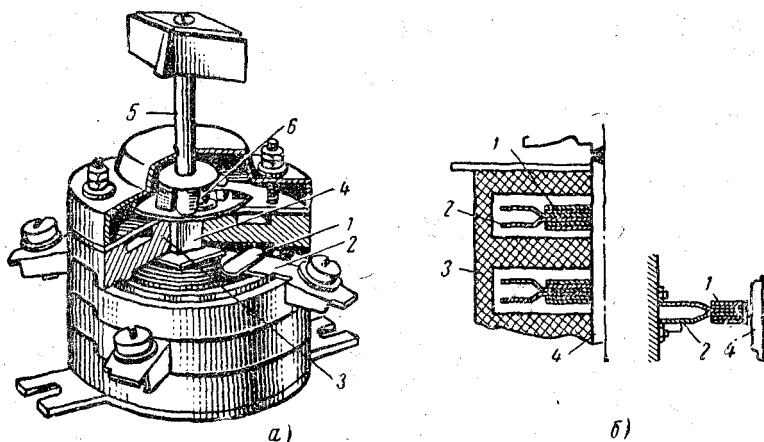


Рис. 23.5. Пакетный выключатель

цепи. Чаще всего пакетные выключатели изготовляют для переключения двух или трех цепей. Вал, как правило, имеет два фиксированных положения — «Включено», «Выключено».

В настоящее время широкое распространение получили автоматические воздушные выключатели — аппа-

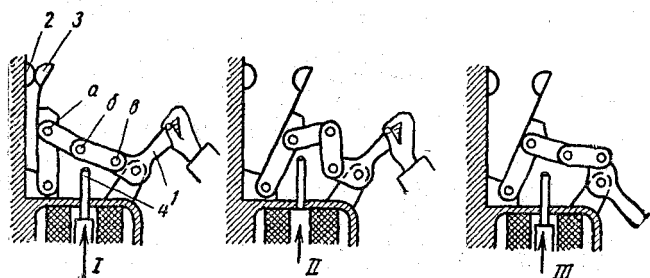


Рис. 23.6. Механизм свободного расцепления

раты, предназначенные для автоматического отключения электрической цепи при аварийных режимах работы. Они применяются также для нечастых оперативных включений и отключений цепи при нормальных режимах работы. Дуга, возникающая при размыкании контактов в цепи тока, гасится в среде окружающего воздуха, поэтому эти устройства называют воздушными выключателями.

Важной особенностью автомата является наличие так называемого механизма свободного расцепления. Действие его можно рассмотреть, пользуясь рис. 23.6.

В положении I система шарнирно соединенных «ломающихся» рычагов, связывающих контактную систему с рукояткой 1, удерживает контакты 2 и 3 в замкнутом состоянии. Ударник 4, движущийся в направлении, указанном стрелкой, поднимает шарнир 6, и кон-

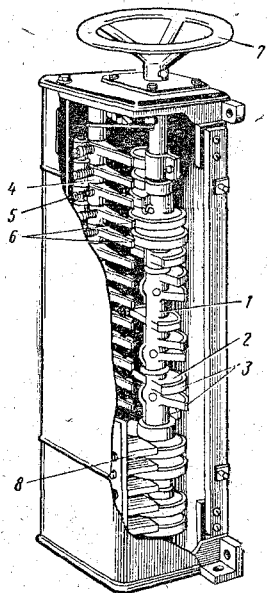


Рис. 23.7. Барабанный контроллер:

1 — основание секторов; 2 — сектор; 3 — медные пластины; 4 — стальная рейка; 5 — пружины; 6 — неподвижные контакты; 7 — штурвал; 8 — асбцементные перегородки

такты размыкаются (положение II). Повторное включение возможно только в том случае, когда ударник возвратится в исходное положение и тем самым даст возможность рычагам расположиться так, как в положении I. Таким образом, повторное включение возможно только после того, как причина, вызвавшая движение ударника, будет устранена. Такой причиной является нарушение нормальной работы защищаемой электрической цепи. В первую очередь на изменение режима работы цепи реагирует жестко связанный с ударником расцепитель — элемент, контролирующий заданный параметр цепи и воздействующий через механизм свободного расцепления на контактную систему автомата.

Расцепитель представляет собой механизм с подвижной системой, движение которой обуславливается тепловым или электромагнитным действием тока. В зависимости от того, какую защиту должен осуществлять автомат, его расцепитель может быть выполнен как:

- 1) расцепитель максимального тока (для защиты от токов короткого замыкания) — электромагнит, якорь которого втягивается при токе, превышающем определенное значение (ток уставки);
- 2) тепловой расцепитель (для защиты от токов перегрузки); действие такого расцепителя подобно действию теплового реле (см. § 3.3);
- 3) комбинированный расцепитель (электромагнитный и тепловой);
- 4) расцепитель минимального напряжения (для предотвращения работы электротехнического устройства при пониженном напряжении) — электромагнит, якорь которого, втягиваясь при заданном значении напряжения, способен преодолеть сопротивление пружины; при понижении или исчезновении напряжения пружина оттягивает якорь, отключая автомат.

Для управления двигателями на электрическом транспорте, а также в подъемных установках, кранах и т. п. применяются барабанные контроллеры.

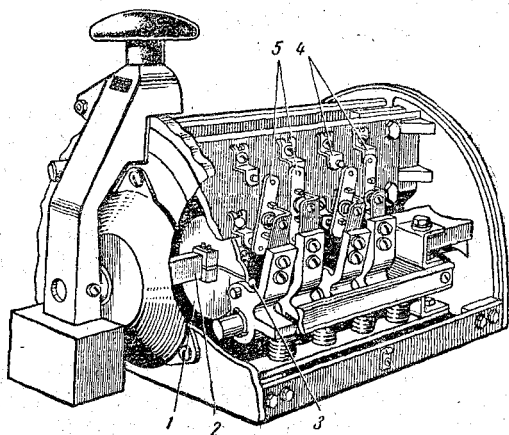


Рис. 23.8. Кулачковый контроллер:

1 — кулачок; 2 — вал; 3 — ролик; 4 — неподвижные контакты; 5 — подвижные контакты

Барабанный контроллер (рис. 23.7) представляет собой контактную систему, подвижные контакты которой являются частями цилиндрической поверхности барабана (секторами). Непосредственное соединение с неподвижными контактами осуществляется через медные пластины, укрепленные на секторах. Последние жестко сидят на валу и изолированы от него. Секторы сдвинуты друг относительно друга на поверхности барабана так, чтобы соблюдалась определенная последовательность замыкания с неподвижными контактами.

Неподвижные контакты, упруго укрепленные на стальной рейке, изолированы друг от друга, а также отгорожены асбестовыми перегородками во избежание дугового разряда.

Поворачивая штурвал контроллера, осуществляют необходимые переключения в цепи. Барабанные контроллеры допускают до 120 переключений в час. На большое число переключений (до 600) рассчитан кулачковый контроллер (рис. 23.8),

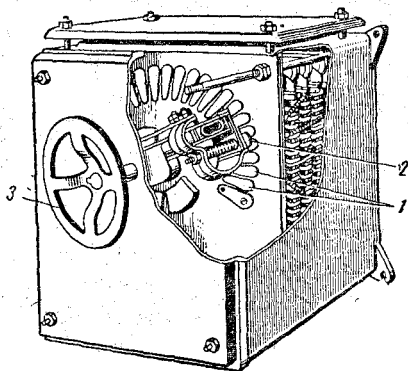


Рис. 23.9. Пусковой реостат

в котором управление контактами осуществляется фигурным кулачком.

При пуске двигателей постоянного тока последовательно с обмоткой якоря включают пусковой реостат (рис. 23.9).

Он состоит из элементов проволочных или ленточных сопротивлений, отпайки от которых соединены с неподвижными медными

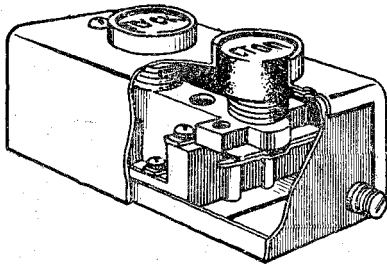


Рис. 23.10. Кнопочная станция

пластинами 1. Последние укреплены на изоляционной панели и осуществляют электрический контакт с ползунком 2, который может перемещаться с помощью маховичка 3. Перемещая ползунок, секция за секцией уменьшают величину сопротивления, включенного в якорную цепь.

Аналогично устроены регулировочные реостаты, включаемые в цепи возбуждения двигателей постоян-

ного тока, или там, где требуется регулирование величины сопротивления в процессе работы.

Кнопочная станция (рис. 23.10), с помощью которой осуществляется воздействие на схему управления, представляет собой блок из двух (иногда из трех) кнопок. Одна из них — «Пуск»,

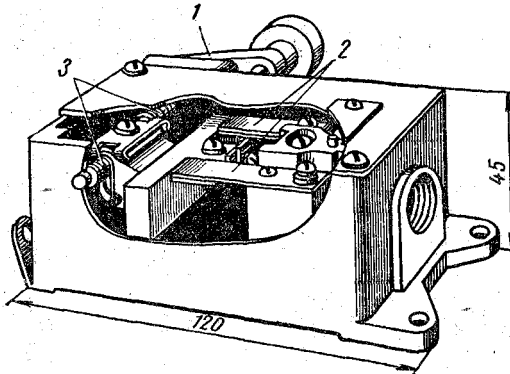


Рис. 23.11. Конечный выключатель

подвижные контакты которой приподняты пружиной, — используется для включения цепи управления. Другая — «Стоп» с замкнутыми контактами — служит для разрыва цепи. Воздействие на кнопки осуществляют ручным способом.

Подобно кнопке управления производит включение или отключение в цепи конечный или путевой выключа-

тель (рис. 23.11), с той разницей, что его контактная система чаще всего приводится в действие механическим путем.

При передвижении механизма и достижении им конечного или какого-то промежуточного пути установленный на этом участке кулачок нажимает на рычаг 1 и приводит в действие подвижные контакты 2. В исходное положение контакты возвращаются под действием пружины 3.

Аппараты автоматического управления

Большую группу аппаратов дистанционного или автоматического управления составляют электромагнитные аппараты, подвижные контакты которых замыкаются под действием силы тяги электромагнита.

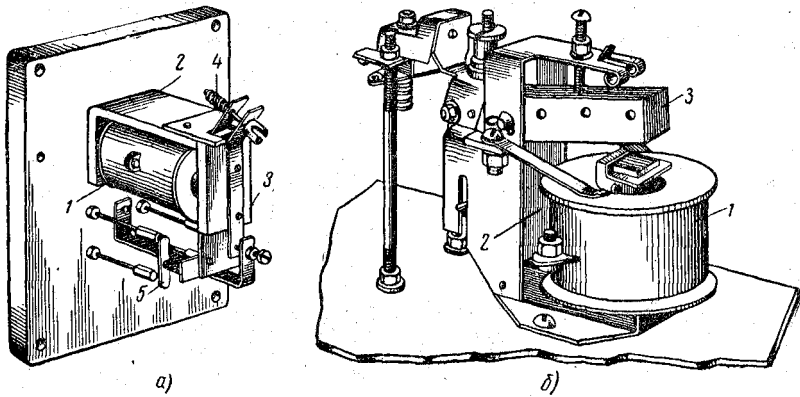


Рис. 23.12. Электромагнитные реле:
а — постоянного тока; б — переменного тока

Магнитная цепь аппарата состоит из неподвижной части — сердечника и подвижной части — якоря. На сердечнике расположена катушка электромагнита, а якорь его жестко связан с подвижными контактами аппарата. Магнитопровод и катушка, составляющие магнитную систему аппарата, могут быть выполнены для работы от источника постоянного или переменного тока.

На рис. 23.12 изображены в отключенном состоянии электромагнитные реле постоянного и переменного тока.

В первом случае магнитопровод 2 изготовлен сплошным из мягкой электротехнической стали, а катушка выполнена в виде цилиндра, высота которого значительно больше диаметра. Этим добиваются увеличения площади наружной поверхности катушки и, следовательно, улучшения теплоотдачи.

Магнитная система электромагнита переменного тока отличается тем, что для уменьшения потерь от вихревых токов ее магнитопровод набирается из штампованных пластин листовой электротехнической стали. Для снижения теплопередачи от магнитопровода к катушке ее делают большого диаметра, но незначительной высоты, уменьшая тем самым площадь соприкосновения катушки с магнитопроводом.

Кроме того, для уменьшения вибраций, возникающих вследствие переменного магнитного потока и вызывающих гудение магнитной цепи, в торцевой части якоря или сердечника устанавливают короткозамкнутый виток. В нем наводится э. д. с., сдвинутая во времени относительно потока. Таким образом, магнитный поток, создаваемый током, установившимся в результате наведенной э. д. с., не совпадает по фазе с основным потоком. Это способствует тому, что в магнитной системе всегда имеется поток, благодаря которому сохраняется усилие, удерживающее якорь в замкнутом состоянии.

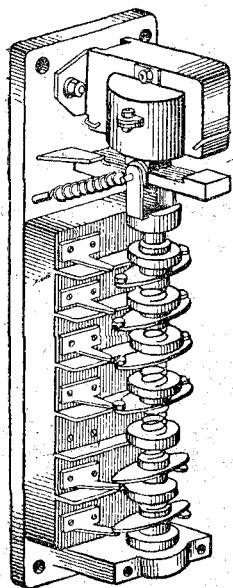


Рис. 23.13. Промежуточное реле

Рассмотрим принцип действия реле, изображенных на рис. 23.12. При подключении катушки 1 к сети якорь реле 3, преодолев сопротивление пружины 4, мгновенно притягивается к сердечнику, вследствие чего контакты замыкаются. После отключения катушки якорь возвращается в исходное положение под действием собственного веса и усилия пружины. На рисунке хорошо видна одна пара контактов 5, разомкнутых при отключенном реле; их называют нормально открытыми (н. о.). В большинстве случаев подобные реле снабжены большим ($2 \div 4$) числом пар контактов, в том числе и нормально закрытых (н. з.).

В тех случаях, когда необходимо размножить сигнал, т. е. произвести одновременное замыкание и размыкание в $5 \div 7$ цепях, используют промежуточное реле (рис. 23.13). Это такое же электромагнитное реле, но с большим числом н. о. и н. з. контактов. Так как реле представляют собой аппараты, предназначенные для переключений в цепях с малыми (порядка $1-3$ а) токами, то их контактная система не снабжается дугогасительными устройствами.

В схемах автоматического управления нашли широкое применение реле времени, контакты которых могут замыкаться или размыкаться с заданной выдержкой времени. В качестве реле времени можно использовать электромагнитное реле постоянного тока, отличающееся тем, что между катушкой и сердечником

(внутри катушки) расположена медная гильза. При подключении катушки такого реле к источнику питания оно срабатывает мгновенно. Если отключить катушку, то якорь отпадет только по истечении какого-то времени, т. е. с выдержкой времени. Это происходит вследствие замедленного убывания магнитного потока. Причиной замедления является то обстоятельство, что основной магнитный поток, убывая, наводит э. д. с. в медной гильзе, как в накоротко замкнутом витке. По правилу Ленца, ток, возникший в результате наведенной э. д. с., создает поток, который стремится сохранить основной поток неизменным. Однако вследствие потерь в медной гильзе поток все же будет уменьшаться, и через некоторое время с момента отключения катушки якорь отпадет под действием пружины. Изменяя натяжение пружины или устанавливая немагнитные прокладки различной толщины между якорем и сердечником, получают выдержки времени большей или меньшей длительности.

Реле времени серии ЭВ (рис. 23.14) создает выдержку времени благодаря часовому механизму, который заводится при втягивании якоря электромагнита. *

Заведенный часовой механизм поворачивает вал, на котором укреплен подвижный контакт реле. Скорость, с которой подвижный контакт приближается к неподвижному, всегда одинакова. Таким образом, время сближения контактов, т. е. выдержка времени, зависит от положения неподвижного контакта на шкале времени.

Схему автоматического управления всегда конструируют так, чтобы можно было предотвратить возникновение аварийного режима или длительную работу в таком режиме.

* Часовой механизм можно завести также механическим путем, например пристроив его к контактной системе какого-то аппарата.

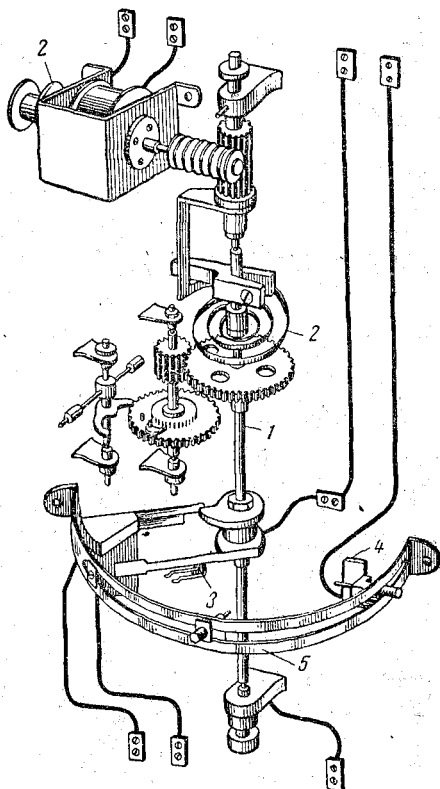


Рис. 23.14. Реле времени серии ЭВ:

1 — вал; 2 — пружина; 3 — подвижный контакт; 4 — неподвижный контакт; 5 — шкала времени

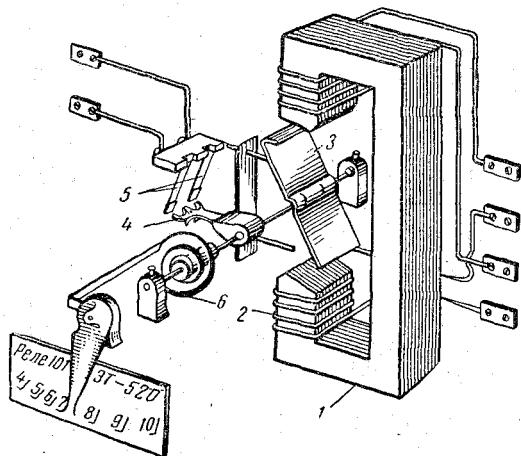


Рис. 23.15. Реле максимального тока:

1 — магнитопровод; 2 — намагничивающая катушка; 3 — якорь; 4 — подвижные контакты; 5 — неподвижные контакты; 6 — пружина

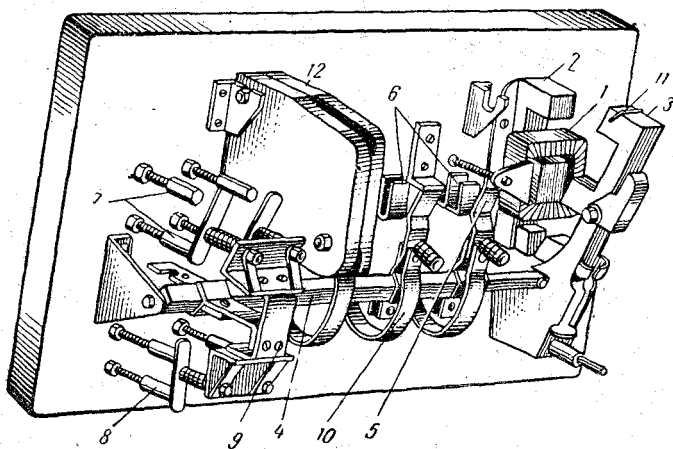


Рис. 23.16. Трехполюсный контактор переменного тока:

1 — катушка; 2 — сердечник; 3 — якорь; 4 — вал; 5 — подвижные контакты; 6 — неподвижные контакты; 7 — н. о. контакты; 8 — н. з. контакты; 9 — контактный мостик; 10 — гибкий токопровод; 11 — короткозамкнутый виток; 12 — дугогасительная камера

Кроме известных аппаратов защиты, таких, как предохранители и тепловые реле (см. § 3.3), применяют реле максимального тока (рис. 23.15).

Намагничивающая катушка реле включается в контролируемую цепь тока. Магнитный поток, создаваемый катушками, стремится повернуть Z-образный стальной якорь по часовой стрелке. Этому препятствует пружина, внутренним концом связанная с осью якоря. Наружный конец пружины связан с поводком указателя. При увеличении тока в контролируемой цепи сверх значения, установленного на шкале (положение указателя), якорь поворачивается и контакты замыкаются. Это приводит к срабатыванию промежуточного реле, контакты которого размыкают цепь питания катушки аппарата, с помощью которого двигатель подключен к сети. Таким аппаратом чаще всего является контактор, осуществляющий дистанционное включение и отключение цепей электрических установок.

Принцип работы контактора переменного тока можно рассмотреть, пользуясь рис. 23.16.

При подведении к зажимам катушки контактора достаточного напряжения (чаще всего они выполнены на напряжение 127, 220 или 380 в) в разомкнутом магнитопроводе возникает магнитный поток. Под действием силы притяжения якорь электромагнита вместе с валом, на котором жестко укреплены подвижные контакты, поворачивается и замыкает н. о. контакты.

На рисунке изображен трехполюсный контактор, имеющий три пары н. о. силовых контактов, рассчитанных на коммутацию больших токов. Эти контакты снабжены дугогасительным устройством (на крайней левой паре силовых контактов дугогасительная камера оставлена, а с остальных они сняты). Кроме силовых контактов, контактор имеет по две пары н. о. и н. з. контактов, предназначенных для переключений в цепях управления. Такие контакты называют блокировочными.

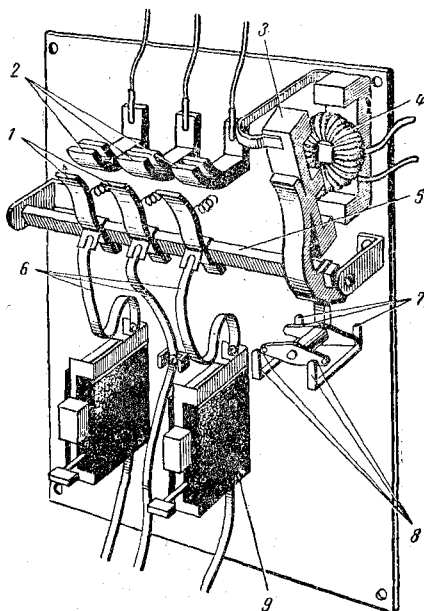


Рис. 23.17. Магнитный пускатель:

1 — подвижные контакты; 2 — неподвижные контакты; 3 — якорь; 4 — катушка; 5 — вал; 6 — гибкий токопровод; 7 — н. о. блокировочные контакты; 8 — н. з. блокировочные контакты; 9 — тепловое реле

Для дистанционного управления и автоматической защиты асинхронных двигателей очень часто применяют магнитный пускатель (рис. 23.17).

Он представляет собой трехполюсный контактор переменного тока, укомплектованный тепловыми реле. Нагревательные элементы тепловых реле включаются в два линейных провода силовой цепи и служат для защиты двигателя от длительных перегрузок. Если нагрузка двигателя будет длительно превышать допустимую на 10—20%, тепловое реле сработает и своим н. з. контактом разорвет цепь питания катушки магнитного пускателя. Все элементы магнитного пускателя помещены в металлическом кожухе, предотвращающем возможность прикосновения к токоведущим частям.

§ 23.3. РЕЛЕЙНО-КОНТАКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ

Аппараты управления и защиты, а также электрические машины состоят в основном из однотипных элементов: контактов, катушек, устройств, позволяющих получить выдержки времени, обмоток

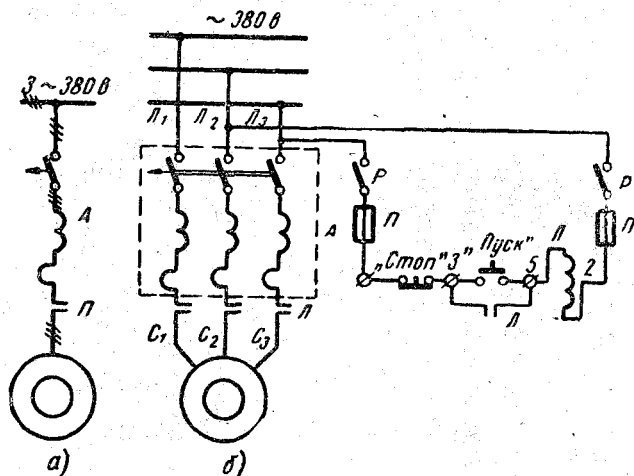



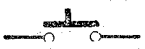

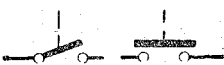

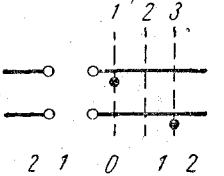
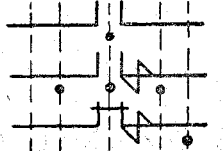


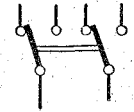

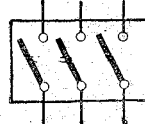
Рис. 23.18. Схемы управления асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором:

а — принципиальная; б — элементная

машин и т. д. Все эти элементы имеют общепринятые условные графические обозначения, некоторые из которых приведены в табл. 23.1.

Элементы главных (силовых) цепей, по которым электроэнергия поступает из сети к обмоткам двигателя, вычерчиваются более жирными линиями по сравнению с элементами цепей управ-

Наименование	Обозначение по ГОСТ 7624-62
Обмотка реле, контактора, магнитного пускателя	
Обмотка токовая реле	
Обмотка напряжения реле	
Контакт контактора, пускателя, контроллера:	
а) замыкающий	
б) размыкающий	
Контакты с гашением:	
а) замыкающий	
б) размыкающий	
Контакты реле:	
а) замыкающий	
б) размыкающий	
Контакт реле и контактора замыкающий с выдержкой времени при замыкании	
Контакт реле и контактора замыкающий с выдержкой времени при размыкании	
Контакт реле и контактора размыкающий с выдержкой времени при замыкании	
Контакт реле и контактора размыкающий с выдержкой времени при размыкании	
Контакт остающийся замыкающий	
Контакт остающийся размыкающий	

Наименование	Обозначение по ГОСТ 7624-62
Предохранитель плавкий	
Кнопка с самовозвратом с замыкающим контактом	
Кнопка с самовозвратом с размыкающим контактом	
Выключатель путевой или конечный с замыкающим контактом	
Выключатель путевой или конечный с размыкающим контактом	
Контроллер, переключатель управления на три положения на два направления	
Контроллер силовой на два рабочих положения в каждую сторону на три направления Один контакт без гашения размыкающий; один контакт с гашением размыкающий	
Выключатель однополюсный	
Выключатель с одним замыкающим и двумя размыкающими контактами	
Переключатель на два направления (двухполюсный)	
Выключатель автоматический воздушный	
Выключатель высокого напряжения трехполюсный	

ления — контактами реле, блокировочными контактами, катушками аппаратов и т. д. Кроме того, все контакты реле, контакторов, кнопок управления, путевых выключателей и других аппаратов изображают в отключенном состоянии, т. е. при отсутствии электромагнитного или механического воздействия на кнопки и рычаги этих аппаратов.

Для облегчения пользования схемами при монтажных, ремонтных и наладочных работах используют три типа схем: принципиальную, элементную и монтажную.

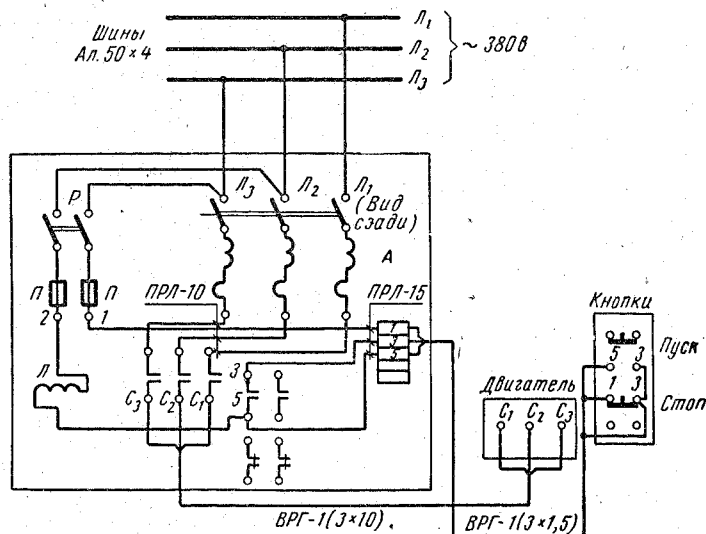


Рис. 23.19. Монтажная схема управления асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором

Принципиальная схема (рис. 23.18,а), с помощью которой отражают принцип действия установки, обычно имеет только главные цепи.

Элементная, или развернутая, схема (рис. 23.18,б) содержит элементы всех аппаратов и машин. Элементы аппаратов располагаются так, как это представляется удобным для чтения схемы. При этом может оказаться, что элементы разных аппаратов расположены рядом. Для удобства рассмотрения схемы каждому аппарату дается определенное обозначение, в основном по функциональным признакам аппарата. Например, Л — линейный контактор, т. е. аппарат, коммутирующий линейные цепи сети и машины. Это обозначение проставляется около каждого элемента аппарата, где бы он ни находился в схеме.

Монтажная схема (рис. 23.19) изображает разводку проводов и кабелей, их сечения, марку и способ прокладки. Эле-

менты аппаратов на схеме вычерчивают в соответствии с их действительным размещением.

В качестве примера рассмотрим работу одной из типовых схем релейно-контакторного ступенчатого управления пуском асинхронного двигателя с контактными кольцами.

На схеме рис. 23.20 показаны три цепи тока: главная (силовая) цепь, цепь управления линейным контактором K и цепь управления контакторами ускорения $1У$, $2У$, $3У$ с встроенными маятниковыми реле времени.

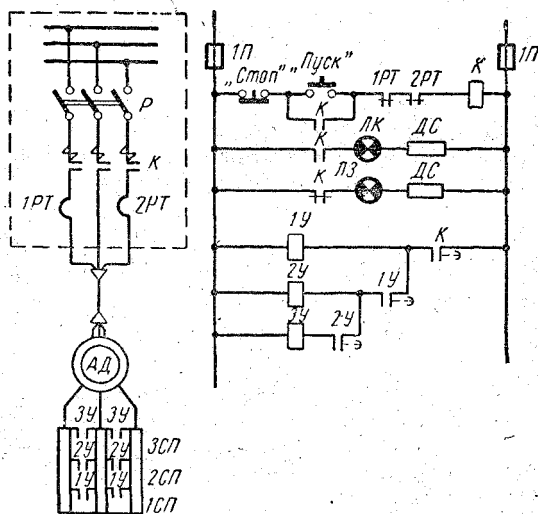


Рис. 23.20. Схема управления асинхронным двигателем с контактными кольцами

При нажатии кнопки «Пуск» подается напряжение на катушку линейного контактора K , что приводит к втягиванию якоря и замыканию его главных контактов.

Обмотка статора подключается к трехфазной питающей сети и двигатель начинает разгоняться. Одновременно с этим замыкаются блокировочные контакты линейного контактора: один, шунтирующий пусковую кнопку, другой, включающий цепь красной сигнальной лампы $ЛК$. Четвертый нормально закрытый блок-контакт, включенный в цепь зеленой сигнальной лампы $ЛЗ$, при этом размыкается, выключая лампу. Контакторы ускорения $1У$, $2У$ и $3У$ служат для постепенного закорачивания ступеней пускового реостата $1СП$, $2СП$, $3СП$. Пока двигатель увеличивает скорость, якорь контактора K включает первое маятниковое реле времени K , которое через 2—3 сек замыкает н. о. контакт K и включает контактор ускорения $1У$. Из цепи ротора двигателя выво-

дится первая ступень реостата *1СП*, вращающий момент увеличивается и ротор двигателя продолжает разгоняться с новым ускорением.

Якорь контактора *1У* включает второе маятниковое реле времени *1У* с н. о. контактами, которые по истечении выдержки времени включают контактор ускорения *2У*. Контакты контактора *2У* замыкают вторую ступень пускового реостата *2ПС* и ротор двигателя получает дополнительное ускорение.

В свою очередь якорь контактора *2У* включает маятниковые реле времени *2У*, в связи с чем через 1—2 сек приходит в действие контактор ускорения *3У*. Кольца двигателя оказываются замкнутыми накоротко и двигатель заканчивает разгон.

При нажатии кнопки «Стоп» цепь катушки линейного контактора *К* обесточивается, его контакты размыкаются, и двигатель останавливается.

Защита двигателя от перегрузок осуществляется тепловыми реле *1РТ*, *2РТ*, нагревательные элементы которых включены в цепь обмоток статора двигателя. При перегрузке тепловые реле срабатывают и своими н. з. контактами отключают цепь катушки линейного контактора, что приводит к остановке электродвигателя.

Аналогичные схемы релейно-контакторного управления применяют и для двигателей постоянного тока.

§ 23.4. ЭЛЕКТРОМАШИННОЕ УПРАВЛЕНИЕ

Недостатки схем релейно-контакторного управления — громоздкость, сложность, относительно малая надежность — заставили перейти к системам бесконтактного электромашинного управления двигателями. Они осуществляют регулирование скорости вращения, напряжения, тока без каких-либо переключений в силовых цепях или цепях обмоток возбуждения машин. Для ознакомления с принципом такого регулирования условимся понимать под объектом регулирования приводной двигатель или генератор, а под регулируемыми величинами — скорость вращения вала двигателя или ток главной цепи и напряжение генератора. Регулятором будем называть аппарат или машину, осуществляющую автоматический контроль и управление. Связь между регулятором и объектом регулирования осуществляется с помощью различного рода датчиков, тахогенераторов и других устройств, сигналы которых воспринимаются через обмотки управления регулятора. Такая связь между регулятором и объектом регулирования называется обратной связью, а система, осуществляющая управление, — замкнутой системой автоматического регулирования.

Обратные связи могут быть положительными и отрицательными, гибкими и жесткими.

При положительной обратной связи положительное приращение регулируемой величины приводит к еще

большему ее увеличению, а при отрицательной обратной связи, наоборот, к уменьшению. Жесткие связи действуют как в переходных, так и в установившихся режимах работы, гибкие связи — только в переходном режиме в функции первой производной.

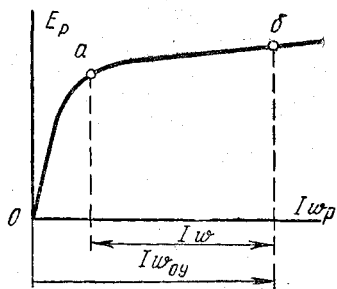


Рис. 23.21. Характеристика холостого хода возбудителя

Если н. с. одной из обмоток управления будет задающей, т. е. определяющей величину и полярность выходного напряжения ЭМУ, то знаки н. с. других обмоток будут определяться тем, как они направлены по отношению к н. с. задающей обмотки. Так, н. с., совпадающая по направлению с н. с. задающей обмотки, войдет в уравнение намагничивающих сил с положительным знаком, а н. с., направленная встречно, — с отрицательным знаком.

Рассмотрим форсированный пуск двигателя до заданной скорости в системе генератор — двигатель (Г — Д). В качестве возбудителя генератора используется генератор, характеристика $E_p = f(I_w)$ которого приведена на рис. 23.21.

Особенностью данного возбудителя является то, что его магнитная система сильно насыщена, вследствие чего индуктивность его обмоток уменьшается. Поэтому постоянная времени τ обмотки управления невелика. Это способствует тому, что напряжение на якоре возбудителя (рис. 23.22), а следовательно, и на зажимах обмотки возбуждения генератора *ОВГ* стремится быстро возрасти до значения, определяемого величиной н. с. обмотки управления *ОУ* (точка *б* на рис. 23.21).

Если бы действовала только одна обмотка *ОУ*, то это напряжение в несколько раз превысило бы номинальное напряжение об-

Регуляторами в замкнутых системах автоматического регулирования служат электромашинные усилители (ЭМУ), магнитные усилители (МУ), дроссели или специальные генераторы, имеющие несколько обмоток управления, — возбудители.

Выходное напряжение таких регуляторов, например напряжение на продольных щетках ЭМУ, пропорционально результирующему магнитному потоку. Последний в свою очередь зависит от алгебраической суммы намагничивающих сил всех обмоток.

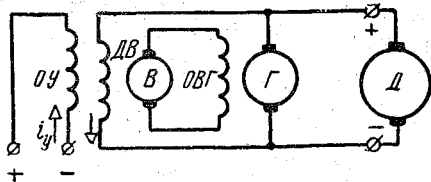


Рис. 23.22. Схема форсированного пуска двигателя постоянного тока в системе Г — Д

мотки *ОВГ*. В начале пуска происходит форсированное нарастание э. д. с. генератора *Г*, так как н. с. дифференциальной обмотки *ДВ* равна нулю. Вместе с этим возрастает н. с. обмотки *ДВ* возбуждателя, которая направлена встречно н. с. обмотки *ОУ* (осуществляется отрицательная обратная связь по напряжению).

На участке, ограниченном точками *a* и *b* характеристики $E_p = f(I\omega)$, встречно направленная н. с. обмотки *ДВ* еще не приводит к заметному снижению напряжения на обмотке *ОВГ* из-за сильного насыщения возбуждателя. Однако с дальнейшим ростом э. д. с. генератора н. с. обмотки *ДВ* тоже возрастает, причем на участке характеристики (слева от точки *a*), где э. д. с. возбуждателя резко снижается до номинального или заданного значения. Это свидетельствует об автоматическом прекращении форсирования, т. е. об окончании пуска.

Результирующая н. с. возбуждателя в процессе работы привода автоматически изменяется так, что напряжение генератора остается с некоторой степенью точности на заданном уровне. Действительно, если, например, увеличится нагрузка двигателя, то уменьшится напряжение на зажимах генератора. Вместе с этим уменьшится н. с. обмотки *ДВ*, а это в свою очередь приведет к увеличению разности н. с. обмоток и повышению напряжения генератора до заданной величины.

Наоборот, если напряжение генератора превысит заданное значение, то результирующая н. с. уменьшится и напряжение генератора снизится до прежнего значения.

Как пример использования дросселя с подмагничиванием в автоматизированном электроприводе рассмотрим схему пуска асинхронного двигателя с контактными кольцами (рис. 23.23).

Рабочие обмотки *РО* дросселя подключены параллельно пусковым активным сопротивлениям двигателя, величины которых значительно меньше полных сопротивлений обмоток *РО*. Последние, однако, можно уменьшить, если обмотку управления *ОУ* подключить к источнику постоянного тока и увеличивать ток в ней, т. е. подмагничивать дроссель. В рассматриваемом случае источником постоянного тока служит тахогенератор *ТГ*, магнитный поток которого является неизменным. Таким образом, величина э. д. с.

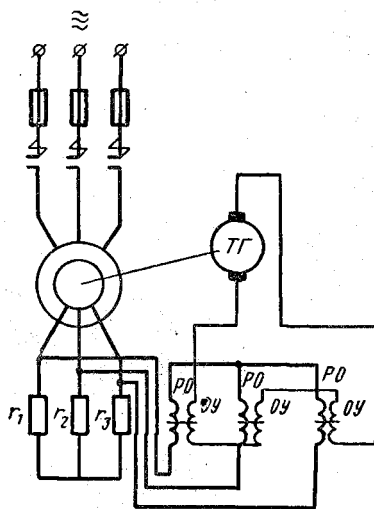


Рис. 23.23. Схема автоматического пуска асинхронного двигателя с контактными кольцами

пропорциональна только скорости вращения ротора асинхронного двигателя.

По мере увеличения скорости вращения ротора напряжение тахогенератора возрастет, появится ток в обмотках OU , вследствие чего сопротивление обмоток PO будет уменьшаться, шунтируя пусковые сопротивления. Интенсивное изменение величины сопротивления обмотки PO обуславливается еще и тем, что с ростом скорости вращения ротора наряду с увеличением тока в обмотке OU уменьшается частота токов ротора, что также приводит к уменьшению индуктивного сопротивления обмотки PO . В конце пуска активные сопротивления в цепи ротора практически полностью шунтируются обмотками PO дросселя.

Применяя такую схему пуска, необходимо учитывать то, что пусковой момент двигателя несколько уменьшается вследствие увеличения индуктивного сопротивления цепи ротора.

ЛИТЕРАТУРА

Касаткин А. С. и Перекалин М. А. Электротехника. Изд-во «Энергия», 1963.

Касаткин А. С. Основы электротехники. Изд-во «Энергия», 1967.

Блажкин А. Т. и др. Общая электротехника. Изд-во «Энергия», 1964.

Нейман Л. Р. и Демирчан К. С. Теоретические основы электротехники. Изд-во «Высшая школа», 1967.

Зевеке Г. В., Ионкин П. А., Страхов С. В., Нетушил А. В. Основы теории цепей. Изд-во «Энергия», 1964.

Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. Изд-во «Высшая школа», 1967.

Фремке А. В. Электрические измерения. Изд-во «Энергия», 1968.

Туричин А. М. Электрические измерения неэлектрических величин. Изд-во «Энергия», 1966.

Костенко М. П. и Пиотровский Л. М. Электрические машины. Ч. I и II. Изд-во «Энергия», 1965.

Завалишин Д. А. и др. Электрические машины малой мощности. Изд-во «Энергия», 1963.

Чиликин М. Г. Основы электропривода. Изд-во «Энергия», 1967.

Ермолин Н. П. Электрические машины малой мощности. Изд-во «Энергия», 1967.

Колл. авторов. Сборник задач по общей электротехнике. Под редакцией В. С. Пантюшина. Изд-во «Высшая школа», 1968.

О Г Л А В Л Е Н И Е

Предисловие	Стр. 3
Введение (В. С. Пантюшин, Я. А. Шнейберг)	5

Г л а в а 1

Электрические цепи постоянного тока

(В. С. Пантюшин)

§ 1.1. Простейшая электрическая цепь постоянного тока. Основные соотношения	14
§ 1.2. Схемы неразветвленных электрических цепей постоянного тока	18
§ 1.3. Схемы разветвленных электрических цепей постоянного тока	23
§ 1.4. Режимы работы электрической цепи постоянного тока	25
§ 1.5. Энергетические соотношения в простейшей электрической цепи постоянного тока	27

Г л а в а 2

Методы анализа режимов работы электрических цепей постоянного тока

(В. С. Пантюшин)

§ 2.1. Задачи анализа	30
§ 2.2. Цепи с последовательно соединенными элементами	31
§ 2.3. Цепи с параллельно соединенными элементами	34
§ 2.4. Цепи с одним источником питания и смешанным соединением сопротивлений	34
§ 2.5. Эквивалентные соединения сопротивлений в звезду и треугольник	42
§ 2.6. Расчет сложных цепей постоянного тока при помощи законов Кирхгофа	45
§ 2.7. Метод контурных токов	47
§ 2.8. Метод наложения	49
§ 2.9. Метод эквивалентного генератора	50
§ 2.10. Упрощение расчетных схем путем замены активных и пассивных параллельных ветвей одной эквивалентной активной ветвью	53

Глава 3

Тепловое действие электрического тока

(В. С. Пантюшин)

§ 3.1. Проводниковые материалы	55
§ 3.2. Расчет проводов по нагреву	58
§ 3.3. Плавкие предохранители и тепловые реле	60

Глава 4

Нелинейные элементы в электрических цепях постоянного тока

(В. С. Пантюшин)

§ 4.1. Основные понятия. Примеры нелинейных элементов	64
§ 4.2. Графический метод расчета цепей постоянного тока, состоящих из последовательно и параллельно соединенных нелинейных элементов	68
§ 4.3. Аналитический метод расчета цепей постоянного тока с нелинейными элементами	71
§ 4.4. Стабилизация тока в последовательной цепи	73
§ 4.5. Стабилизация напряжения	75

Глава 5

Магнитные цепи постоянного тока

(В. С. Пантюшин)

§ 5.1. Основные понятия	79
§ 5.2. Расчет магнитного поля с помощью закона полного тока	84
§ 5.3. Применение ферромагнитных материалов для усиления магнитного поля в электромагнитных устройствах	88
§ 5.4. Магнитные свойства наиболее распространенных ферромагнитных материалов	92
§ 5.5. Магнитные цепи с постоянной намагничивающей силой	97
§ 5.6. Индуктивность и взаимная индуктивность	112

Глава 6

Электрические цепи с изменяющимися во времени токами

(В. С. Пантюшин)

§ 6.1. Основные понятия	115
§ 6.2. Особенности электромагнитных процессов в цепях с изменяющимися во времени токами	116
§ 6.3. Условно положительные направления э. д. с., напряжений и токов элементов цепи с изменяющимися во времени токами	119
§ 6.4. Соотношения между мгновенными значениями напряжений и токов отдельных элементов схемы замещения электрической цепи	120
§ 6.5. Система уравнений, связывающая мгновенные значения э. д. с., напряжений и токов сложных электрических цепей	122
§ 6.6. Действующие значения периодических э. д. с., напряжений и токов	124
§ 6.7. Средние значения периодических э. д. с., напряжений, токов и мощности	124
§ 6.8. Синусоидальные токи. Их достоинства. Области применения	125
§ 6.9. Изображение синусоидальных токов на плоскости декартовых координат	126
§ 6.10. Изображение синусоидальных токов на комплексной плоскости	130

§ 6.11. Действующие и средние значения синусоидальных токов	133
§ 6.12. Законы Кирхгофа для цепей синусоидального тока, записанные в комплексной форме	134

Г л а в а 7

Электрические цепи однофазного синусоидального тока

(В. С. Пантюшин)

§ 7.1. Цепь с активным сопротивлением	136
§ 7.2. Цепь с индуктивностью	139
§ 7.3. Цепь с емкостью	142
§ 7.4. Цепь, содержащая катушку с активным сопротивлением и индуктивностью	145
§ 7.5. Мощности цепи, состоящей из последовательно соединенных активного сопротивления и индуктивности	149
§ 7.6. Цепь с активным сопротивлением и емкостью	153
§ 7.7. Последовательно соединенные катушка и конденсатор в цепи синусоидального тока	156
§ 7.8. Общий случай последовательной цепи синусоидального тока	159
§ 7.9. Цепь синусоидального тока с параллельно соединенными приемниками	162
§ 7.10. Активные и реактивные составляющие проводимости и тока	164
§ 7.11. Повышение коэффициента мощности в цепях синусоидального тока	167
§ 7.12. Сложная цепь синусоидального тока с одним источником питания	170
§ 7.13. Сложная цепь синусоидального тока с несколькими источниками питания	172
§ 7.14. Взаимная индукция в цепях синусоидального тока	174
§ 7.15. Основные понятия о четырехполюсниках	183
§ 7.16. Понятие о круговых диаграммах простейших электрических цепей	186

Г л а в а 8

Трехфазные электрические цепи

(Я. А. Шнейберг)

§ 8.1. Основные понятия	192
§ 8.2. Четырехпроводная цепь. Соединение в звезду	195
§ 8.3. Трехпроводная цепь. Соединение в звезду и треугольник	199
§ 8.4. Мощность трехфазной цепи	204

Г л а в а 9

Электрические цепи несинусоидального тока

(В. А. Смирнов)

§ 9.1. Основные понятия	206
§ 9.2. Частные случаи несинусоидальных кривых	207
§ 9.3. Примеры аналитического разложения периодических функций в ряд Фурье	208
§ 9.4. Действующие значения несинусоидальных токов и напряжений. Среднее значение мощности в электрических цепях несинусоидального тока	210
§ 9.5. Электрические цепи с несинусоидальными напряжениями и токами	213
§ 9.6. Резонансы напряжений и токов для отдельных гармоник	218
§ 9.7. Высшие гармоники в трехфазных системах	221

Г л а в а 10

Переходные процессы в простейших электрических цепях

(В. А. Смирнов)

§ 10.1. Методика расчета переходных процессов. Законы коммутации	225
§ 10.2. Заряд конденсатора от источника постоянного напряжения	227

§ 10.3. Разряд конденсатора	229
§ 10.4. Включение катушки индуктивности на постоянное напряжение	231
§ 10.5. Изменение сопротивления в цепи постоянного тока с катушкой индуктивности	233
§ 10.6. Включение катушки индуктивности на синусоидальное напряжение	235

Г л а в а 11

Магнитные цепи с переменной намагничивающей силой

(В. В. Коген-Далин)

§ 11.1. Основные понятия	238
§ 11.2. Форма кривой тока идеализированной катушки с ферромагнитным сердечником при синусоидальном напряжении	242
§ 11.3. Эквивалентный синусоидальный ток. Вольтамперная характеристика катушки	246
§ 11.4. Векторная диаграмма и схема замещения идеализированной катушки	248
§ 11.5. Реальная катушка индуктивности	250
§ 11.6. Дроссель с воздушным зазором	251
§ 11.7. Феррорезонансный стабилизатор напряжения	253

Г л а в а 12

Трансформаторы

(В. В. Коген-Далин)

§ 12.1. Назначение и принцип действия трансформатора	256
§ 12.2. Идеализированный трансформатор	258
§ 12.3. Реальный трансформатор	263
§ 12.4. Опыт холостого хода и короткого замыкания трансформатора	267
§ 12.5. Изменение напряжения на зажимах вторичной обмотки трансформатора при нагрузке	271
§ 12.6. Потери энергии и нагрев трансформатора. Коэффициент полезного действия	274
§ 12.7. Многообмоточные трансформаторы	277
§ 12.8. Конструкция трансформаторов малой мощности	278
§ 12.9. Связь габаритных размеров и эксплуатационных характеристик силового трансформатора с его номинальной мощностью	279
§ 12.10. Трехфазные трансформаторы	283
§ 12.11. Трансформаторы специального назначения	288

Г л а в а 13

Магнитные цепи при одновременном воздействии переменной и постоянной н. с.

(М. Ю. Ангельт)

§ 13.1. Дроссель с подмагничиванием	294
§ 13.2. Однотактные магнитные усилители	297
§ 13.3. Двухтактный магнитный усилитель	304

Г л а в а 14

Электроизмерительные приборы

(В. В. Крымов)

§ 14.1. Основные понятия	307
§ 14.2. Погрешности электроизмерительных приборов	310

§ 14.3. Устройство электроизмерительных приборов	312
§ 14.4. Магнитоэлектрический измерительный механизм	317
§ 14.5. Магнитоэлектрические приборы	319
§ 14.6. Применение магнитоэлектрического механизма для измерения переменных токов. Термоэлектрические и выпрямительные приборы	323
§ 14.7. Электромагнитный измерительный механизм	326
§ 14.8. Электромагнитные приборы	327
§ 14.9. Электродинамический измерительный механизм	330
§ 14.10. Электродинамические и ферродинамические приборы	332
§ 14.11. Индукционные приборы	335
§ 14.12. Электростатические приборы	339

Г л а в а 15

Электрические измерения

(Х. Э. Зайдель, Г. И. Шарохин)

§ 15.1. Измерение тока и напряжения в цепях постоянного, переменного и несинусоидального тока	341
§ 15.2. Измерение мощности и электрической энергии в однофазных и трехфазных цепях переменного тока	344
§ 15.3. Измерение сопротивлений	349
§ 15.4. Измерение емкости и индуктивности	353
§ 15.5. Компенсационный метод измерения	355
§ 15.6. Измерение и запись изменяющихся во времени электрических величин	356
§ 15.7. Электрические методы измерения неэлектрических величин	363
§ 15.8. Понятие о телеизмерениях	368

Г л а в а 16

Машины постоянного тока

(Д. Н. Морозов)

§ 16.1. Общие понятия	370
§ 16.2. Принцип устройства машины и получения постоянного напряжения	371
§ 16.3. Работа машины постоянного тока в генераторном и двигательном режимах	376
§ 16.4. Конструкция современной машины постоянного тока	377
§ 16.5. Электродвижущая сила якоря. Характеристика намагничивания машины постоянного тока	380
§ 16.6. Энергетические соотношения. Электромагнитный момент	382
§ 16.7. Магнитное поле машины при нагрузке. Реакция якоря	384
§ 16.8. Искрение на коллекторе. Коммутация	386
§ 16.9. Способы возбуждения машин постоянного тока	390
§ 16.10. Генератор независимого возбуждения	391
§ 16.11. Генераторы с самовозбуждением	397
§ 16.12. Пуск и регулирование скорости вращения двигателей постоянного тока	397
§ 16.13. Двигатели параллельного и независимого возбуждения	399
§ 16.14. Двигатель последовательного возбуждения	404
§ 16.15. Двигатель смешанного возбуждения	407
§ 16.16. Исполнительные двигатели постоянного тока	407

Г л а в а 17

Трехфазные асинхронные машины

(М. Ю. Ангельт)

§ 17.1. Назначение, конструктивные элементы и принцип действия трехфазной асинхронной машины	410
--	-----

§ 17.2.	Рабочий процесс асинхронного двигателя	422
§ 17.3.	Асинхронный двигатель с эквивалентным неподвижным ротором	432
§ 17.4.	Схемы замещения	435
§ 17.5.	Механическая характеристика трехфазного асинхронного двигателя	438
§ 17.6.	Пуск в ход асинхронных двигателей	444
§ 17.7.	Регулирование скорости вращения ротора	450
§ 17.8.	Электрическое торможение асинхронных двигателей	452

Глава 18

Асинхронные машины малой мощности

(М. Ю. Анфельт)

§ 18.1.	Однофазные асинхронные двигатели	453
§ 18.2.	Конденсаторный асинхронный двигатель	459
§ 18.3.	Асинхронный двигатель с экранированными полюсами	461
§ 18.4.	Асинхронные исполнительные двигатели	462
§ 18.5.	Асинхронные тахогенераторы	470

Глава 19

Синхронные машины

(В. В. Коген-Далин)

§ 19.1.	Назначение, устройство и принцип действия	472
§ 19.2.	Работа синхронного двигателя под нагрузкой	476
§ 19.3.	Схема замещения и векторная диаграмма синхронного двигателя	479
§ 19.4.	Электромагнитный (вращающий) момент и угловая характеристика синхронного двигателя	480
§ 19.5.	Регулирование реактивной мощности синхронного двигателя. U-образные характеристики	483
§ 19.6.	Пуск в ход синхронного двигателя	486
§ 19.7.	Работа генератора в электрических системах большой мощности	488
§ 19.8.	Регулирование нагрузки синхронного генератора. Угловая и U-образные характеристики	490
§ 19.9.	Включение генератора на параллельную работу с системой	492

Глава 20

Синхронные машины малой мощности

(В. В. Коген-Далин)

§ 20.1.	Гистерезисный двигатель	495
§ 20.2.	Синхронный двигатель с постоянными магнитами	497
§ 20.3.	Реактивный синхронный двигатель	498

Глава 21

Электрические машины специального назначения

(М. Ю. Анфельт)

§ 21.1.	Сельсины	500
§ 21.2.	Поворотные трансформаторы	507

Г л а в а 22

Электропривод

(В. П. Данильченко)

§ 22.1. Понятие об электроприводе	517
§ 22.2. Выбор типа электродвигателя	519
§ 22.3. Работа двигателя в установившемся и переходном режимах	522
§ 22.4. Нагрузочные диаграммы электропривода	527
§ 22.5. Расчет и выбор мощности двигателя	529

Г л а в а 23

Управление электроприводом

(В. П. Данильченко)

§ 23.1. Понятие об управлении	538
§ 23.2. Аппаратура управления	539
§ 23.3. Релейно-контакторное управление	552
§ 23.4. Электромашинное управление	557
Литература	561

Анвельт Мойя Юрьевич, Данильченко Василий Порфирьевич, Зайдель Христина Эдуардовна, Коген-Далин Владимир Викторович, Крымов Василий Васильевич, Морозов Дмитрий Николаевич, Пантюшин Василий Сергеевич, Смирнов Владимир Александрович, Шарохин Григорий Иванович, Шнейберг Ян Абрамович

ОБЩАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Под ред. проф. В. С. Пантюшина

Редактор Т. И. Артемова

Технический редактор Н. В. Яшукова

Переплет художника Л. М. Чернышева

Художественный редактор Т. М. Скворцова

Корректор Г. И. Кострикова

Т-06077. Сдано в набор 10/XII-69 г. Подп. к печати 18/V-70 г. Формат 60×90^{1/16}. Объем 35,5 п. л. Уч.-изд. л. 30,08. Изд. № ЭР—82. Тираж 150 000 экз. Цена в пер. № 5 94 коп., в пер. № 7 1 руб. 03 коп. Заказ 905.

План выпуска литературы изд-ва «Высшая школа» (вузы и техникумы) на 1970 г. Позиция № 81—84.

Москва, К-51, Неглинная ул., д. 29/14.

Издательство «Высшая школа»

Ордена Трудового Красного Знамени Ленинградская типография № 1 «Печатный Двор» им. А. М. Горького Главполиграфпрома Комитета по печати при Совете Министров СССР, г. Ленинград, Гатчинская ул., 26.